

Resum

En aquest projecte es presenta el disseny, la implementació i la validació experimental d'un prototip d'emulador de xarxa elèctrica.

Un emulador de xarxa elèctrica té com a objectiu recrear certs escenaris sovint imprevisibles en la xarxa elèctrica: variacions de freqüència, contingut harmònic present en l'ona de tensió, desequilibris que pot patir un sistema trifàsic, efecte *flicker* o de parpelleig i els ben coneguts sots de tensió. Un emulador de xarxa té una finalitat molt concreta: Poder sotmetre equips elèctrics o electrònics a qualsevol d'aquests escenaris, de manera que es pugui comprovar quin és el comportament d'aquests equips en front de situacions indesitjables com les que s'han anomenat. Per exemple, comprovar si les proteccions d'un dispositiu electrònic contra certes perturbacions són efectives i compleixen determinades normatives.

Per la implementació de l'anomenat emulador cal recórrer als convertidors d'electrònica de potència. En essència, es tracta de dissenyar un sistema de control digital que, implementat en el convertidor adequat, permeti sintetitzar les formes d'ona de tensió desitjades. En aquest cas, s'utilitzarà un equip de 90 kVA de potència nominal.

A més de fer un estudi previ de qualitat elèctrica i d'aspectes relacionats amb convertidors, el present treball es centra en una tècnica de control concreta, els controladors ressonants, dels quals se'n fa un estudi detallat. Seguidament, es presenten unes simulacions exhaustives del sistema, realitzades amb Matlab Simulink[®], pas previ a la implementació real. Finalment, es procedeix a la implementació del codi en el sistema real, mitjançant Code Composer Studio[®], i a la realització de les proves experimentals per comprovar-ne el correcte funcionament i el seu potencial.

Índex

Resum	1
Glossari	13
Prefaci	19
Introducció	21
1 Qualitat de la tensió en la xarxa elèctrica	23
1.1 Característiques de l'ona de tensió	23
1.2 Aspectes relacionats amb la freqüència	24
1.2.1 Variacions de freqüència	24
1.3 Aspectes relacionats amb l'amplitud	25
1.3.1 Variacions lentes d'amplitud	25
1.3.2 Fluctuacions de l'amplitud i efecte <i>flicker</i>	27
1.3.3 Sots de tensió i talls breus	28
1.3.4 Impulsos de tensió	31
1.4 Aspectes relacionats amb la forma d'ona	32
1.4.1 Distorsió harmònica	32
1.5 Aspectes relacionats amb la simetria d'ona	34
1.5.1 Desequilibris de tensió	34
2 Anàlisi d'especificacions del convertidor	37
2.1 L'electrònica de potència i els emuladors	37
2.2 Característiques necessàries per a un emulador de xarxa	38
2.2.1 Tipologia del convertidor	38
2.2.2 Connexió de l'etapa trifàsica	39

2.2.3	Filtre de sortida de l'etapa trifàsica	40
2.2.4	Convertidor utilitzat a la plataforma experimental	43
3	Anàlisi de les tècniques de control	45
3.1	Referència estacionària i referència síncrona	45
3.2	El controlador ressonant: Aspectes fonamentals en temps continu	47
3.3	El controlador ressonant: Discretització	51
3.3.1	Mètodes de discretització	51
3.3.2	Efecte dels pols i dels zeros	52
3.4	Altres mètodes de control	58
4	Disseny del sistema de control	61
4.1	Control de corrent	61
4.1.1	Estructura del laç de control	61
4.1.2	Sintonització del controlador	63
4.2	Control de tensió	65
4.2.1	Estructura del laç de control	65
4.2.2	Sintonització del controlador	66
4.3	Estudi d'estabilitat	67
4.3.1	Llaç de corrent	68
4.3.2	Llaç de tensió	73
4.3.3	Consideracions finals	76
5	Plataforma experimental i modelització	77
5.1	La plataforma experimental	77
5.2	Descripció dels elements de la plataforma experimental	78
5.2.1	Convertidor trifàsic <i>Lisi</i>	78
5.2.2	Rectificador actiu <i>QVcea</i>	82
5.2.3	Càrregues	82
5.3	Model monofàsic ideal	84
5.4	Model monofàsic introduint quantificació	84
5.5	Model trifàsic amb modulació i control del bus de contínua	86

Disseny i implementació d'un emulador de xarxa elèctrica	5
6 Resultats teòrics i experimentals	89
6.1 Introducció	89
6.2 Mode <i>Base</i>	90
6.3 Mode <i>Harmònics</i>	91
6.4 Mode <i>Desequilibri</i>	94
6.5 Mode <i>Flicker</i>	95
6.6 Mode <i>Sot</i>	96
6.7 Conclusions	98
Conclusions i línies futures	99
Agraïments	101
A Anàlisi econòmica i mediambiental	103
A.1 Pressupost	103
A.1.1 Recursos humans	103
A.1.2 Recursos d'I+D	104
A.1.3 Cost total	105
A.2 Impacte ambiental	105
A.2.1 RoHS	105
A.2.2 DRAEE	106
B Sistemes de referència síncrona: La Transformada de Park	107
C Mètode de les components simètriques	109
D Qüestions relacionades amb els controladors PR	111
D.1 Comportament dels controladors PR en el domini freqüencial	111
D.2 Mètodes de discretització per integració numèrica	114
D.2.1 Mètode <i>forward</i> Euler	114
D.2.2 Mètode <i>backward</i> Euler	115
D.2.3 Transformació bilineal o trapezoïdal (Tustin)	116
D.3 Discretització del controlador PR	117
D.3.1 Discretització directa de la funció de transferència	117
D.3.2 Discretització dels dos integradors per separat	119

E	Modulació vectorial de tensions (SVM)	125
F	La corba ITIC	129
G	Format IQ: Rang i resolució	131
H	Càlculs del mòdul i angle dels sots ABC	133
I	Fotografies de l'equip utilitzat	135
	Bibliografia	143

Índex de figures

1.1	Esquema equivalent Thevenin d'una xarxa amb una càrrega connectada . . .	26
1.2	Classificació dels tipus de fluctuacions. Font: [1]	28
1.3	Tipus de sots de tensió amb les equacions cartesianes dels fasors	30
2.1	Estructura <i>back-to-back</i> per a les topologies VSC i CSC	38
2.2	Representació monofàsica d'un sistema amb VSC i filtre L connectat a xarxa	40
2.3	Representació monofàsica d'un sistema amb VSC i filtre LCL connectat a xarxa	41
2.4	Diagrama de blocs del filtre LCL	42
2.5	Diagrames de Bode de $G_L(s)$ i $G_{LCL}(s)$	42
2.6	Esquema del conjunt de les etapes de potència	43
2.7	Esquema de l'inversor de quatre branques i el filtre LCL	44
3.1	Diagrama de Bode d'un integrador pur	45
3.2	Diagrama de Bode d' $R_h(s)$. En aquest cas, $h = 1$ i $\omega_1 = 2\pi 50 \text{ rad/s}$	48
3.3	Descomposició del controlador PR en dos integradors	49
3.4	Diversos controladors PR en cascada per a controlar diverses freqüències simultàniament. La variable e és l'error entre consigna i realimentació.	49
3.5	Posició dels pols dels 5 grups en el pla z , per a una freqüència de mostreig $f_s = 12 \text{ kHz}$. Es mostren les línies de freqüència natural constant corresponents a la freqüència de cada component harmònica.	54
3.6	Desviació de la freqüència de ressonància pel 7è, 13è i 17è harmònic, per a una $f_s = 12 \text{ kHz}$	55
3.7	Desviació de la freqüència de ressonància dels grups C i D	55
3.8	Diagrames de Bode per a les discretitzacions del grup D, per a $f_s = 12 \text{ kHz}$ i $h = 13$	56
3.9	Diagrames de Bode per a les discretitzacions del grup E, per a $f_s = 12 \text{ kHz}$ i $h = 13$	57

4.1	Diagrama de blocs del llaç de corrent	61
4.2	Diagrama de blocs del llaç de corrent simplificat	62
4.3	Resposta davant un canvi de consigna de corrent	64
4.4	Diagrama de blocs del llaç de tensió	65
4.5	Diagrama de blocs del llaç de tensió simplificant el de corrent	66
4.6	Resposta davant un canvi de consigna de tensió	67
4.7	Diagrames de Bode i de Nyquist de $G_{ol,i}(z)$	68
4.8	Diagrames de Bode del llaç obert i el llaç tancat de corrent	69
4.9	Efecte dels paràmetres del sistema $G_{ol,i}(z)$ sobre el diagrama de Nyquist. Controlador PR amb $f_h = 850$ Hz.	70
4.10	Diagrames de Bode de $G_{cl,i}(z)$ sense part ressonant per a diferents k_P	71
4.11	Diagrama de guany de $G_{ol,i}(z)$ per a diferents k_I , amb alguns controladors ressonants	72
4.12	Diagrama de Nyquist de $G_{ol,i}(z)$, amb controladors de freqüències fonamen- tal, 3r, 5è, 7è, 9è, 11è, 13è i 15è harmònic	72
4.13	Diagrames de Bode i de Nyquist de $G_{ol,v}(z)$	73
4.14	Diagrames de Bode del llaç obert i el llaç tancat de tensió	74
4.15	Efecte dels paràmetres del sistema $G_{ol,v}(z)$ sobre el diagrama de Nyquist. Controlador PR amb $f_h = 450$ Hz.	74
4.16	Diagrames de Bode de $G_{cl,v}(z)$ per a diferents k_P , només amb control pro- porcional	75
4.17	Diagrama de guany de $G_{ol,v}(z)$ per a diferents k_I , amb alguns controladors ressonants	76
4.18	Diagrama de Nyquist de $G_{ol,v}(z)$, amb controladors de freqüències fonamen- tal, 3r, 5è, 7è, 9è, 11è, 13è i 15è	76
5.1	Esquema conceptual de la plataforma. 1: Escomesa trifàsica. 2: Capsa de connexions. 3: Càrrega. 4: Convertidor trifàsic. 5: Rectificador actiu. 6: Plaques de control. 7: Oscil·loscopi. 8: Ordinadors.	78
5.2	Màquina d'estats del convertidor	81
5.3	Màquina de substats de l'estat <i>Operacional</i>	82
5.4	Càrrega no lineal de referència	83
5.5	Model monofàsic amb elements elèctrics, sense modulació	84
5.6	Maneres d'implementar un filtre digital	85
5.7	Efecte de la precisió dels coeficients dels filtres en la resposta davant una consigna de tensió amb contingut harmònic	86

5.8	Model trifàsic complet	87
5.9	Bloc de generació de la consigna, detallat	88
6.1	Arrencada suau amb una rampa, en la tensió, d'un segon	90
6.2	Captures reals d'una consigna de 230 V i 50 Hz	91
6.3	Captures reals d'una consigna de 230 V i 50 Hz alimentant la càrrega no lineal	91
6.4	Simulacions de consignes de tensió de component fonamental superposant-hi l'harmònic corresponent	92
6.5	Captures reals de consignes de tensió de component fonamental superposant-hi l'harmònic corresponent	93
6.6	Consigna de tensió de component fonamental amb contingut harmònic divers (7,5% de 3r, 5% de 9è i 1,5% de 13è) aplicada sobre la càrrega no lineal i corrent consumit	94
6.7	Simulacions de dos casos de desequilibri de tensions de fase	94
6.8	Captures reals de dos casos de desequilibri de tensions de fase	95
6.9	Simulacions de dos casos d'efecte <i>flicker</i>	95
6.10	Captures reals de dos casos d'efecte <i>flicker</i>	96
6.11	Simulacions de dos sots de tensió de tipus A (200 ms)	96
6.12	Captures reals de dos sots de tensió de tipus A (0 % i 50%, 200 ms)	97
6.13	Simulacions de dos sots de tensió de tipus B i E (30%, 200 ms)	97
6.14	Captures reals de dos sots de tensió de tipus B i E (30%, 200 ms)	97
6.15	Sot de tensió de tipus C (50%, 150 ms)	98
B.1	Canvis de referència en eixos $\alpha - \beta$ i $d - q$	108
C.1	D'esquerra a dreta: seqüència directa, inversa i homopolar	110
D.1	Comparativa entre diagrames de Bode de la funció sinus i cosinus	111
D.2	Comparativa entre diagrames de Bode variant k_p	112
D.3	Comparativa entre diagrames de Bode variant k_i , amb $k_p = 0$	112
D.4	Comparativa entre diagrames de Bode variant k_i , amb $k_p = 1$	112
D.5	Comparativa entre diagrames de Bode variant el factor d'amortiment ξ	113
D.6	Comparativa entre diagrames de Bode de la transmitància de llaç del sistema format per 3 PR (50 Hz, 150 Hz, 250 Hz) i la planta del llaç de corrent	113
D.7	Aproximació de la integral de $\dot{x}_c(\tau)$ utilitzant el mètode <i>forward Euler</i>	114
D.8	Relació entre la zona d'estabilitat del pla s i la del pla z per a la transformació <i>forward Euler</i>	115

D.9	Aproximació de la integral de $\dot{x}_c(\tau)$ utilitzant el mètode <i>backward</i> Euler . . .	116
D.10	Relació entre la zona d'estabilitat del pla s i la del pla z per a la transformació <i>backward</i> Euler	116
D.11	Aproximació de la integral de $\dot{x}_c(\tau)$ utilitzant la transformació bilineal . . .	117
D.12	Relació entre la zona d'estabilitat del pla s i la del pla z per a la transformació bilineal o trapezoïdal	117
D.13	A l'esquerra: resposta temporal en llaç obert, davant d'una entrada graó, dels controladors PR (integradors per separat) amb totes les combinacions, sintonitzats a 50 Hz. A la dreta: pols i zeros al pla z , sintonitzats a 650 Hz per fer més visible el desplaçament dels pols. Blau: sense retard a la realimentació, vermell: amb retard a la realimentació; $f_s = 12$ kHz.	123
E.1	Inversor de 3 branques	125
E.2	Estats del convertidor de 3 branques	126
E.3	Trajectòria del vector espacial d'un sistema trifàsic equilibrat	127
E.4	Sistema de coordenades $a-b-c$ i $\alpha-\beta$ (transformació de Clarke). Vectors generadors pel convertidor de 3 branques (blau).	127
E.5	Representació vectorial de les tensions de l'inversor de 3 branques	128
F.1	Corba ITIC. Font: [2]	130
G.1	Rang de valors i precisió del format en coma fixa per a registres de 32 bits. El nombre d'IQ fa referència als bits de la part decimal. Font: [3]	131
H.1	Sots de tipus C, D, F i G, amb les magnituds en pu	133
I.1	Lloc de treball	135
I.2	Convertidor trifàsic <i>Lisi</i>	136
I.3	Primer compartiment del convertidor trifàsic	136
I.4	Segon compartiment del convertidor trifàsic	137
I.5	Tercer compartiment del convertidor trifàsic	137
I.6	Plaques de control	138
I.7	Rectificador actiu $QVcea$	138
I.8	Capsa de connexions	139
I.9	Armari de resistències utilitzat com a càrrega	139
I.10	Càrrega no lineal de referència	140
I.11	Oscil·loscopi Yokogawa DL9040	140

Índex de taules

1.1	Nivells d'harmònics permesos (% respecte fonamental). Font: [4]	33
3.1	Principals mètodes de discretització	52
3.2	Aplicació dels diferents mètodes de discretització a $G_{R_h}(s)$	53
3.3	Discretització de $G_{R_h}(s)$ amb els tres mètodes acceptats. La primera lletra fa referència al mètode utilitzat en l'integrador de la cadena directa, mentre que el segon fa referència al de la realimentació.	53
3.4	Grups d'expressions amb els mateixos pols al domini z	54
3.5	Comparativa de les característiques de les discretitzacions estudiades	57
4.1	Valors dels paràmetres per al llaç de corrent	64
4.2	Valors dels paràmetres per al llaç de tensió	67
5.1	Característiques tècniques del convertidor a la banda AC	79
5.2	Característiques tècniques del convertidor a la banda DC	79
5.3	Característiques tècniques del rectificador actiu	83
6.1	Constants utilitzades en la plataforma experimental i en les simulacions	89
A.1	Pressupost dels recursos humans	104
A.2	Pressupost dels recursos d'I+D	104
A.3	Pressupost total	105
E.1	Tensions per a cada vector generador	126

Glossari

Símbols

C	condensador o capacitat
f_c	<i>cross-over frequency</i> (freqüència de tall amb 0 dB)
f_h	freqüència de l'harmònic h
f_s	freqüència de mostreig
$f_{flicker}$	freqüència de la component de <i>flicker</i>
f_{res}	freqüència de ressonància (LCL)
G_c	funció de transferència del controlador
G_L	funció de transferència del filtre L
G_{cl}	funció de transferència en laç tancat (<i>closed loop</i>)
G_{LCL}	funció de transferència del filtre LCL
G_{ol}	funció de transferència en laç obert (<i>open loop</i>)
G_{pb}	funció de transferència d'un filtre passabanda
G_{PIh}	funció de transferència del PI de l'harmònic h
G_{pl}	funció de transferència de la planta
G_{pl}^{ret}	funció de transferència de la planta amb retard computacional
G_{PRh}	funció de transferència del PR de l'harmònic h
G_{Rh}	funció de transferència del terme ressonant de l'harmònic h
h	ordre d'harmònic
i_d	corrent directa (Park)
i_q	corrent de quadratura (Park)
I_{ef}	corrent eficaç

i_{f_i}	corrent per la L_f de la fase i
i_F	corrent per la primera bobina (L, LCL)
i_G	corrent per la segona bobina (LCL)
i_{t_i}	corrent per la L_t de la fase i
k_I	guany integral
k_P	guany proporcional
K_{I_h}	guany integral de la component harmònica h
K_{I_T}	guany integral total
K_{P_h}	guany proporcional de la component harmònica h
K_{P_T}	guany proporcional total
L_F	inductància de la primera bobina (L, LCL)
L_f	inductància de la primera bobina del filtre (Lisi)
L_G	inductància de la segona bobina (L, LCL)
L_t	inductància de la bobina del transformador (Lisi)
n_s	nombre de mostres
R	resistència
R_D	resistència en sèrie amb el condensador (LCL)
R_d	resistència en sèrie amb el condensador del filtre (Lisi)
R_F	resistència sèrie equivalent de la primera bobina (L, LCL)
R_G	resistència sèrie equivalent de la segona bobina (L, LCL)
R_s	resistència d'entrada al pont rectificador (càrrega no lineal)
S_L	potència aparent de la càrrega
$S_{CC_{PCC}}$	potència de curtcircuit en el PCC
T_i	cicle de treball de la branca i
U	tensió genèrica
U_1	tensió de la component fonamental
U_c	tensió després del rectificat (càrrega no lineal)
U_h	tensió de l'harmònic h

U_i	tensió de la fase i
U_m	tensió mitjana
U_{asim}	tensió asimètrica
U_L	tensió de la càrrega
U_{Th}	tensió equivalent Thevenin
v_c	tensió del condensador del filtre (Lisi)
V_i	tensió de la fase i
v_{ac}	tensió alterna
V_{base}	tensió de base
V_{bus}	tensió de bus
v_{c_i}	tensió del condensador de la fase i
v_c	tensió sintetitzada pel convertidor
v_{dc}	tensió contínua
v_D	tensió del condensador (LCL)
$V_{flicker}$	tensió de la component de <i>flicker</i>
V_{in}	tensió d'entrada (càlcul sots)
v_{in}	tensió entre la fase i i el neutre
v_{ref_i}	tensió de referència de la fase i
V_{sot}	tensió durant el sot
v_{sot}	tensió durant el sot (tant per u respecte la tensió inicial)
Z_L	impedància de la càrrega
Z_{Th}	impedància equivalent Thevenin

Símbols grecs

α	eix horitzontal (Clarke)
β	eix vertical (Clarke)
χ	pla perpendicular a l'eix homopolar (Clarke)
γ	eix homopolar (Clarke)
ω	frequència angular

ϕ'_h	avançament de fase
ρ	mòdul dels pols complexos conjugats
φ_i	angle de la tensió de la fase i
φ_{in}	angle d'entrada (càlcul sots)
ξ	factor d'amortiment

Superíndexs

+	sentit horari
-	sentit antihorari
b	<i>backward</i> Euler
f	<i>forward</i> Euler
foh	mantenidor d'ordre u
imp	impuls invariant
t	Tustin
tp	Tustin amb <i>prewarping</i>
zoh	mantenidor d'ordre zero
zpm	<i>Zero-pole matching</i>

Acrònims

AC	<i>alternating current</i>
APF	<i>active power filter</i>
BT	baixa tensió
CCD	<i>cross-coupling decoupling</i>
CEI	Comissió Electrotècnica Internacional
CITCEA	Centre d'Innovació Tecnològica en Convertidors Estàtics i Accionaments
CSC	<i>current source converter</i>
DC	<i>direct current</i>
DFT	<i>discrete Fourier transform</i>
DSP	<i>digital signal processor</i>
ENRE	Ente Nacional Regulador de la Electricidad

ESR	<i>equivalent series resistance</i>
FFT	<i>fast Fourier transform</i>
FPGA	<i>field-programmable gate arrays</i>
HMI	<i>human-machine interface</i>
IMC	<i>Internal Model Control</i>
IMP	<i>Internal Model Principle</i>
ITIC	<i>Information Technology Industry Council</i>
MRI	<i>multiple rotating integrators</i>
MT	mitja tensió
PCC	<i>point of common coupling</i>
PI	proporcional-integral
PLL	<i>phase locked loop</i>
PMSM	<i>permanent magnet synchronous motor</i>
PR	proporcional-ressonant
RMS	<i>root mean square</i>
SPWM	<i>sinusoidal pulse-width modulation</i>
SRF	<i>synchronous reference frame</i>
STATCOM	<i>static synchronous compensator</i>
SVM	<i>space-vector modulation</i>
THD	<i>total harmonic distortion</i>
UPC	Universitat Politècnica de Catalunya
UPS	<i>uninterruptible power supply</i>
VPI	<i>vector proportional-integral</i>
VSC	<i>voltage source converter</i>

Prefaci

L'electricitat és una forma d'energia particularment flexible i adaptable. En la majoria de casos, tant en l'àmbit domèstic com industrial, s'utilitza en forma alterna. Tal i com és subministrada, presenta nombroses característiques susceptibles de variar. És desitjable que la tensió es presenti en forma de sinusoide perfecta a freqüència i amplitud constants, però a la pràctica això no és possible.

Un seguit de factors relacionats amb el sistema elèctric són els culpables de que això sigui així: caigudes de tensió en les línies, danys o avaries en les mateixes, desequilibri entre producció i demanda, fenòmens atmosfèrics, maniobres a les línies, arrencada de grans màquines rotatives i equips d'electrònica de potència, entre d'altres. Òbviament, es tracta de fenòmens difícilment controlables i imprevisibles en molts casos, i que provoquen transitoris indesitjables a la xarxa.

En aquest camp, els equips electrònics hi juguen un paper molt important. El seu increment s'ha fet més que notable en els darrers anys. Tots ells són causants de perturbacions en la tensió de la xarxa, particularment per la introducció de contingut harmònic de tensió, degut al seu consum no lineal de corrent. A més a més, són aquests mateixos equips els que, alhora, són sensibles a les tensions no sinusoidals i als fenòmens transitoris, podent arribar fins i tot a malmetre's davant d'aquests.

Resulta interessant, doncs, poder disposar d'un dispositiu capaç de generar certs escenaris que són aleatoris en la xarxa elèctrica real o que depenen de condicions externes i de factors no controlables. Així doncs, el CITCEA-UPC (*Centre d'Innovació Tecnològica en Convertidors Estàtics i Accionaments, Universitat Politècnica de Catalunya*), com a centre de recerca expert en el camp de l'electrònica de potència, en el control de convertidors i en el desenvolupament d'emuladors es planteja, amb la motivació anterior, la idea de dissenyar un primer prototipus d'emulador de xarxa que sigui capaç de generar una font de tensió alterna amb un ventall de característiques i perturbacions configurables, per tal d'emular el comportament d'una xarxa elèctrica real en diverses situacions.

Introducció

Aquest projecte consisteix en el disseny i la implementació d'un dispositiu que emuli el comportament d'una xarxa elèctrica. En primer lloc, es pretén que el dispositiu en qüestió sigui capaç de generar perturbacions típiques de la xarxa elèctrica: components harmòniques, sots de tensió, desequilibris entre fases i efecte *flicker*. En segon lloc, també ha de permetre la regulació de l'amplitud i de la freqüència de l'ona de tensió generada.

L'objectiu exposat al paràgraf anterior té una doble finalitat. Per una banda, l'emulador permetria estudiar el comportament d'equips elèctrics o electrònics davant escenaris desfavorables, a més de que també es podria alimentar equips d'amplitud o freqüència nominals diferents dels 230 V i 50 Hz habituals. Per altra banda, aquest dispositiu podria incorporar-se a una microxarxa i treballar conjuntament amb altres emuladors, com ara emuladors fotovoltaics o de bateries, enlloc d'equips reals, per tal de fer recerca en aquest camp.

Les etapes que formen el conjunt del projecte per tal d'assolir amb èxit l'objectiu proposat són les citades a continuació:

- Estudi de la qualitat de la tensió elèctrica i de la normativa relacionada (capítol 1).
- Estudi de les especificacions necessàries per a un emulador de xarxa, tant pel que fa al hardware com a les tècniques de control (capítols 2 i 3).
- Disseny i anàlisi del sistema de control (capítol 4).
- Modelització del sistema i implementació en un convertidor (capítol 5).
- Verificació del seu funcionament i de les seves prestacions (capítol 6).

Pel que fa a l'abast del projecte, es tracta d'un primer prototipus que pretén comprovar la viabilitat del sistema dissenyat. Les limitacions pel que fa a l'equip utilitzat per a la seva implementació fan que no es tracti d'un equip òptim per a aconseguir un emulador de xarxa d'altres prestacions, el qual formaria part de les possibles línies futures. A més de posar en marxa l'equip i de funcionar en buit, també s'han realitzat proves amb càrrega, com si fossin equips a testear, per verificar que aquestes càrregues no afecten el correcte funcionament de l'emulador.

Capítol 1

Qualitat de la tensió en la xarxa elèctrica

El primer que cal analitzar per a especificar les característiques de l'emulador de xarxa, és a dir, allò que haurà de ser capaç d'emular, és el comportament de la pròpia xarxa elèctrica. En aquest capítol es fa un estudi detallat de les diferents pertorbacions que poden aparèixer a la xarxa.

1.1 Característiques de l'ona de tensió

A la xarxa elèctrica pública és impossible disposar d'una tensió alterna d'amplitud i freqüència perfectament constants i del valor nominal exacte. Els quatre paràmetres que caracteritzen l'ona de tensió són amplitud, freqüència, forma i simetria [4].

Les centrals elèctriques produeixen una ona sinusoidal de 50 cicles per segon, pràcticament perfecte. No obstant, el corrent demandat que circula pels conductors de la xarxa origina caigudes de tensió. L'amplitud de la tensió subministrada a un client és funció d'aquestes caigudes de tensió acumulades en tots els elements de la xarxa, alhora que està determinada per la demanda individual i la demanda simultània d'altres clients. És evident, doncs, que aquesta tensió patirà variacions de manera aleatòria. A més a més, cada sistema o element de la xarxa (generació, transport i distribució) pot ser objecte de danys o avaries provocades per diversos factors, com ara condicions climàtiques adverses, desgast o envelliment, que també afectaran l'amplitud.

Pel que fa a la freqüència, és necessari disposar d'una capacitat de producció adaptada a la demanda en cada instant per a mantenir-la constant. Essent la capacitat de producció i la càrrega susceptibles de variar de forma discreta, existeix sempre un risc de desequilibri que provoqui un augment o una disminució de la mateixa, risc que pot minimitzar-se si nombroses xarxes estan agrupades en una xarxa interconnectada amb una gran capacitat de producció.

Existeixen altres fenòmens que poden afectar la tensió i, en conseqüència, pertorbar el funcionament o malmetre els equips receptors que es troben connectats a xarxa. Alguns, com

s'ha comentat, estan lligats a fenòmens transitoris inevitables i inherents a la pròpia xarxa. D'altres, resultat de diverses utilitzacions de l'electricitat que modifiquen directament la forma de l'ona de tensió, imposen un valor particular d'amplitud, hi superposen harmònics o fins i tot tensions de senyals d'informació. Es tracta, principalment, dels equips electrònics, la proliferació dels quals ha fet que augmenti el nombre d'equips que generen aquestes pertorbacions i, alhora, el nombre d'equips sensibles a les mateixes.

En els següents apartats es detallen les característiques i les pertorbacions de la tensió subministrada que poden ser objecte d'estudi i implementació en l'emulador de xarxa. S'hi detallen els rangs de valors permesos d'acord amb la normativa UNE-EN 50160 [4], les causes que els originen i els efectes que produeixen [1].

1.2 Aspectes relacionats amb la freqüència

1.2.1 Variacions de freqüència

En un sistema elèctric de corrent altern (assumint que és pràcticament inductiu), existeixen variacions de freqüència quan es produeix una alteració de l'equilibri entre la càrrega i la generació. Està directament relacionada amb la velocitat de gir dels alternadors. Donat que la freqüència és comuna a tota la xarxa, tots els generadors connectats a ella giraran de manera síncrona.

Valors de referència

La freqüència nominal de la tensió, a Espanya, és 50 Hz. En condicions normals d'operació, el valor mitjà de la freqüència fonamental en els sistemes de distribució, durant 10 segons, és, segons la normativa:

- Xarxes acoblades per connexions síncrones a un sistema interconnectat:
 - 50 Hz \pm 1 % (49,5...50,5 Hz) durant el 99,5 % d'un any.
 - 50 Hz -6%, +4% (47...52 Hz) durant el 100 % del temps.
- Xarxes sense connexió síncrona a un sistema interconnectat (certes illes):
 - 50 Hz \pm 2 % (49,0...51,0 Hz) durant el 95 % d'una setmana.
 - 50 Hz \pm 15 % (42,5...57,5 Hz) durant el 100 % del temps.

Causes que les originen

En condicions normals de funcionament, la capacitat de generació connectada a una xarxa elèctrica és superior al consum. Es manté una reserva d'energia rodant, és a dir, una capacitat no utilitzada que pot compensar les variacions brusques de càrrega i mantenir la freqüència dins un marge de tolerància. No obstant això, es pot donar el cas, sota condicions excepcionals, que es produeixi un desequilibri important entre la generació i la càrrega, donant lloc a una variació de la freqüència. Poden donar-se els següents casos:

- La càrrega és superior a la generació. En aquest cas, la freqüència disminueix. La seva velocitat de caiguda dependrà de:
 - La reserva d'energia rodant.
 - La constant d'inèrcia del conjunt dels generadors connectats a la xarxa.

En aquestes condicions, si la disminució de la freqüència supera el marge de tolerància i els sistemes de regulació no són capaços de respondre de forma suficientment ràpida per aturar la caiguda de la mateixa, es pot arribar a produir un col·lapse en el sistema. Un increment bruscat de la càrrega farà que els alternadors perdin una mica de velocitat. En aquest cas, els sistemes de regulació dels alternadors detecten aquestes variacions de velocitat i subministren energia mecànica addicional a les turbines. Així doncs, l'increment de càrrega es reparteix entre tots els generadors connectats a la xarxa i s'assoleix un nou equilibri entre càrrega i generació.

- La càrrega és inferior a la generació. En aquest cas, la freqüència augmenta. L'equilibri es restableix mitjançant un procés anàleg a l'anterior, actuant sobre els sistemes de regulació dels alternadors per a disminuir la seva capacitat de generació. L'equilibri s'assoleix de forma molt més senzilla que en el cas anterior.

Efectes que produeixen

En els marges normals de tolerància, el principal efecte de les variacions de freqüència és el canvi en la velocitat de les màquines rotatives, tot i que també tenen efecte sobre altres equips. A continuació, es citen alguns dels fenòmens que es poden produir:

- Els motors transmeten més o menys potència.
- Els filtres d'harmònics pateixen un efecte distorsionant.
- Els equips electrònics que utilitzen la freqüència com a referència de temps es veuen alterats.
- Les turbines de les centrals elèctriques es troben sotmeses a fortes vibracions que suposen un esforç sever de fatiga.
- Possibles problemes en el funcionament d'instal·lacions d'autogeneració.

1.3 Aspectes relacionats amb l'amplitud

1.3.1 Variacions lentes d'amplitud

Les variacions d'amplitud impliquen una variació en el valor eficaç de la tensió. Tenen un valor inicial i final (amplitud) i una durada. Es considera lenta aquella en què la duració és superior a 10 segons, a diferència de les fluctuacions.

Valors de referència

Segons les disposicions de l'ENRE (*Ente Nacional Regulador de la Electricidad*), les variacions de tensió admeses són les següents:

- Alta tensió: $\pm 5 \%$
- Alimentació aèria (MT o BT): $\pm 8 \%$
- Alimentació subterrània (MT o BT): $\pm 5 \%$
- Rural: $\pm 10 \%$

Causas que les originen

Des del punt de vista de la connexió d'un receptor, el sistema de distribució de l'energia elèctrica es pot representar mitjançant l'esquema del seu model Thevenin (figura 1.1).

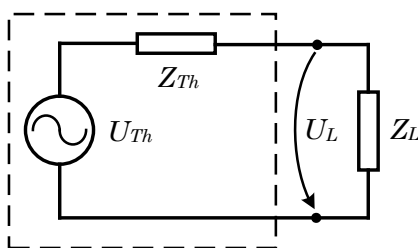


Figura 1.1: Esquema equivalent Thevenin d'una xarxa amb una càrrega connectada

La tensió en borns es calcula mitjançant l'equació 1.1.

$$U_L = \frac{Z_L}{Z_L + Z_{Th}} U_{Th} \quad (1.1)$$

El factor més important és la impedància del receptor, que pot variar per diversos motius:

- El consum d'energia no és constant. Al llarg del dia, hi ha períodes de consum intens (hores punta) i períodes de baix consum (hores vall). És el que es coneix com a corba de càrrega. Les variacions de tensió s'hi troben estretament lligades, essent major la tensió en els moments de baix consum.
- Els receptors no són iguals i les seves diferències condicionen les característiques del consum. No és el mateix el consum d'una zona industrial que el d'una zona residencial.

Efectes que produeixen

En el cas de tensions més baixes, la major part dels receptors passen a un estat anòmal o de no funcionament. No solen patir efectes perjudicials. Alguns exemples són:

- En el moment d'arrencada, un motor no podrà iniciar el gir si la tensió no és suficient per a proporcionar el parell requerit per l'eix. Patirà un escalfament que podria provocar una avaria.
- En les làmpades d'incandescència, s'observa una disminució en la intensitat lumínica. Les de descàrrega de gas poden arribar a no encebar-se en el moment de la connexió, quedant apagades, o bé apagar-se estant en funcionament.
- Contactors o relés poden produir actuacions incorrectes, afectant el procés que estan controlant.

En el cas de tensions més altes, es produeix fonamentalment un escalfament dels receptors, que pot ocasionar l'avaría dels equips si es supera el límit tèrmic. És més difícil de detectar, ja que els receptors no deixen de funcionar instantàniament i no és fàcil observar immediatament el seu sobreescalfament.

1.3.2 Fluctuacions de l'amplitud i efecte *flicker*

Es diu que hi ha fluctuacions de tensió quan es produeixen variacions periòdiques en la tensió de la xarxa. Tanmateix, les variacions de tensió es defineixen com les variacions del valor eficaç o valor de pic entre dos nivells consecutius. La durada va des d'uns quants mil·lisegons fins a uns 10 segons, i amb una amplitud que no supera el $\pm 10\%$ del valor nominal. La CEI (*Comissió Electrotècnica Internacional*) classifica les fluctuacions de tensió en quatre tipus (figura 1.2):

- Tipus A: Variacions rectangulars de tensió de període constant.
- Tipus B: Graons de tensió irregulars en el temps i de magnitud variable.
- Tipus C: Canvis en la tensió clarament separats.
- Tipus D: Sèries de fluctuacions esporàdiques o repetitives.

Es defineix l'efecte *flicker* com la impressió subjectiva de la fluctuació de la luminància, ocasionada per aquestes variacions de tensió o per la variació cíclica de l'envolvent de l'ona de tensió, originant a qui ho percep una sensació desagradable, fins i tot marejos o epilèpsia. L'efecte produït depèn fonamentalment de l'amplitud, la freqüència (entre 0,5 Hz i 30 Hz) i la durada de les fluctuacions.

Causas que les originen

Les fluctuacions de tensió són originades pels receptors connectats a la xarxa amb una demanda de potència que no és constant en el temps. En determinades circumstàncies i depenent del seu punt de connexió, poden donar lloc a *flicker*. Els principals dispositius pertorbadors són de tipus industrial, per exemple màquines de soldadura per resistència i per arc, molins trituradors, ventiladors de mines, forns d'arc, compressors, laminadores i màquines eina.

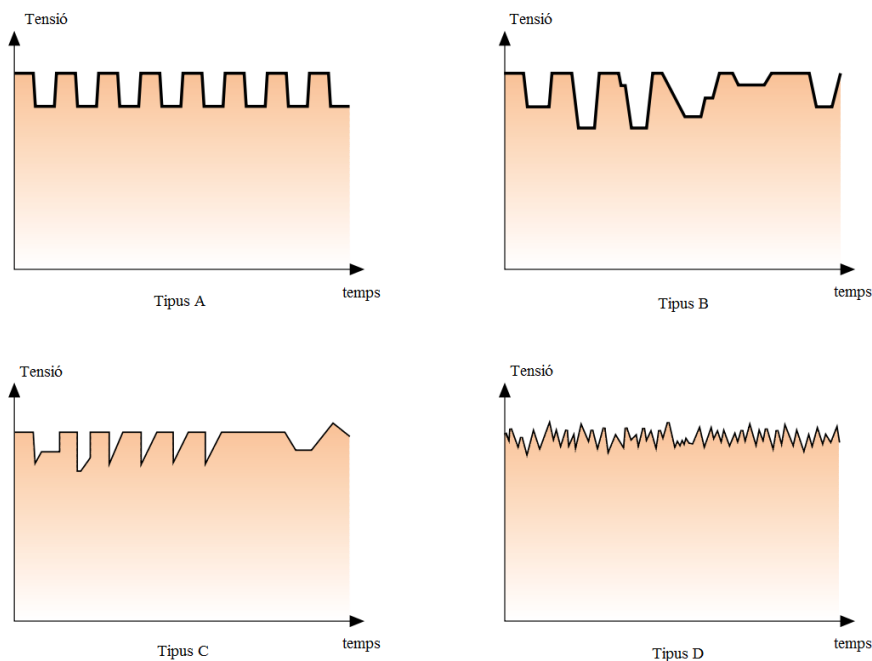


Figura 1.2: Classificació dels tipus de fluctuacions. Font: [1]

Efectes que produeixen

Les fluctuacions de tensió no solen tenir una amplitud superior a $\pm 10\%$, per tant, molts equips no se'n veuen afectats. El *flicker*, que no es pot evitar, és l'efecte més perjudicial i es fa palès, principalment, en les làmpades d'incandescència i de descàrrega i en els monitors i receptors de televisió.

1.3.3 Sots de tensió i talls breus

Es diu que hi ha hagut un sot de tensió en un punt de la xarxa elèctrica quan la tensió d'una o més fases cau sobtadament per sota d'un límit establert —generalment, el 90%— i es recupera al cap d'un temps determinat, que oscil·la entre els 10 mil·lisegons i uns quants segons.

El límit màxim d'aquest període és el punt de més controvèrsia en la definició de sot de tensió. Per una banda, atenent a la causa més típica que el produeix, que és l'aparició i eliminació de faltes, la seva durada hauria d'estar relacionada amb el temps màxim de permanència de la falta, que és d'uns pocs segons. No obstant, per altra banda, hi ha faltes en les que el temps de recuperació de la tensió pot arribar a les desenes de segons, com per exemple en l'arrencada directa de motors asíncrons; aleshores, algunes definicions consideren que existeix sot quan la duració és de fins a 1 minut.

Es diu que hi ha hagut un tall breu de tensió quan es produeix la desaparició total de la tensió de les tres fases durant un temps entre 10 mil·lisegons i 1 minut. Donat que els

efectes i les tècniques d'immunització són similars, es donarà un tractament comú a ambdós fenòmens.

Valors de referència

Les dues magnituds que permeten caracteritzar els sots són:

- Profunditat: Valor al que cau la tensió. Hi sol haver tres grups:
 - Entre el 10% i el 30%.
 - Entre el 30% i el 80%.
 - Superior al 80%.
- Durada: Temps que triga la tensió en recuperar-se. Hi ha dos grups:
 - Entre 0,01 segons i 1 segon.
 - Entre 1 segon i diversos segons.

Els talls breus poden ser curts si no es prolonguen més de 0,4 segons, i llargs si superen aquest límit.

Tipus de sots i causes que els originen

Les causes són principalment les faltes a la xarxa o a les instal·lacions dels consumidors. Els corrents de curtcircuit produeixen la caiguda de la tensió en una o més fases durant el temps de falta. Aquesta s'accentua contra més a prop estigui la falta. L'origen pot ser interior al sistema elèctric, com ara fallades d'aïllament, falses maniobres, etc., o bé exterior a aquest, com ara llamps, excavadores, etc. Per tant, es tracta de fenòmens aleatoris, i no és possible la seva eliminació total ni la seva reducció a partir d'un cert límit.

Els factors que determinen el tipus de sot són tres [5]:

- Tipus de falta: Fase-terra, fase-fase, fase-fase-terra o trifàsica.
- Connexió dels debanats del transformador:
 - Tipus 1: Transformadors que no canvien cap paràmetre de les tensions ($Y_n Y_n$).
 - Tipus 2: Transformadors que eliminen la seqüència homopolar (Dd, Dz, Yy, Yny, Yyn).
 - Transformadors que canvien tant les tensions de línia com les de fase (Dy, Yd, Yz).
- Connexió de la càrrega: estrella o triangle.

La classificació que es basa en aquests tres factors s'anomena ABC. D'acord amb aquesta, hi ha 7 tipus diferents de sots [5]. A la figura 1.3 es mostra la representació fasorial i les equacions del sistema trifàsic de tensions en cada cas. S'assumeix un salt de fase igual a zero, el qual implica que existeixi simetria entre les fases afectades. Hi ha diversos casos on

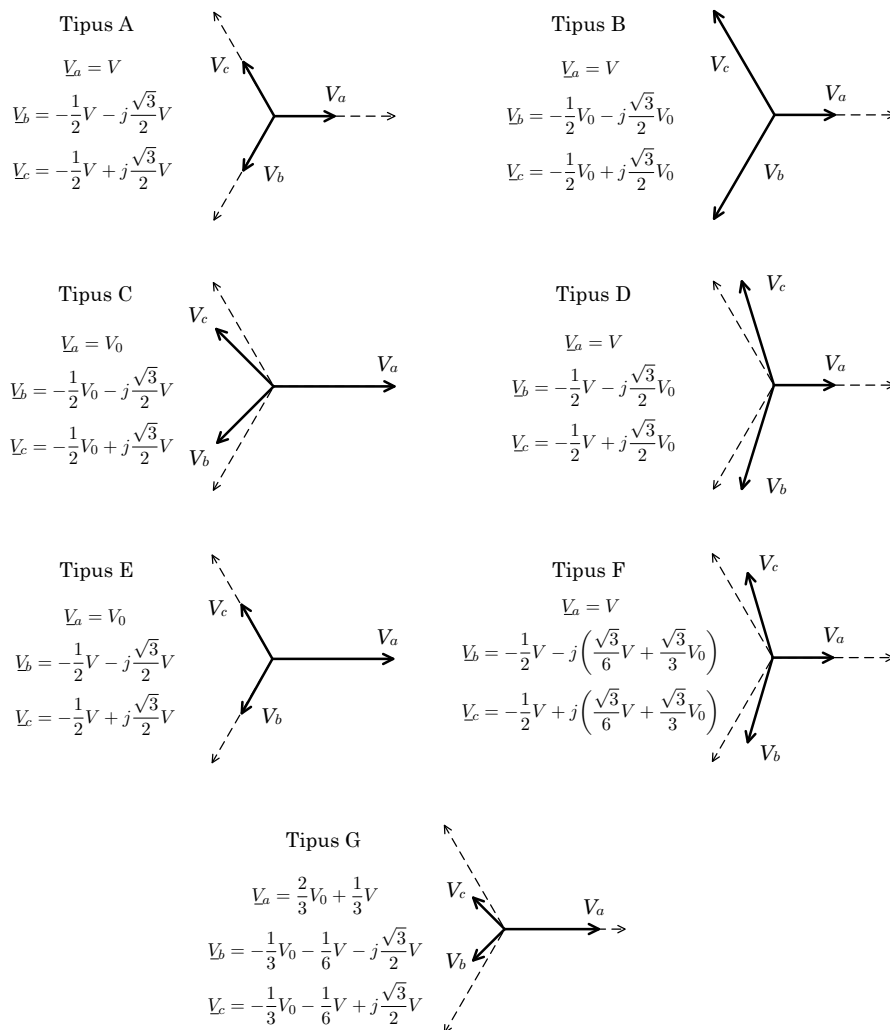


Figura 1.3: Tipus de sots de tensió amb les equacions cartesianes dels fasors

el rati X/R de les impedàncies a ambdues bandes del PCC no són constants, el qual implica que aquest salt de fase no és zero, i apareix asimetria en els fasors durant la falta [6].

Les causes que provoquen cada tipus de sot són les següents:

- Tipus A: Faltes trifàsiques, independentment del bobinat del transformador i de les connexions de la càrrega.
- Tipus B: Faltes monofàsiques a terra.
- Tipus C i D: Faltes monofàsiques a terra o faltes bifàsiques.
- Tipus E, F i G: Faltes bifàsiques a terra.

Cal notar que el bobinat del transformador i el tipus de connexió de la càrrega fan variar

el tipus de sot a mesura que la falta es propaga a través del sistema elèctric.

Efectes que produeixen

En el cas de motors asíncrons, davant un sot de tensió disminueix el parell motor, que és aproximadament proporcional al quadrat de la tensió. Això dóna lloc a un alentiment o a l'aturada del motor. Un altre cas destacat és el dels ordinadors que realitzen funcions administratives, de vigilància o de control de processos industrials, sensibles als sots, ja que poden ocasionar pèrdues d'informació o interpretacions errònies d'ordres. Es pot recórrer a la corba ITIC (*Information Technology Industry Council*) per a determinar, de manera aproximada, la magnitud dels efectes (vegeu l'annex F).

1.3.4 Impulsos de tensió

Un impuls de tensió és una variació brusca del valor instantani de l'amplitud de la tensió. Pot arribar a ser varies vegades superior al valor nominal i la seva durada oscil·la entre alguns microsegons i 10 mil·lisegons. Han de ser analitzats a partir de valors instantanis de l'amplitud, i no amb valors mitjans. Poden aparèixer en qualsevol punt de la xarxa, de forma esporàdica o periòdica. És possible que certs impulsos generats en línies d'alta tensió es propaguin a través d'aquestes, es transmetin a través de l'acoblament inductiu dels transformadors i apareguin atenuats en les línies de baixa tensió.

Classificació

Els impulsos de tensió poden ser positius i negatius, essent els positius els més perillosos, ja que poden arribar a malmetre la integritat de les càrregues. En funció de la seva forma poden ser simples, els quals presenten un front de pujada i un de baixada, o bé complexes, els quals presenten un front de pujada seguit d'oscil·lacions que es van esmorteint. Els seus paràmetres característics són el temps de pujada, entre el 10 % i el 90 % de l'amplitud màxima; el temps de baixada, entre el 100 % i el 50 % de l'amplitud màxima; la durada, que oscil·la entre uns quants microsegons i alguns mil·lisegons; i el valor de pic, amb un ordre de magnitud d'entre 1 i 5 vegades el valor nominal.

Causes que els originen

Es distingeixen dos tipus de causes o fonts generadores d'impulsos de tensió:

- Exteriors al sistema elèctric. La font principal és la descàrrega atmosfèrica o llamp:
 - Per l'impacte directe en algun punt de la xarxa.
 - Per la inducció produïda per la descàrrega a terra d'un llamp en les proximitats de la xarxa.
- Interiors al sistema elèctric. Les fonts més habituals són:

- Actuació d'un element de tall. L'impuls es produeix com a conseqüència d'un canvi bruscat de la intensitat. Principalment, es destaca la connexió i desconnexió de línies elèctriques mitjançant seccionadors o interruptors, degut a la inductància de les línies; la connexió i desconnexió de transformadors, degut a l'existència d'un nucli magnètic; la connexió de bateries de condensadors, degut al transitori de càrrega; i la connexió i desconnexió de càrregues, segons la seva naturalesa.
- Fusió de fusibles. Els fusibles de limitació de corrent generen impulsos de tensió al actuar, degut a la inductància equivalent de la xarxa que protegeixen.
- Commutacions de convertidors electrònics de potència. Generen impulsos periòdics, al produir-se curtcircuits momentanis en el procés de commutació, seguits d'un canvi bruscat en la tensió.

Efectes que produeixen

Els impulsos de tensió poden afectar tots els elements del sistema elèctric, tant xarxes com receptors. Elements com cables, condensadors, transformadors i interruptors tenen un límit màxim admissible de sobretensió transitòria, anomenat tensió de xoc. Quant als receptors, els que inclouen dispositius electrònics presenten un baix nivell d'immunitat davant d'impulsos de tensió, amb el conseqüent risc d'averia o anomalies en el funcionament. Es pot recórrer a la corba ITIC per a determinar, de manera aproximada, la magnitud dels efectes (vegeu l'annex F).

1.4 Aspectes relacionats amb la forma d'ona

1.4.1 Distorsió harmònica

Existeix distorsió harmònica quan l'ona sinusoidal pràcticament pura que generen les centrals pateix deformacions en les xarxes d'alimentació als usuaris. Per a quantificar aquest grau de deformació, es recorre a l'anàlisi freqüencial. El contingut de cadascun dels diferents harmònics s'expressa de manera percentual respecte la component fonamental, tal com s'indica a l'equació 1.2, on els subíndex h i 1 fan referència a la component harmònica d'ordre h i a la component fonamental, respectivament.

$$U_h(\%) = \frac{U_h}{U_1} \cdot 100 \quad (1.2)$$

Valors de referència

En condicions normals, considerant períodes de 10 minuts, el 95 % dels valors eficaços de cada tensió harmònica no ha de sobrepassar els valors indicats a la Taula 1.1. A més, la distorsió harmònica total o THD (*total harmonic distortion*), limitada a l'harmònic 40è d'acord amb la norma UNE-EN 50160, no ha de sobrepassar el 8 %.

Harmònics imparells				Harmònics parells	
No múltiples de 3		Múltiples de 3			
Ordre h	Tensió relativa	Ordre h	Tensió relativa	Ordre h	Tensió relativa
5	6,0%	3	5,0%	2	2,0%
7	5,0%	9	1,5%	4	1,0%
11	3,5%	15	0,5%	6...24	0,5%
13	3,0%	21	0,5%		
17	2,0%				
19	1,5%				
23	1,5%				
25	1,5%				

Taula 1.1: Nivells d'harmònics permesos (% respecte fonamental). Font: [4]

Causas que la originen

La majoria d'equips i elements dels sistemes de distribució són lineals. No obstant, n'hi ha alguns que no ho són i, per tant, tenen una intensitat demandada no sinusoidal, emetent harmònics a la xarxa general en el punt de connexió comú o PCC (*point of common coupling*). Les principals fonts d'intensitats harmòniques són:

- Receptors industrials: rectificadors, forns d'inducció, forns d'arc...
- Receptors domèstics: televisió, electrodomèstics, làmpades fluorescents i de descàrrega...
- Elements d'instal·lacions elèctriques: dispositius electrònics de control que regulen la intensitat, equips amb nuclis magnètics...

Cal destacar que els harmònics de tensió d'una xarxa poden ser amplificats sota condicions de ressonància quan es connecten condensadors en un determinat punt per a corregir el factor de potència.

Efectes que produeix

Dependran del valor de les components harmòniques i de la sensibilitat dels equips. La incidència de la distorsió generada per un receptor pertorbador disminuirà com més gran sigui la potència de curtcircuit en el PCC.

Els efectes sobre les instal·lacions elèctriques són:

- Escalfament: és un dels efectes més importants (debanats de transformadors, motors, conductors i especialment el neutre). El corrent eficaç es calcula segons l'equació 1.3, de la qual es pot deduir que amb contingut harmònic hi haurà més pèrdues. També és important l'efecte *skin*, que implica que a major freqüència el corrent tendeix a

concentrar-se a la superfície exterior del conductor. Tot això també pot provocar un deteriorament dels aïllaments.

$$I_{ef} = \sqrt{I_1^2 + I_2^2 + \dots + I_n^2} \quad (1.3)$$

- Salt de proteccions: degut a pics elevats (encara que el valor eficaç sigui baix).
- Ressonància: es poden amplificar certes freqüències.
- Deteriorament de l'ona de tensió: Aplanament dels pics i valls.
- Tensió neutre-terra diferent de zero: degut al corrent circulant pel neutre, apareix una caiguda de tensió en la seva impedància.

Pel que fa als efectes sobre alguns components i equips connectats:

- Condensadors: disminueixen la impedància amb la freqüència, així que poden patir més pèrdues, deteriorament o fins i tot cremar-se.
- Fusibles: escalfament o fins i tot fusió.
- Làmpades fluorescents o de descàrrega: amplificació dels harmònics de ressonància, provocant escalfament.
- Equips de precisió: errors en comunicacions, pèrdua de dades, errors de control...

1.5 Aspectes relacionats amb la simetria d'ona

1.5.1 Desequilibris de tensió

En un sistema trifàsic, existeix desequilibri de tensió quan els mòduls dels tres vectors representatius de les tensions o els desfasaments relatius existents entre ells no són iguals.

Valors de referència

Les tensions asimètriques que apareixen en el PCC com a conseqüència de la connexió de càrregues asimètriques trifàsiques o càrregues fase-fase poden ser calculades mitjançant l'equació 1.4.

$$U_{asim}(\%) = \frac{S_L}{S_{CCPCC}} 100 \quad (1.4)$$

on S_L és la potència aparent de la càrrega i S_{CCPCC} la de curtcircuit en el PCC.

Partint de les mesures reals de la tensió composta, es poden obtenir valors aproximats del grau d'asimetria, mitjançant l'equació 1.5.

$$U_{asim}(\%) = \frac{\max(|U_i - U_m|)}{U_m} 100 \quad (1.5)$$

on U_i és la tensió de cada fase (A, B i C) i U_m és la tensió mitjana.

En condicions normals, considerant períodes de 10 min, el 95 % dels valors eficaços de la component inversa ha de situar-se entre el 0 % i el 2 % de la component directa.

Causes que els originen

La connexió de càrregues monofàsiques en baixa, mitja i alta tensió genera intensitats diferents en cada fase, el qual provoca tensions asimètriques. En el cas de mitja i alta tensió tenen especial importància els forns d'inducció, forns de fusió de resistència, instal·lacions d'escalfament per inducció i per arc voltaic, màquines de soldadura per resistència, sistemes de tracció elèctrica, etc.

Efectes que produeixen

Segons el tipus de receptor, poden produir diferents efectes:

- Transformadors i línies: Per a una mateixa càrrega activa, la intensitat causada per l'asimetria pot ser el doble de la que existiria en situació de simetria.
- Motors asíncrons: Els augments de temperatura per escalfament són significatius per a valors superiors a un 1 %, i especialment perjudicials quan s'arriba al 2 %.
- Equips de regulació i control: Es veuen afectats significativament a partir del 2 %.

Capítol 2

Anàlisi d'especificacions del convertidor

2.1 L'electrònica de potència i els emuladors

Amb l'aparició dels interruptors estàtics, basats en semiconductors, s'han pogut desenvolupar màquines elèctriques que transformen l'energia elèctrica en totes les seves formes: es tracta dels convertidors estàtics. Aquests, mitjançant diferents configuracions d'elements elèctrics i semiconductors, permeten transformar, de totes les maneres possibles, les característiques de les magnituds elèctriques. Es tracta de les transformacions AC-DC, DC-AC, DC-DC i AC-AC.

Els emuladors elèctrics substitueixen els elements reals per aquests convertidors, que extreuen o absorbeixen una potència real equivalent. Els principals avantatges que proporcionen els emuladors són els següents:

- Independència de les condicions externes. El propi emulador és capaç de generar les situacions necessàries.
- Reducció de costos. Bàsicament, gràcies a aquests tres factors:
 - Flexibilitat. Un mateix dispositiu pot emular diferents sistemes elèctrics.
 - Durabilitat. No es malmeten com ho podria fer un sistema real, per exemple unes bateries.
 - Consum petit. En molts casos, els experiments que es duen a terme retornen l'energia a la xarxa, consumint només les pèrdues.

A més a més, en el cas de les microxarxes, es poden combinar elements reals i emuladors, de manera que es pot estudiar l'impacte d'un nou dispositiu abans d'introduir-lo definitivament a la microxarxa.

2.2 Característiques necessàries per a un emulador de xarxa

2.2.1 Tipologia del convertidor

Un emulador de xarxa elèctrica té com a objectiu l'obtenció d'una ona de tensió d'amplitud, freqüència i forma variable, en funció de les característiques que es desitgi obtenir en l'ona sintetitzada, recollides al capítol 1. El procés més habitual per a assolir l'objectiu perseguit consisteix en una transformació AC-AC: a partir d'una xarxa elèctrica industrial, amb els seus paràmetres constants en funcionament normal, obtenir una xarxa elèctrica industrial de característiques i pertorbacions configurables.

Es tracta d'una conversió indirecta formada per dues etapes:

- Etapa AC-DC, on es transforma la tensió de la xarxa d'alterna a contínua. Es duu a terme mitjançant una etapa de rectificació (activa o passiva).
- Etapa DC-AC, on s'obté novament una tensió alterna, diferent de la inicial. Es duu a terme mitjançant una etapa inversora.

Ambdues etapes estan unides mitjançant un element que actua com a bus de contínua, fent la funció d'acumulador d'energia.

Si tant l'inversor com el rectificador són totalment controlats, aquesta estructura es coneix amb el nom *back-to-back*, i permet un control complet en els quatre quadrants, de manera que es pot consumir un corrent pràcticament sinusoidal, amb un factor de potència proper a 1.

Una de les maneres de classificar els convertidors DC-AC és segons la forma d'ona de la seva tensió i corrent a la banda de contínua. D'aquesta manera, es poden classificar en CSC (*current source converter*) i VSC (*voltage source converter*), funcionin com a rectificadors o com a inversors indiferentment. En els CSC el bus de contínua actua com a font de corrent, essent habitual connectar-hi una bobina relativament gran, mentre que en els VSC el bus de contínua actua com a font de tensió, connectant-hi un condensador en aquest cas (figura 2.1).

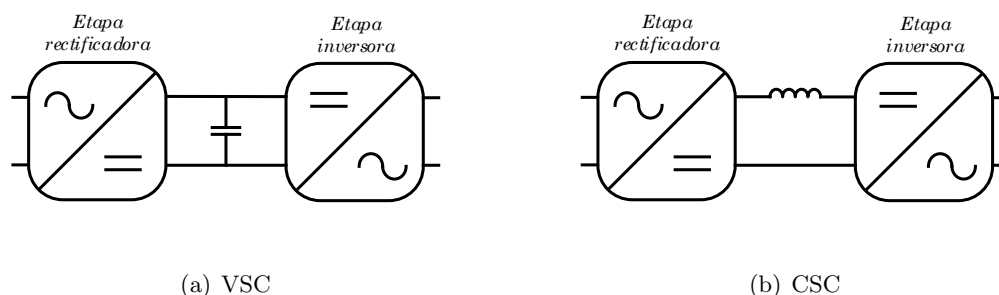


Figura 2.1: Estructura *back-to-back* per a les topologies VSC i CSC

La topologia CSC requereix interruptors unidireccionals bipolars, poc estesos en el mercat. Tot i que es poden trobar versions bipolars (amb capacitat de bloquejar tensions inverses

relativament grans) del GTO (*gate turn-off thyristor*) o l'IGCT (*integrated gate-commutated thyristor*), aquests presenten limitacions en la velocitat de commutació i normalment es reserven per a aplicacions de molt elevada potència [7].

Per a aplicacions de menor potència és habitual trobar CSC que utilitzen transistors amb un díode en sèrie, per a que es comporti com un interruptor unidireccional i bipolar, però aquesta solució presenta unes pèrdues per conducció força elevades, donat que es duplica el nombre de semiconductors. A més a més, un altre inconvenient dels CSC és que les tècniques de control són més complexes i, en cas de fallada, els semiconductors han de garantir sempre un camí pel corrent.

La topologia VSC, per contra, requereix interruptors amb conducció inversa, com per exemple els mòduls IGBT (*insulated-gate bipolar transistor*) amb díode en antiparal·lel, molt més estesos i amb bones prestacions, a part de tenir un control més senzill. En la gran majoria d'aplicacions, aquesta sol ser la topologia utilitzada.

2.2.2 Connexió de l'etapa trifàsica

Una qüestió que cal tenir en consideració és el nombre de fils del sistema trifàsic. Per a un sistema trifàsic de tres fils, la suma dels corrents de fase ha de ser zero. Així doncs, no existeix component de seqüència homopolar en corrent, sinó només de seqüència directa i inversa (vegeu l'annex C). En el cas d'un sistema trifàsic de quatre fils, cal proveir el sistema d'una connexió pel neutre. Si la càrrega fos equilibrada, el neutre podria ser flotant, ja que no hi ha cap corrent que hi hagi de passar. Però si es té un consum desequilibrat o no lineal, el neutre flotant provoca una tensió de sortida desequilibrada, ja que no pot circular-hi corrent homopolar. Per tant, cal que existeixi una connexió del neutre per a garantir aquesta circulació de corrent.

Existeixen diferents maneres de connectar-lo. Els mètodes passius següents en són una possibilitat:

- Amb un transformador Δ/Y : Connectant el debanat Δ a la sortida de l'inversor i el debanat Y a la càrrega, connectant el neutre al centre de l'estrella. Així doncs, el corrent homopolar provocat per la càrrega queda circulant al debanat Δ .
- Amb un transformador zig-zag: Els corrents homopolars de cada fase es desplacen amb un angle diferent, de manera que es poden cancel·lar els uns amb els altres.

Aquests mètodes presenten l'inconvenient que es requereixen components força voluminosos.

Una altra alternativa consisteix en utilitzar un bus DC dividit, és a dir, amb un punt mig accessible, de manera que a banda i banda hi hagi la mateixa capacitat. Això presenta, principalment, dos greus inconvenients [8]: en primer lloc, s'infrautilitza la tensió del bus, ja que l'índex de modulació disminueix; en segon lloc, es necessita una capacitat més gran (el doble) per a mantenir l'arissat de tensió en el bus provocat per la càrrega desequilibrada. Això provoca un augment significatiu del cost dels condensadors necessaris per a poder complir les especificacions d'arissat màxim.

Un tercer mètode consisteix en utilitzar una topologia de quatre branques per a l'inversor, connectant el neutre al punt mig de la quarta branca [8]. Amb això s'aconsegueix controlar

la tensió del neutre i, amb tot, qualsevol situació de desequilibri i transitoris. L'inconvenient és el cost addicional dels nous semiconductors de la quarta branca i la major complexitat del sistema de control.

2.2.3 Filtre de sortida de l'etapa trifàsica

En els convertidors VSC normalment s'utilitzen elements passius per filtrar els harmònics d'ordre gran, fruit de les commutacions. Es poden classificar principalment en filtres inductius de primer ordre, filtres de segon ordre (LC) o filtres de tercer ordre (LCL). Els segons són un cas particular dels LCL quan la segona inductància és negligible. Així doncs, es compararan els de primer i tercer ordre.

Filtre L

Una representació monofàsica típica d'un VSC per a diverses aplicacions és la representada a la figura 2.2. Partint d'un bus de contínua, a la sortida del VSC es genera una tensió a partir del control d'alguna magnitud, que en aquest cas és el corrent per la bobina L_F . A més, també apareix R_F , que representa la resistència sèrie equivalent o ESR (*equivalent series resistance*), que inclou la resistència paràsita de la L i la del cablejat. A la sortida es pot connectar la xarxa elèctrica, una màquina elèctrica, una càrrega no-lineal... El fet de tenir diversos elements en paral·lel no afecta el model.

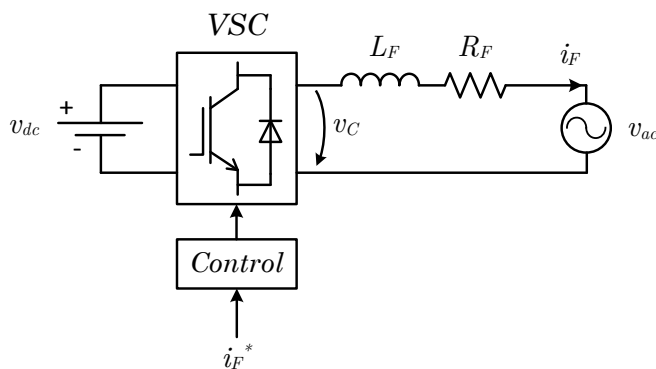


Figura 2.2: Representació monofàsica d'un sistema amb VSC i filtre L connectat a xarxa

El comportament del filtre L es pot modelar amb la funció de transferència

$$G_L(s) = \frac{I(s)}{V_C(s)} = \frac{1}{sL_F + R_F} \quad (2.1)$$

El seu diagrama de Bode es mostra a la figura 2.5, on s'observa un comportament de filtre passa baixes (20 dB/dec).

Filtre LCL

La implementació de filtres LCL s'ha incrementat en els darrers anys pels convertidors connectats a xarxa, ja que atenuen millor els harmònics de commutació i permeten complir els estàndards d'interconnexió. A la figura 2.3 apareix el seu model. L_F i R_F són la inductància i la ESR de la banda del convertidor, L_G i R_G les de la banda de sortida i C és el condensador del filtre, al que se li afegeix una resistència en sèrie R_D per obtenir amortiment passiu de la ressonància LCL.

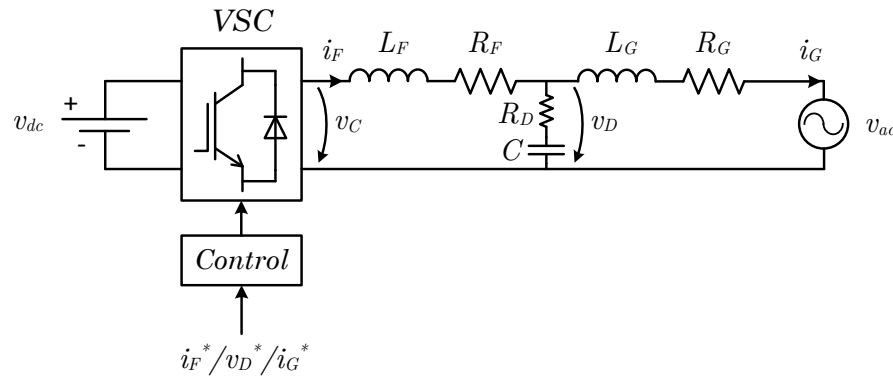


Figura 2.3: Representació monofàsica d'un sistema amb VSC i filtre LCL connectat a xarxa

El control es pot aplicar sobre el corrent i_F , sobre la tensió v_D o sobre el corrent i_G . La situació ideal seria aquella en què es controlen totes tres variables, però això implica un major nombre de sensors i tres llaços de control que poden complicar el sistema. El més habitual és controlar només un dels dos corrents, i també la tensió en cas que sigui necessari. Donada la varietat d'estratègies de control i de disseny dels filtres, no és clar quin dels dos corrents és més adient pel que fa a l'estabilitat del sistema [9, 10]. No obstant, en termes generals, es pot afirmar que controlar el corrent i_F implica senzillesa, mentre que controlar i_G implica precisió i és més idoni si es desitja un factor de potència molt proper a 1.

Les relacions entre les tensions i els corrents de la figura 2.3 estan descrites per les funcions de transferència

$$Y_F(s) = \frac{1}{sL_F + R_F} = \frac{I_F(s)}{V_C(s) - V_D(s)} \quad (2.2)$$

$$Z_D(s) = \frac{1}{sC} + R_C = \frac{V_D(s)}{I_F(s) - I_G(s)} \quad (2.3)$$

$$Y_G(s) = \frac{1}{sL_G + R_G} = \frac{I_G(s)}{V_D(s) - V_{ac}(s)} \quad (2.4)$$

Amb aquestes expressions, el filtre LCL es pot representar mitjançant el diagrama de blocs de la figura 2.4. La funció de transferència total del filtre és

$$G_{LCL}(s) = \frac{I_G(s)}{V_C(s)} = \frac{Y_F(s)Y_G(s)Z_D(s)}{1 + Y_F(s)Z_D(s) + Y_G(s)Z_D(s)} \quad (2.5)$$

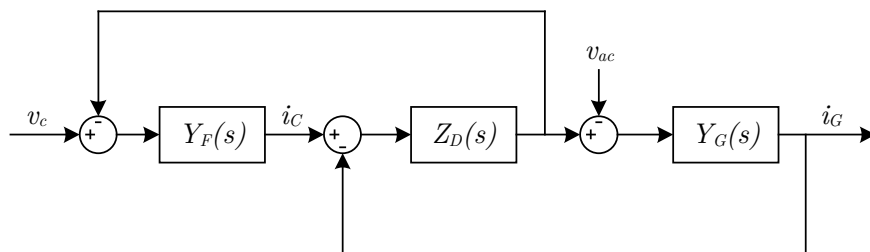


Figura 2.4: Diagrama de blocs del filtre LCL

El diagrama de Bode del filtre LCL es mostra a la figura 2.5. La freqüència de ressonància es pot calcular d'acord amb l'equació 2.6.

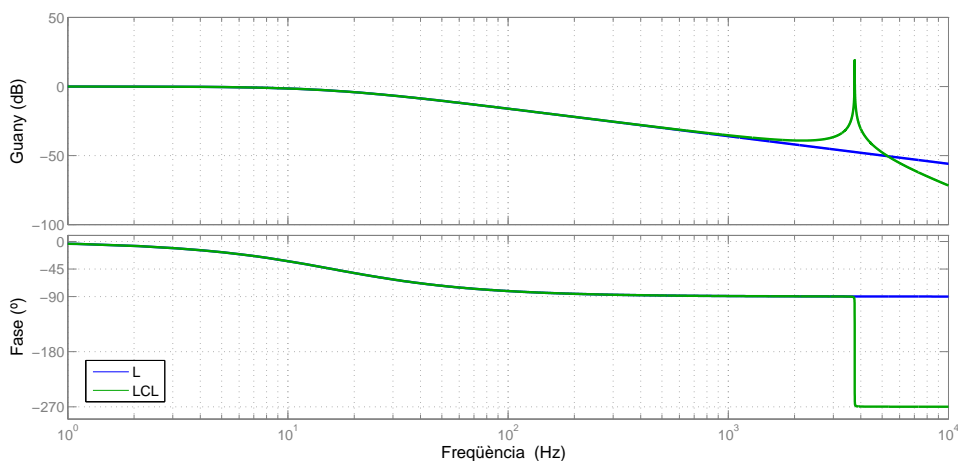


Figura 2.5: Diagrames de Bode de $G_L(s)$ i $G_{LCL}(s)$

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_F + L_G}{C L_F L_G}} \quad (2.6)$$

Els avantatges principals del filtre LCL respecte el filtre L són [11]:

- A altes freqüències, el guany decau a 60 dB/dec enlloc de 20 dB/dec. Així, s'aconsegueix una atenuació millor dels harmònics de commutació.
- Menor volum i cost per obtenir la mateixa atenuació que en el cas del filtre L. Això és conseqüència del punt anterior.
- Reducció de la interferència electromagnètica.

Quant als inconvenients, destaca:

- Circuit de potència més complex. Existeixen moltes publicacions referents als problemes de disseny dels filtres LCL [12, 13]
- S'introdueix una ressonància al sistema (equació 2.6) que pot portar a oscil·lacions indesitjades o a la inestabilitat. Existeixen mètodes actius (control digital) o passius ($R_D \neq 0$) per atenuar el pic de ressonància. Són preferibles els actius, ja que els passius tenen més pèrdues.
- Modes de ressonància incerts associats a variacions de la xarxa o dels paràmetres del filtre. S'han desenvolupat controladors específics centrats en augmentar la robustesa en front d'aquestes incerteses [14].

Per a treballar com a emulador de xarxa, és completament necessària l'existència del condensador, perquè l'objectiu és controlar la tensió que s'aplica. La segona L no és necessària en aquest cas, ja que no es vol connectar l'equip a xarxa.

2.2.4 Convertidor utilitzat a la plataforma experimental

Per a la implementació de l'emulador de xarxa s'utilitzarà un convertidor existent, amb unes característiques adients per a realitzar aquesta tasca.

Es tracta d'un convertidor trifàsic DC-AC de tres etapes bidireccionals: una etapa DC-DC elevadora-reductora, una segona etapa DC-AC inversora-rectificadora i una tercera constituïda per transformadors que introdueixen aïllament galvànic. Aquest convertidor està pensat per a connectar el terminal AC a una microxarxa trifàsica amb neutre, en la qual hi poden haver elements que van des de càrregues passives fins a elements de generació distribuïda o dispositius d'emmagatzemament, i el terminal DC a un medi d'emmagatzemament electroquímic.

Al terminal DC s'hi connecta un rectificador actiu, que realitza la funció de font de tensió contínua. A la sortida de l'etapa inversora s'incorporen tres transformadors monofàsics de relació 1:1 per tal d'independitzar les referències de terra de la xarxa (banda AC) de la del medi d'emmagatzemament (banda DC). A la figura 2.6 es mostra un esquema simplificat del convertidor en el seu conjunt.

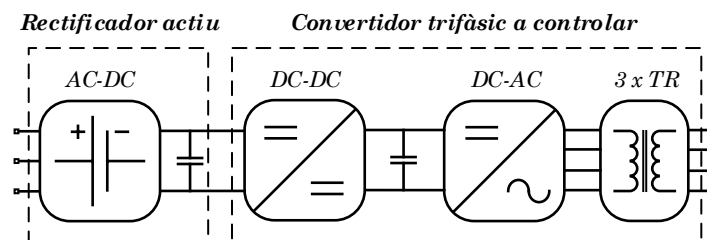


Figura 2.6: Esquema del conjunt de les etapes de potència

L'etapa inversora es basa en el convertidor de quatre branques mostrat a la figura 2.7. Com ja s'ha comentat, aquesta topologia és una de les alternatives existents per a poder generar les tensions directa, inversa i homopolar. La branca del neutre es dimensiona per a un corrent que sigui el triple del de les fases, el qual correspon al pitjor cas de desequilibri (les tres fases actives en fase).

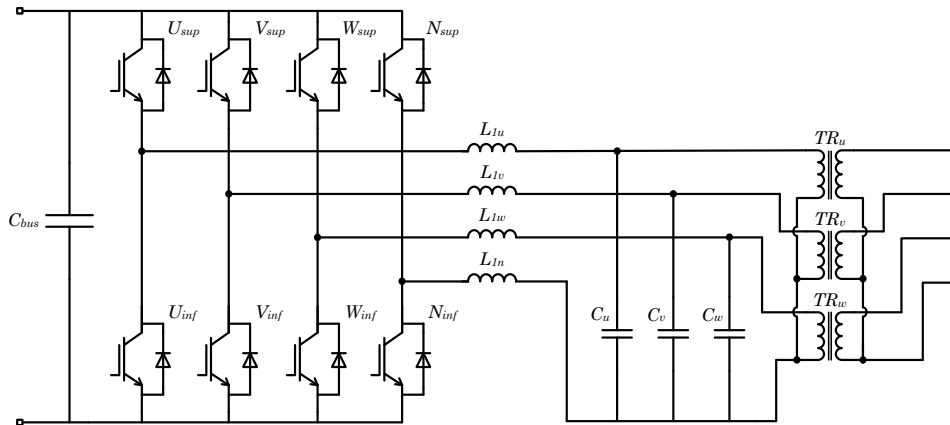


Figura 2.7: Esquema de l'inversor de quatre branques i el filtre LCL

La sortida commutada es complementa amb un filtre LCL que permet filtrar les commutacions i obtenir tensions sinusoidals a la sortida del convertidor, a la vegada que realitzen un control de la tensió de sortida mitjançant un doble llaç tancat en cascada de corrent i tensió (capítol 4). Enlloc d'una segona inductància, el que es tenen són tres transformadors monofàsics. A diferència de les inductàncies, en aquest cas es té aïllament galvànic.

Capítol 3

Anàlisi de les tècniques de control

3.1 Referència estacionària i referència síncrona

Una de les tècniques més estudiades quan es requereix el seguiment d'un senyal de referència constant o que varia lentament és el control proporcional-integral (PI). Això és degut a que a la freqüència de 0 Hz l'integrador pur té un guany infinit, tal i com es mostra a la figura 3.1.

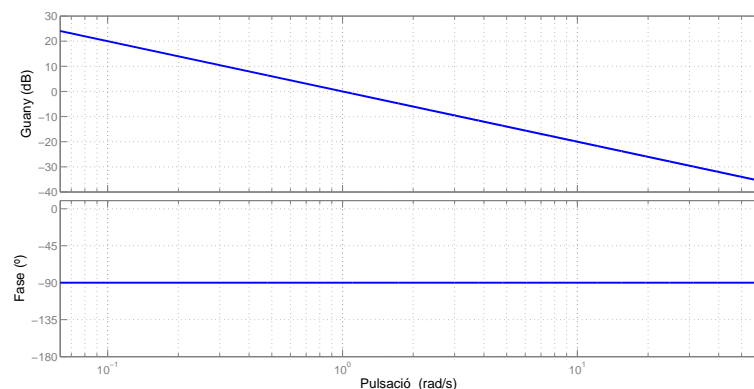


Figura 3.1: Diagrama de Bode d'un integrador pur

La seva funció de transferència es mostra a l'equació 3.1. Els paràmetres k_P (constant proporcional) i k_I (constant integral) són ajustables i afecten la dinàmica i l'estabilitat.

$$G_{PIh}(s) = k_P + \frac{k_I}{s} \quad (3.1)$$

No obstant, l'aplicació de reguladors PI al control de senyals alternes, com ara un corrent o una tensió, no és una qüestió senzilla, ja que apareix un error permanent significatiu que creix amb la freqüència. Cal transformar les magnituds alternes en contínues. En el cas d'un sistema trifàsic, això es pot aconseguir per mitjà de la transformada de Park (vegeu

l'annex B), obtenint el que s'anomena control PI en sistema de referència síncron (SRF, *synchronous reference frame*) [11, 15], que permet obtenir un error permanent nul. En els sistemes trifàsics sense neutre, aquest mètode implementa un controlador PI de manera separada pels dos corrents anomenats i_d i i_q (directe i de quadratura) enlloc d'un per a cada fase, gràcies a la transformada de Park.

Quan es té un SRF, a la planta hi apareix un terme d'acoblament $-jh\omega_1 L_F$ (3.2) [16], on $h\omega_1$ és la velocitat de rotació del SRF, entenent ω_1 com la rotació de la component fonamental i h l'ordre de l'harmònic (serà 1 en el cas de la fonamental). Per tant, el pol de la planta no és $-\frac{R}{L}$, sinó $-\frac{R}{L} - jh\omega_1$.

$$G'_{pl}(s) = G_{pl}(s + jh\omega_1) = \frac{1}{sL_F + R_F + jh\omega_1 L_F} \quad (3.2)$$

Si aquest terme no es desacobla correctament, pot afectar significativament el comportament del control; concretament, es redueixen els marges d'estabilitat, la resposta transitòria empitjora i apareixen pics inesperats de guany en la resposta freqüencial del sistema en llaç tancat. Per evitar aquests problemes es pot implementar un PI amb CCD (*cross-coupling decoupling*).

Si les constants del controlador s'ajusten d'acord amb l'IMC (*Internal Model Control*), el zero del controlador ha de cancel·lar el pol de la planta. Així doncs, el PI-CCD es pot entendre com un desplaçament del pol de la planta cap a la posició del zero del controlador, que es troba sobre l'eix real.

Una alternativa és el controlador PI complex, mostrat a l'equació 3.3. En aquest cas, la pròpia funció de transferència ja inclou el terme complex.

$$G_{cPI_h}(s) = \frac{sk_{P_h} + k_{I_h} + jh\omega_1 k_{P_h}}{s} \quad (3.3)$$

La diferència respecte al PI-CCD és que, enlloc de moure el pol de la planta cap a l'eix real, on es troba el zero del controlador, el que fa és moure el zero del controlador de manera que es cancel·li amb el pol de la planta. Això implica que, a la pràctica, si L_F no s'ha mesurat acuradament, la resposta freqüencial i la dinàmica del sistema prop de la freqüència a controlar estarà més deformada en el cas del PI-CCD; és a dir, el PI complex és menys sensible a errors de L_F [17].

El SRF és una bona opció per a sistemes trifàsics, ja que s'hi pot aplicar la transformada de Park. No obstant, per a sistemes desequilibrats es necessita un segon SRF rotant en sentit contrari de manera que la component de seqüència inversa pugui ser seguida també amb un error permanent nul [18]. A part d'això, no és aplicable directament a sistemes monofàsics, sinó que cal fer una adaptació que consisteix en generar un sistema virtual acoblat al real que permeti simular un sistema de dos eixos [19]. A més, si s'ha de tractar amb un nombre elevat d'harmònics, cal disposar de diversos sistemes de referència síncrons (PI-MRI, *proportional-integral multiple rotating integrators*) [20].

3.2 El controlador ressonant: Aspectes fonamentals en temps continu

Existeix, doncs, una motivació per la creació d'un mètode de control en referència estacionària que sigui capaç de controlar un senyal altern amb un error permanent nul i amb una dinàmica equivalent a la proporcionada pels mètodes SRF. Aquesta alternativa són els controladors ressonants, que són capaços de seguir senyals sinusoidals amb un error permanent nul, aconseguint un comportament equivalent. No obstant, tenen alguns avantatges respecte aquest darrer: una càrrega computacional notablement menor donada l'absència de la transformada de Park, menys sensibilitat al soroll i a l'error en la sincronització i és aplicable directament a sistemes monofàsics.

Així doncs, els controladors ressonants han esdevingut una opció molt utilitzada en diferents tipus d'aplicacions amb convertidors de potència, com ara APF (*active power filters*), aerogeneradors, turbines hidràuliques, inversors fotovoltaics, STATCOM (*static synchronous compensators*), UPS (*uninterruptible power systems*), rectificadors actius, convertidors elevadors, PMSM (*permanent magnet synchronous motors*) i microxarxes [11].

La funció de transferència d'aquests controladors ha de satisfer el Principi de Model Intern (IMP, *Internal Model Principle*), el qual defineix que, en un sistema realimentat, la sortida del control és capaç de seguir la seva referència d'entrada sense error permanent si el sistema satisfà les dues condicions següents [21]:

- El sistema enllaç tancat és asimptòticament estable.
- La funció de transferència del sistema enllaç obert inclou, implícita o explícitament, un model matemàtic capaç de generar la referència d'entrada.

La funció de transferència equivalent en referència estacionària d'un controlador PI implementat en una SRF de seqüència directa es pot obtenir aplicant un desplaçament de freqüència de $-h\omega_1$ a totes les freqüències (quan la velocitat de rotació de la referència és $\omega_0 = h\omega_1$) [22]. Això és, per substitució de $s \rightarrow s - jh\omega_1$ en l'equació 3.1:

$$G_{PI_h}^+(s) = G_{PI_h}(s - jh\omega_1) = k_{P_h} + \frac{k_{I_h}}{s - jh\omega_1} \quad (3.4)$$

Per altra banda, la substitució $s \rightarrow s + jh\omega_1$ és necessària quan es vol obtenir la funció de transferència en referència estacionària d'un PI en una SRF de seqüència inversa:

$$G_{PI_h}^-(s) = G_{PI_h}(s + jh\omega_1) = k_{P_h} + \frac{k_{I_h}}{s + jh\omega_1} \quad (3.5)$$

Aleshores, la suma de 3.4 i 3.5 porta a

$$G_{PR_h}(s) = G_{PI_h}^+(s) + G_{PI_h}^-(s) = 2k_{P_h} + 2k_{I_h} \frac{s}{s^2 + h^2\omega_1^2} = K_{P_h} + K_{I_h} R_h(s) \quad (3.6)$$

que és la funció de transferència d'un controlador PR (proporcional-ressonant). $R_h(s)$ proporciona, idealment, un guany infinit enllaç obert a la freqüència de ressonància $h\omega_1$,

tal i com s'observa a la figura 3.2, assolint doncs l'error permanent nul. A més a més, a l'equació 3.7 es demostra que es compleix l'IMP:

$$\mathcal{L}^{-1}\left\{\frac{s}{s^2 + \omega^2}\right\} = \cos \omega t \quad (3.7)$$

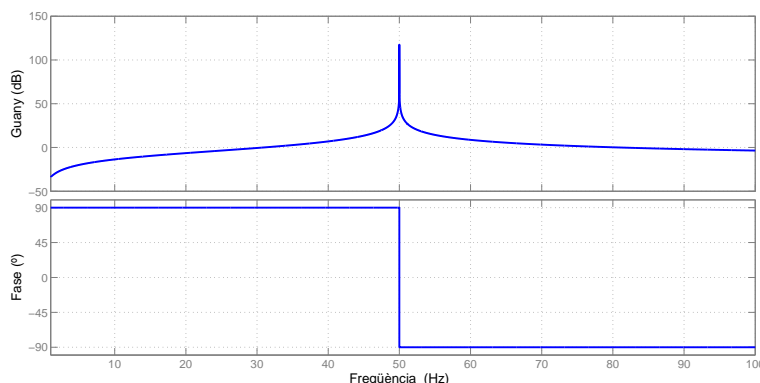


Figura 3.2: Diagrama de Bode d' $R_h(s)$. En aquest cas, $h = 1$ i $\omega_1 = 2\pi 50 \text{ rad/s}$

Així doncs, queda demostrat que aquests controladors són equivalents a implementar els controladors PI en dos SRF alhora: un SRF de seqüència positiva i un de seqüència negativa.

Com a observacions addicionals respecte $R_h(s)$, cal tenir present el següent:

- És preferible que sigui la transformada de Laplace de la funció cosinus enlloc de la funció sinus, donat que la primera proporciona una major estabilitat gràcies al seu zero (vegeu l'annex D.1, figura D.1).
- No interessa afegir el terme d'amortiment en el denominador, que correspondria a la forma típica d'un filtre passabanda, donat que redueix el pic de ressonància (vegeu l'annex D.1, figura D.5).

Les constants K_{P_h} i K_{I_h} modifiquen el diagrama de Bode del controlador ressonant tal i com es pot veure a les gràfiques comparatives D.2, D.3 i D.4 de l'annex D.1. Aquests dos paràmetres determinaran l'estabilitat i la dinàmica del sistema.

$G_{PR_h}(s)$ es pot implementar descomponent $R_h(s)$ en dos integradors, tal i com es mostra a la figura 3.3(a). L'entrada $h^2\omega_1^2$ pot ser modificada en temps real d'acord amb el valor exacte de la freqüència que es vol controlar. Un exemple és el llaç de seguiment de fase o PLL (*Phase-Locked Loop*), utilitzat en aplicacions de sincronització amb la xarxa elèctrica. Així doncs, és habitual utilitzar aquest esquema a la pràctica, donada la simplicitat que presenta per adaptar la freqüència [11].

És habitual una petita modificació en la forma inicial de $R_h(s)$, tal i com es mostra a l'equació 3.8, proposada en diferents aplicacions [15]. Aquesta modificació tan sols afecta al guany. Aquesta serà la forma que s'utilitzarà, d'ara en endavant, com a funció de

transferència del controlador ressonant. A 3.3(b) hi apareix la representació en esquema de blocs.

$$G_R(s) = \frac{\omega_0 s}{s^2 + \omega_0^2} \tag{3.8}$$

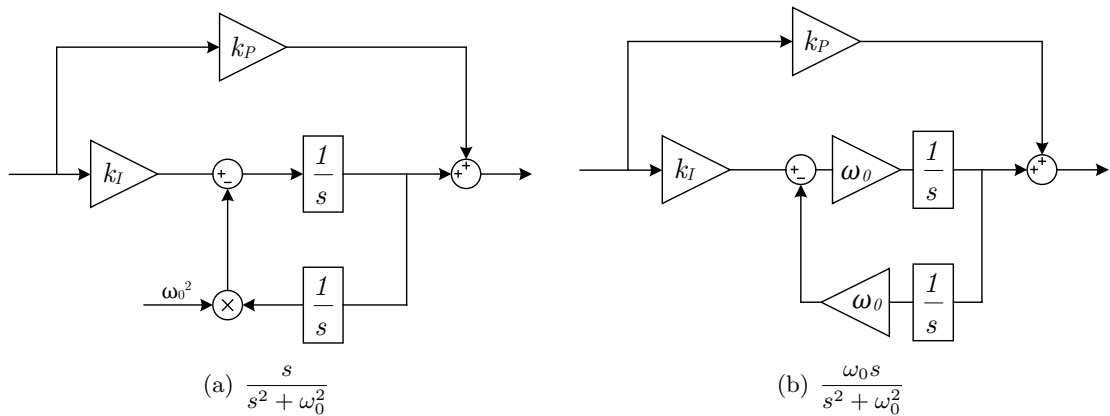


Figura 3.3: Descomposició del controlador PR en dos integradors

Es poden implementar en cascada diferents controladors ressonants per a controlar diverses freqüències simultàniament (figura 3.4). Donada la naturalesa del controlador, a efectes pràctics no s'afecten els uns amb els altres. Així, el controlador PR pren la forma

$$G_{PR}(s) = K_{PT} + K_{IT} \sum_{h=1}^{n_h} G_{R_h}(s) \tag{3.9}$$

essent n_h l'ordre de l'armònic més gran que es vol controlar. Les constants proporcionals queden agrupades en un únic terme, anomenat K_{PT} .

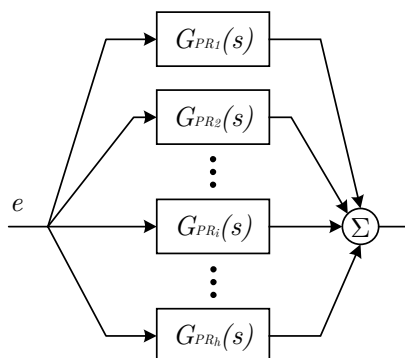


Figura 3.4: Diversos controladors PR en cascada per a controlar diverses freqüències simultàniament. La variable e és l'error entre consigna i realimentació.

Existeixen altres variants en la funció de transferència del controlador ressonant. Una d'elles, utilitzada també en el cas dels PI-SRF per solucionar el problema d'instabilitat en el cas de freqüències elevades, és la que incorpora una compensació pels retards del sistema, desplaçant el zero per tal d'introduir un avançament de fase ϕ'_h , tal com es mostra a l'equació (3.10). Per a compensar n_s mostres, cal que $\phi'_h = h\omega_1 n_s T_s$. Normalment es considera que el nombre òptim de mostres és $n_s = 2$ [11]. La compensació de retard pren més importància com més gran és la freqüència de ressonància a igual freqüència de mostreig.

$$G_{PR_h}^d(s) = K_{P_h} + K_{I_h} \frac{s \cos(\phi'_h) - h\omega_1 \sin(\phi_h t)}{s^2 + h^2\omega_1^2} \quad (3.10)$$

Una alternativa consisteix en utilitzar els PR amb una referència síncrona. Això pot ser útil per a sistemes trifàsics en què només cal considerar els harmònics d'ordre $6k \pm 1$ i no els homopolars. Mentre que el controlador de la component fonamental seguirà en referència estacionària, pels harmònics s'utilitzarà una referència síncrona que gira amb una velocitat angular ω_1 en sentit positiu. Donat que la referència síncrona proporciona un desplaçament de freqüència de $-\omega_1$, els harmònics de seqüència directa ($6k + 1$) seran vistos com harmònics $6k$ en la nova referència i els de seqüència inversa ($6k - 1$) com a harmònics $-6k$. La magnitud a controlar segueix sent alterna, però l'avantatge és que amb un únic controlador sintonitzat a $6k\omega_1$ ($k = 1, 2, 3, \dots$) es poden controlar les parelles d'harmònics $6k \pm 1$, reduint el nombre de controladors necessaris a la meitat.

Una darrera alternativa proposada a [23] és el que es coneix com a controlador VPI (*vector proportional-integral*). Mentre els PR són equivalents als PI convencionals en SRF, els VPI són equivalents als PI complexos en SRF (3.3).

La funció de transferència dels VPI queda desenvolupada a 3.11.

$$\begin{aligned} G_{VPI_h}(s) &= \frac{(s - jh\omega_1)k_{P_h} + k_{I_h} + jh\omega_1 k_{P_h}}{s - jh\omega_1} + \frac{(s + jh\omega_1)k_{P_h} + k_{I_h} - jh\omega_1 k_{P_h}}{s + jh\omega_1} \\ &= G_{cPI_h}^+(s) + G_{cPI_h}^-(s) = 2k_{P_h} \frac{s^2}{s^2 + h^2\omega_1^2} + 2k_{I_h} \frac{s}{s^2 + h^2\omega_1^2} \\ &= \frac{s^2 K_{P_h} + s K_{I_h}}{s^2 + h^2\omega_1^2} \end{aligned} \quad (3.11)$$

L'avantatge que incorporen aquests controladors és que, si s'utilitzen en un SRF, no s'introdueix un *cross-coupling* addicional a altes freqüències, degut a la naturalesa pròpia dels PI complexos. En definitiva, les conseqüències del *cross-coupling* total són molt menors que en el cas dels PR: no es detecten pics de guany majors que 1 ni variacions de fase en la proximitat de les freqüències de ressonància [16].

Anàlogament als PR, també és possible implementar diversos VPI en paral·lel per a controlar múltiples harmònics i també es pot incorporar compensació pel retard, tot i que només és necessària per a freqüències de ressonància força més grans que en el cas dels PR, donada la major estabilitat del VPI.

3.3 El controlador ressonant: Discretització

La majoria d'estudis relacionats amb controladors ressonants estan enfocats en temps continu, però les conclusions extretes no es poden aplicar directament als dispositius digitals, que treballen en temps discret. Avui dia, la gran majoria de controladors s'implementen digitalment i el procés de discretització s'ha de tenir present.

Degut a la naturalesa d'aquests controladors, que tenen una banda molt estreta i un guany molt gran (idealment infinit), la seva sensibilitat davant del procés de discretització és notable [11]. Així doncs, un petit desplaçament dels pols provoca un efecte negatiu en el seu funcionament, incrementant l'error permanent (idealment nul). Per altra banda, un eixamplament de la banda ressonant, el qual incrementa la robustesa davant de petites variacions en la freqüència de ressonància, provoca que el soroll i les freqüències indesitjables es puguin veure amplificades. L'efecte dels zeros tampoc pot ser ignorat, ja que poden afectar l'estabilitat.

3.3.1 Mètodes de discretització

Existeixen tres tècniques fonamentals [24], cadascuna d'elles amb diferents variants:

- Integració numèrica. Consisteixen en substituir a $G(s)$ la variable s per una funció racional en z . Són senzilles i flexibles d'aplicar en moltes situacions. Es poden justificar com una aproximació a la derivació, a la integració o com una aproximació racional de $z = e^{T_s s}$ [24]. Els mètodes més comuns són *forward* Euler, *backward* Euler i la transformació bilineal o Tustin (vegeu-ne el desenvolupament a l'annex D.2).
- Simulacions invariants. Estan basades en reconstruir l'entrada amb un mantenidor. Resulten exactes o invariants quan el mantenidor és capaç de reconstruir exactament la forma de l'ona d'entrada. Són les més laborioses d'obtenir, exigint un desenvolupament en residus. Els mètodes més comuns són l'impuls invariant, el mantenidor d'ordre zero (graons) o ZOH i el mantenidor d'ordre u (rampes) o FOH.
- Transformació de pols i zeros. Es transformen els zeros i els pols amb la relació $z = e^{T_s s}$.

A la taula 3.1 es mostren els mètodes anteriors per a discretitzar una funció de transferència en temps continu.

L'aplicació d'aquestes tècniques sobre $G_R(s)$ porta a les diferents expressions matemàtiques discretes del controlador ressonant, incloses a la taula 3.2. Les operacions matemàtiques detallades es poden trobar a l'annex D.3.

Com s'ha explicat a l'apartat 3.2, $G_{R_h}(s)$ es pot implementar descomponent la funció en dos integradors simples. Aleshores, enlloc de discretitzar directament $G_{R_h}(s)$, es pot discretitzar cada integrador per separat. Els mètodes inclosos al grup de simulacions invariants porten exactament a les mateixes funcions de la taula 3.2 si es discretitzen els dos integradors amb el mateix mètode, fet que no es dona en els altres mètodes. De fet, en el cas del ZOH i el *zero-pole matching*, discretitzar un integrador és equivalent a aplicar la substitució *forward*

Mètode de discretització	Transformació
<i>Forward Euler</i>	$s = \frac{1 - z^{-1}}{z^{-1}T_s}$
<i>Backward Euler</i>	$s = \frac{1 - z^{-1}}{T_s}$
Tustin	$s = \frac{2}{T_s} \frac{z - 1}{z + 1}$
Tustin amb <i>prewarping</i>	$s = \frac{h\omega_1}{\tan\left(\frac{h\omega_1 T_s}{2}\right)} \frac{z - 1}{z + 1}$
Impuls invariant	$X(z) = T_s \mathcal{Z} \left\{ \mathcal{L}^{-1} \left[X(s) \right] \Big _{t=kT_s} \right\}$
ZOH	$X(z) = (1 - z^{-1}) \mathcal{Z} \left\{ \mathcal{L}^{-1} \left[\frac{X(s)}{s} \right] \Big _{t=kT_s} \right\}$
FOH	$X(z) = \frac{(1 - z^{-1})^2}{z^{-1}T_s} \mathcal{Z} \left\{ \mathcal{L}^{-1} \left[\frac{X(s)}{s^2} \right] \Big _{t=kT_s} \right\}$
<i>Zero-pole matching</i>	$z = e^{sT_s}$

Taula 3.1: Principals mètodes de discretització

Euler; en el cas del FOH, és equivalent a aplicar Tustin, i l'impuls invariant és equivalent a aplicar *backward Euler* (vegeu l'annex D.3).

Així doncs, cal estudiar totes les combinacions possibles entre els mètodes *forward Euler*, *backward Euler* i Tustin. A més, també es considera l'aplicació d'un retard a la realimentació, fet que està lligat al retard computacional inherent del controlador. Això dona lloc a 18 possibles discretitzacions, tot i que n'hi ha dues que es repeteixen i, per tant, en són 16 diferents. S'acceptaran aquelles la resposta de les quals s'assimili a la del controlador en temps continu o, equivalentment, aquelles que tinguin els pols exactament sobre el cercle unitari en el pla z . En cas contrari, la resposta estarà amortida o bé serà inestable (vegeu l'annex D.3).

Les discretitzacions que compleixen l'anterior premissa són les tres que es troben a la taula 3.3. En nombroses aplicacions trobades a la literatura [11] es pot comprovar que s'ha utilitzat precisament alguna d'aquestes tres discretitzacions.

3.3.2 Efecte dels pols i dels zeros

Les funcions de transferència mostrades a les taules 3.2 i 3.3 es poden separar en grups en funció del seu denominador, tal i com es mostra a la taula 3.4. Així doncs, les funcions d'un mateix grup tindran els mateixos pols.

És necessari que $\xi = 0$ perquè els pols estiguin situats sobre el cercle unitari, el qual correspon a un guany infinit. Observant la figura 3.5, es pot veure com els pols del grup

Mètode de discretització	$G_{R_h}^i(z)$, $i \in \{f, b, t, tp, imp, zoh, foh, zpm\}$
<i>Forward Euler</i>	$h\omega_1 T_s \frac{z-1}{z^2 - 2z + (h^2\omega_1^2 T_s^2 + 1)}$
<i>Backward Euler</i>	$h\omega_1 T_s \frac{z^2 - z}{(h^2\omega_1^2 T_s^2 + 1)z^2 - 2z + 1}$
Tustin	$2h\omega_1 T_s \frac{z^2 - 1}{(h^2\omega_1^2 T_s^2 + 4)z^2 + (2h^2\omega_1^2 T_s^2 - 8)z + (h^2\omega_1^2 T_s^2 + 4)}$
Tustin <i>prewarping</i>	$\frac{\sin(h\omega_1 T_s)}{2} \frac{z^2 - 1}{z^2 - 2z \cos(h\omega_1 T_s) + 1}$
Impuls invariant	$h\omega_1 T_s \frac{z^2 - z \cos(h\omega_1 T_s)}{z^2 - 2z \cos(h\omega_1 T_s) + 1}$
ZOH	$\sin(h\omega_1 T_s) \frac{z-1}{z^2 - 2z \cos(h\omega_1 T_s) + 1}$
FOH	$\frac{1 - \cos(h\omega_1 T_s)}{h\omega_1 T_s} \frac{z^2 - 1}{z^2 - 2z \cos(h\omega_1 T_s) + 1}$
<i>Zero-pole matching</i>	$K_d \frac{z-1}{z^2 - 2z \cos(h\omega_1 T_s) + 1}$

Taula 3.2: Aplicació dels diferents mètodes de discretització a $G_{R_h}(s)$

Mètode de discretització	$G_{R_h}^i(z)$, $i \in \{fb, bb, t\}$
<i>Forward & backward</i>	$\frac{T_s(z-1)}{z^2 + (h^2\omega_1^2 T_s^2 - 2)z + 1}$
<i>Backward & backward + retràs</i>	$\frac{T_s(z^2 - z)}{z^2 + (h^2\omega_1^2 T_s^2 - 2)z + 1}$
Tustin & tustin	$\frac{2h\omega_1 T_s(z^2 - 1)}{(h^2\omega_1^2 T_s^2 + 4)z^2 + (2h^2\omega_1^2 T_s^2 - 8)z + (h^2\omega_1^2 T_s^2 + 4)}$

Taula 3.3: Discretització de $G_{R_h}(s)$ amb els tres mètodes acceptats. La primera lletra fa referència al mètode utilitzat en l'integrador de la cadena directa, mentre que el segon fa referència al de la realimentació.

A estan situats fora del cercle, mentre que els del grup B s'hi troben dins. Per tant, cal evitar aquests dos mètodes. L'explicació d'aquest fenomen rau en el fet que aquestes dues tècniques no transformen exactament el semiplà esquerra del domini s en l'àrea del cercle unitari en el domini z (vegeu l'annex D.2).

També cal tenir en compte que, tot i que els grups C, D i E assoleixen el guany infinit, els seus pols no estan situats al mateix lloc. Això posa de manifest que existeix una diferència entre la freqüència de ressonància teòrica i la real, separades per una petita desviació que provoca

Grup	Expressions	Denominador
A	$R_h^f(z)$	$z^2 - 2z + (h^2\omega_1^2T_s^2 + 1)$
B	$R_h^b(z)$	$(h^2\omega_1T_s^2 + 1)z^2 - 2z + 1$
C	$R_h^t(z)$	$(h^2\omega_1^2T_s^2 + 4)z^2 + (2h^2\omega_1^2T_s^2 - 8)z + (h^2\omega_1^2T_s^2 + 4)$
D	$G_{R_h}^{f\&b}(z), G_{R_h}^{b\&b}(z)$	$z^2 + (h^2\omega_1^2T_s^2 - 2)z + 1$
E	$R_h^{zoh}(z), R_h^{foh}(z),$ $R_h^{tp}(z), R_h^{zpm}(z), R_h^{imp}(z)$	$z^2 - 2\cos(h\omega_1T_s)z + 1$

Taula 3.4: Grups d'expressions amb els mateixos pols al domini z

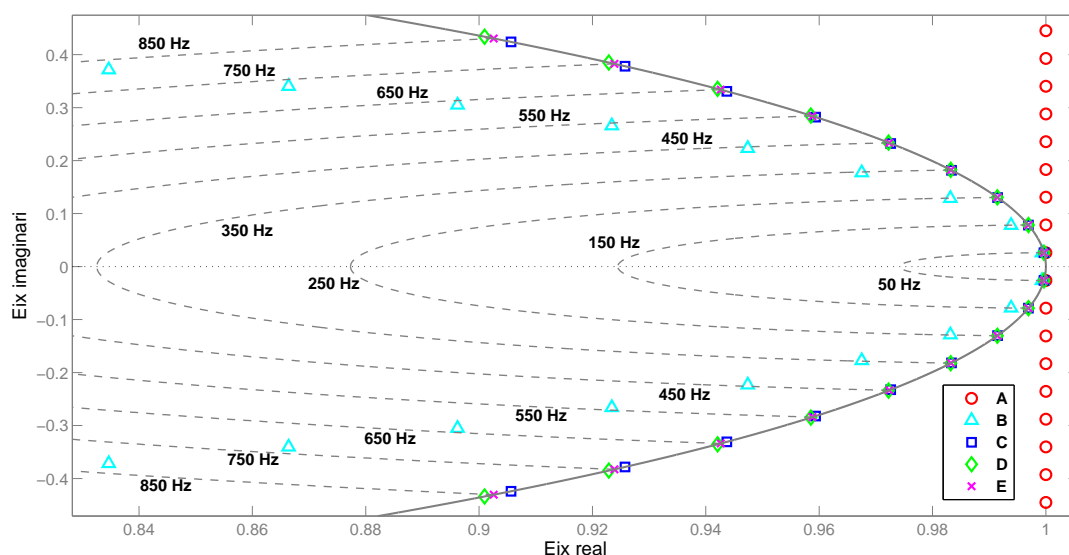


Figura 3.5: Posició dels pols dels 5 grups en el pla z , per a una freqüència de mostreig $f_s = 12$ kHz. Es mostren les línies de freqüència natural constant corresponents a la freqüència de cada component harmònica.

un error permanent no nul en el cas dels grups C i D. Aquest desplaçament s'incrementa si augmenta T_s i/o hf_1 .

A la figura 3.6 es pot veure una comparativa entre aquests tres grups per a tres harmònics particulars i per a una $f_s = 12$ kHz. S'observa, aproximadament, una desviació de -1 Hz (grup C) i +0,5 Hz (grup D) en el cas del 7è harmònic, -6 Hz i +3 Hz en el cas del 13è, i -14 Hz i +7 Hz per al 17è harmònic.

Per tal d'il·lustrar com varia aquesta desviació, la figura 3.7 en mostra una gràfica en funció de la freqüència de mostreig i de la freqüència de ressonància del controlador. Hi apareixen ressaltats els tres punts corresponents als casos de la figura 3.6.

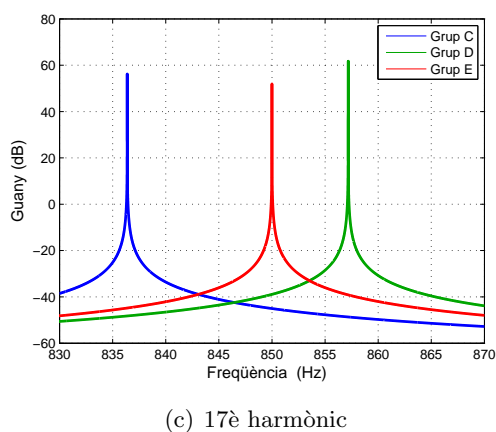
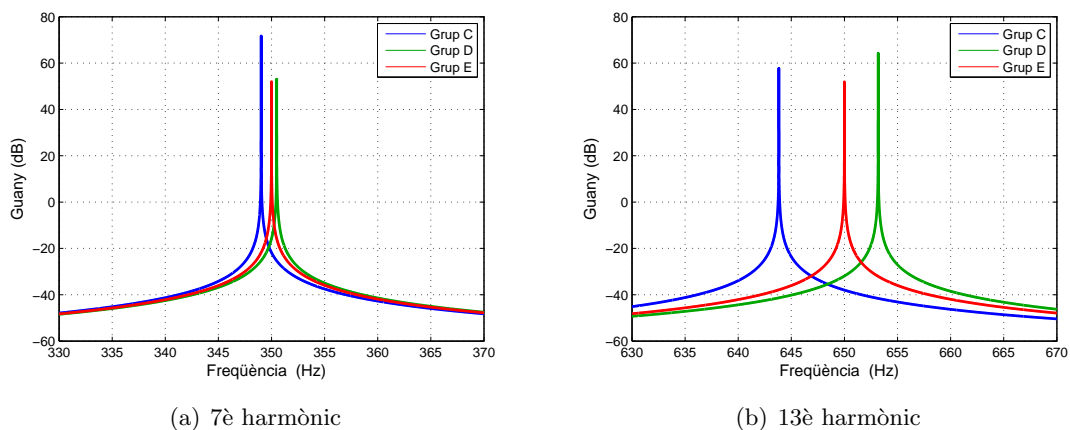


Figura 3.6: Desviació de la freqüència de ressonància pel 7è, 13è i 17è harmònic, per a una $f_s = 12$ kHz

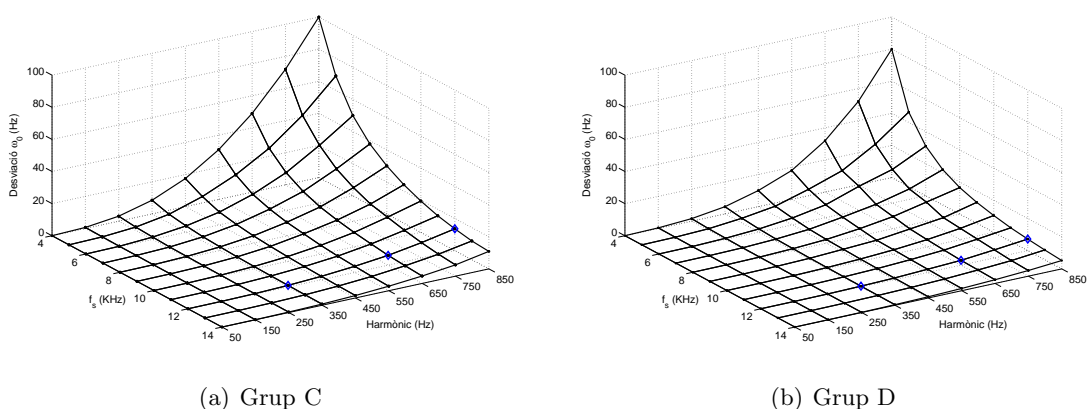


Figura 3.7: Desviació de la freqüència de ressonància dels grups C i D

L'altre aspecte principal del controlador discretitzat són els seus zeros, que estan directament relacionats amb l'estabilitat. El guany infinit a la posició $h\omega_1$ el dona la posició dels pols, mentre que els zeros afecten el guany a les altres freqüències. Quant a la fase, aquesta es veu afectada en tot l'espectre, inclosa la franja propera a la freqüència de ressonància, que és la que té més impacte sobre la resposta de fase de tot el sistema donat l'elevat guany [18]. Així doncs, la influència de la discretització sobre l'estabilitat s'ha d'estudiar, principalment, analitzant el retard de fase existent a $\omega \approx h\omega_1$.

La figura 3.8 mostra un diagrama de Bode comparatiu entre $R_h(s)$, $G_{R_h}^{f\&b}(z)$ i $G_{R_h}^{b\&b}(z)$ (grup D). $G_{R_h}^{f\&b}(z)$ produeix un avançament de fase, mentre que $G_{R_h}^{b\&b}(z)$ en causa un retard. Així doncs, en aquest aspecte és preferible $G_{R_h}^{f\&b}(z)$.

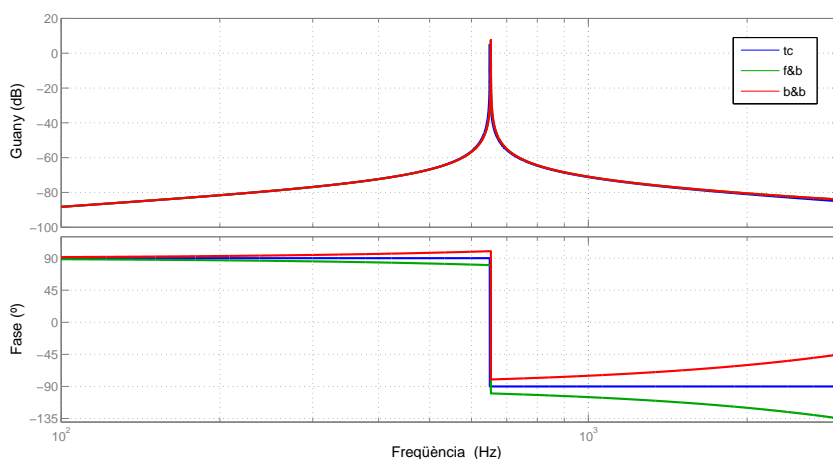


Figura 3.8: Diagrames de Bode per a les discretitzacions del grup D, per a $f_s = 12$ kHz i $h = 13$

La figura 3.9 compara $R_h(s)$ amb les discretitzacions del grup E. Pel que fa al guany, les diferències són petites: destaca que $R_h^{imp}(z)$ té una menor atenuació als extrems i $R_h^{foh}(z)$ tendeix a reduir el guany a altes freqüències. És en la fase on s'hi observen comportaments més diversos.

$R_h^{foh}(z)$ té el comportament més semblant a $R_h(s)$. Contràriament, el retard de fase introduït per $R_h^{zoh}(z)$ i $R_h^{zpm}(z)$ a la freqüència de ressonància és major que l'introduït pel model en temps continu, a més de ser més gran a mida que augmenta la freqüència. En el cas de la figura 3.9, corresponent a una $f_s = 12$ kHz, el seu valor és aproximadament de 10° per a $hf_1 = 650$ Hz. Per tant, aquestes implementacions podrien causar inestabilitat. Per altra banda, $R_h^{foh}(z)$ i $R_h^{imp}(z)$ reproduïxen exactament la mateixa característica que $R_h(s)$ a $\omega = h\omega_1$. A més, $R_h^{imp}(z)$ introdueix un retard de fase menor per a les freqüències més grans que $h\omega_1$, permetent un marge de fase major.

En qualsevol cas, la influència de la discretització per a $\omega \neq h\omega_1$ no es tan important donat que el guany és molt menor a aquestes freqüències.

A la taula 3.5 queden reflectides les característiques de les diferents discretitzacions estudiades. En funció de l'aplicació que es tingui interessaran més unes opcions o unes altres,

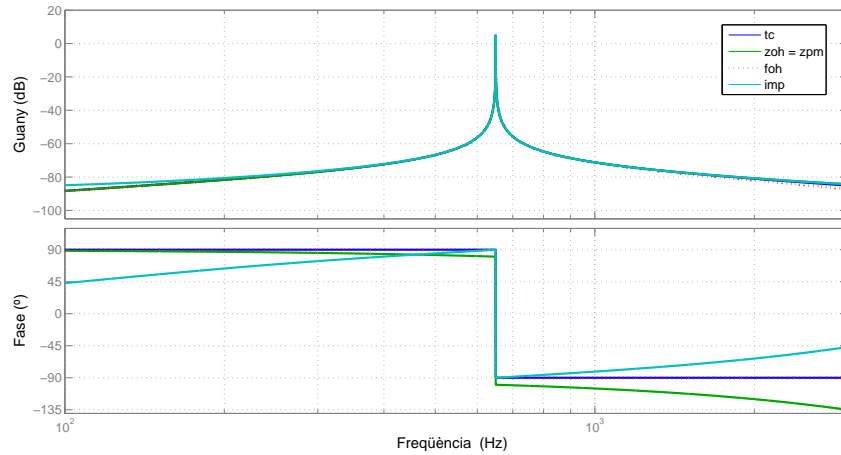


Figura 3.9: Diagrames de Bode per a les discretitzacions del grup E, per a $f_s = 12$ kHz i $h = 13$

depenent d'allò que sigui més crític.

Discretització	Guany infinit	Desviació freqüència	Fase	Termes trigonomètrics
$R_h^f(z), R_h^b(z)$	No	-	-	No
$R_h^t(z)$	Sí	La més gran	-	No
$G_{PR_h}^{bb\&b}(z)$	Sí	Gran	Retard a $h\omega_1$	No
$G_{PR_h}^{f\&b}(z)$	Sí	Gran	Avançament a $h\omega_1$	No
$R_h^{zoh}(z), R_h^{zpm}(z)$	Sí	No	Retard a $h\omega_1$	Sí
$R_h^{imp}(z)$	Sí	No	Exacta a $h\omega_1$, avançament a $\omega \uparrow$	Sí
$R_h^{foh}(z), R_h^{tp}(z)$	Sí	No	Exacta	Sí

Taula 3.5: Comparativa de les característiques de les discretitzacions estudiades

Les conclusions que s'extreuen de l'estudi realitzat són les següents:

- Les expressions dels grups A i B es descarten automàticament, el primer per tenir els pols fora del cercle unitat (inestable) i el segon per tenir terme d'amortiment, reduint considerablement el pic de ressonància.
- L'error en la desviació de la freqüència de les expressions basades en la discretització de dos integradors no és negligible, inclús per a freqüències de mostreig altes i harmònics d'ordre petit. Particularment, la transformació bilineal, una elecció típica en multitud d'aplicacions de control digital, és la que té l'error més gran.

- Els pols de les expressions del grup E coincideixen amb els de temps continu, així que sempre s'assoleix el guany infinit a la freqüència desitjada. No obstant, per a aplicacions en què es requereixi l'actualització de la freqüència aquests mètodes impliquen una gran càrrega de càlcul donat que inclouen funcions trigonomètriques.
- No cal oblidar l'efecte dels zeros sobre la fase, el qual podria conduir a la inestabilitat del sistema.

3.4 Altres mètodes de control

Existeixen altres mètodes, a més dels ja comentats, molt estudiats i utilitzats en aplicacions de control de corrent [11, 20]. Destaquen el control per histèresi, el control *deadbeat* i el control repetitiu.

El control per histèresi va començar amb la seva versió analògica, però els avenços en els dispositius digitals van motivar-ne l'adaptació a temps discret. En la seva versió més simple (banda fixa) es compara l'error amb uns límits i s'actua sobre uns interruptors que apliquen tensió positiva o negativa en funció d'aquest error. Els avantatges són simplicitat, estabilitat, independència de la càrrega i resposta ràpida. Per contra, els inconvenients són interferències entre fases (sistemes trifàsics amb neutre aïllat), dificultat en la protecció dels convertidors donada l'aleatorietat del cicle de treball, contingut harmònic i possibilitat d'excitar freqüències de ressonància d'altres càrregues per culpa de la freqüència de commutació variable. Diversos estudis proposen tècniques per a la millora d'aquests problemes. No obstant, la implementació digital requereix dispositius força potents, com les FPGA (*field-programmable gate arrays*). Això fa que aquest control perdi punts en favor d'altres mètodes digitals, tot i que segueix sent una bona opció quan és prioritària l'estabilitat i una resposta força ràpida.

Pel que fa el control *deadbeat*, pertanyent a la família dels controladors predictius, és capaç d'assolir la resposta més ràpida entre tots els controladors digitals de corrent, però és incapaç d'assolir error permanent nul a freqüències diferents de 0 Hz per culpa d'un retràs inherent de 2 períodes de mostreig, a més de ser sensible a desviacions dels paràmetres de la planta i al soroll i de requerir compensació de temps morts. S'han proposat nombroses millores, la majoria basades en observadors o estimadors, el qual implica, com en el control per histèresi, una elevada complexitat i, en conseqüència, una major dificultat en la implementació digital. Per tant, no serà viable en casos en què no es requereixi una resposta tan ràpida.

El control repetitiu es basa en el Principi de Model Intern. Pot ser recursiu o bé basat en la DFT (*discrete Fourier transform*). En el primer cas, s'han implementat diverses solucions, les quals permeten assolir unes prestacions molt satisfactòries. No obstant, donat que existeixen múltiples pics ressonants fins a la freqüència de Nyquist, cal tenir en compte algunes consideracions. Principalment, per assegurar l'estabilitat cal afegir filtres addicionals o factors d'amortiment per atenuar el guany dels pics a mida que s'incrementa la freqüència, el qual fa augmentar l'error permanent. A més, la sintonització d'aquest tipus de controlador és relativament complexa.

Aquests inconvenients es poden solucionar amb una versió alternativa del controlador repetitiu basat en la DFT. El principal avantatge respecte la forma recursiva és que, en aquest

cas, només apareixen pics de ressonància a les freqüències seleccionades. En conseqüència, no es requereixen filtres addicionals i la sintonització passa a ser més senzilla. No obstant, encara que es solucionen alguns dels problemes, aquest control encara presenta algunes limitacions heretades de la versió recursiva. És remarcable el fet que no es poden obtenir els millors marges d'estabilitat ni una dinàmica òptima degut a retards de fase causats per la planta que no es poden compensar adequadament, i també el fet que les tècniques d'adaptació davant variacions de la freqüència a controlar poden fer aparèixer un error permanent significatiu; a més a més, el control es complica en el cas de variar en temps real el període de mostreig.

Capítol 4

Disseny del sistema de control

4.1 Control de corrent

4.1.1 Estructura del laç de control

El laç intern de corrent controlarà el corrent que passa per la bobina L_F del filtre LCL. Per ajustar les constants del controlador (k_P i k_I) s'aplicaran les equacions temporals d'un sistema de segon ordre, de manera que es podrà especificar el temps d'establiment desitjat i el coeficient d'amortiment, com es veurà més endavant.

A la figura 4.1 es representa l'esquema de blocs del sistema. L'asterisc significa que el senyal està mostrejat.

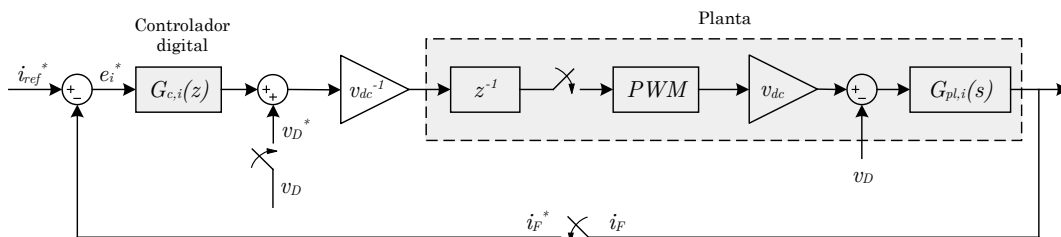


Figura 4.1: Diagrama de blocs del laç de corrent

La funció de transferència en temps continu es mostra a l'equació 4.1. Aquesta relaciona el corrent d'entrada amb la tensió resultant en borns de la bobina ($L_F + R_F$), i seria vàlida en cas que aquesta estigués curtcircuitada. No obstant, al tenir un filtre LCL, hi ha una tensió no nul·la a l'altre extrem de la bobina, que és la tensió que imposa el condensador (v_D). Per tant, la planta inclou la pertorbació v_D .

$$G_{pl,i}(s) = \frac{1}{Ls + R} \quad (4.1)$$

Aquesta pertorbació es pot cancel·lar sumant a la sortida del controlador aquesta tensió v_C . És el que s'anomena *feedforward*. Així doncs, s'aconsegueix que el controlador només

reguli la tensió diferencial en borns de la bobina, reduint l'esforç de control i l'error inicial. A més, com es veurà seguidament, això permetrà obtenir, de manera relativament precisa, la dinàmica imposada analíticament.

L'entrada a la planta es divideix prèviament per la tensió de bus, v_{dc} , per tal que en sigui independent i treballar amb valors per unitat. Al fer la modulació, aquest terme reapareix, ja que és inherent a la planta, i s'aplica la tensió que correspongui a la sortida del convertidor, en funció dels cicles de treball.

És típic incloure un retard d'un període, degut a la implementació en un sistema digital, quan les lectures de l'ADC (convertidor analògic-digital) s'actualitzen un cop per període [11]. Sovint, però, aquest retard pot ser considerat de mig període de mostreig, si les lectures s'actualitzen dues vegades [25] i, en aquest cas, no es consideraria en el model. Al darrer apartat d'aquest capítol es veurà l'efecte d'aquest retard sobre l'estabilitat.

La modulació de les tensions es representa amb el bloc PWM (*Pulse Width Modulation*), que a efectes pràctics es comportaria com un mantenidor d'ordre zero (ZOH) [25]. D'aquesta manera, la discretització de la planta quedaria així:

$$G_{pl,i}(z) = (1 - z^{-1}) \mathcal{Z} \left\{ \mathcal{L}^{-1} \left[\frac{G_{pl,i}(s)}{s} \right] \Big|_{t=kT_s} \right\} = \frac{1}{R} \frac{1 - e^{-\frac{RT_s}{L}}}{z - e^{-\frac{RT_s}{L}}} \quad (4.2)$$

Si es vol considerar el retard d'un període, quedaria així:

$$G_{pl,i}^{ret}(z) = \frac{1}{R} \frac{1 - e^{-\frac{RT_s}{L}}}{z(z - e^{-\frac{RT_s}{L}})} \quad (4.3)$$

Pel que fa al controlador digital, s'escull la discretització amb el mantenidor d'ordre u (FOH), donat que és una de les que presenta millors prestacions (capítol 3) i no suposa una càrrega computacional extra, ja que la freqüència no s'ha d'actualitzar constantment (equació 4.4).

$$G_{c,i}(z) = k_P + k_I \frac{1 - \cos(\omega_0 T_s)}{\omega_0 T_s} \frac{z^2 - 1}{z^2 - 2z \cos(\omega_0 T_s) + 1} \quad (4.4)$$

D'aquesta manera, l'esquema de blocs en temps discret de la figura 4.1, amb les observacions i simplificacions realitzades, es mostra a la figura 4.2.

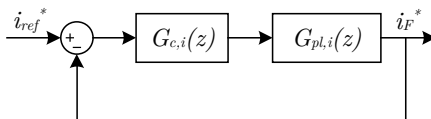


Figura 4.2: Diagrama de blocs del llaç de corrent simplificat

4.1.2 Sintonització del controlador

Per a determinar les constants k_P i k_I del controlador, es procedeix de la manera que segueix a continuació.

Assumint que $\cos(\omega_0 T_s) \simeq 1$ ($0,999229 \simeq 1$), el controlador queda de la forma

$$G_{c,i}(z) = k_P + k_I \frac{1 - \cos(\omega_0 T_s)}{\omega_0 T_s} \frac{z^2 - 1}{z^2 - 2z + 1} \quad (4.5)$$

D'acord amb la figura 4.2, la funció de transferència en llaç tancat del sistema sense considerar el retard de la planta és

$$G_{cl,i}(z) = \frac{G_{c,i}(z)G_{pl,i}(z)}{1 + G_{c,i}(z)G_{pl,i}(z)} = \frac{b[(ak_P + k_I - k_I \cos a)z + k_I - k_I \cos a - ak_P]}{aRz^2 + (a(bk_P - R - Re^{-\frac{RT_s}{L}}) + bk_I(1 - \cos a))z + aRe^{-\frac{RT_s}{L}} + b(k_I - k_I \cos a - ak_P)} \quad (4.6)$$

essent $a = \omega_0 T_s$ i $b = 1 - e^{-\frac{RT_s}{L}}$.

Gràcies a la simplificació $\cos(\omega_0 T_s) \simeq 1$ (a partir d'harmònic 5è, aproximadament, això ja no és cert), es tracta d'un sistema de segon ordre. Imposant pols complexes conjugats, l'equació característica d'un sistema de segon ordre és

$$D(z) = (z - \rho e^{-j\theta})(z - \rho e^{+j\theta}) = z^2 - 2\rho \cos \theta z + \rho^2 \quad (4.7)$$

El mòdul i l'angle dels pols està determinat per les relacions

$$\rho = e^{-\xi \omega_n T_s} \quad (4.8)$$

$$\theta = \omega_n T_s \sqrt{1 - \xi^2} \quad (4.9)$$

Cal igualar, coeficient a coeficient, les equacions 4.6 i 4.7, fixant els paràmetres ξ (amortiment) i ω_n (freqüència natural) per a determinar el comportament del sistema. El paràmetre ω_n es determinarà mitjançant la relació 4.10 [26], on t_{set} és el temps d'establiment de la resposta a un error del $\pm 2\%$ i serà la variable que es fixarà.

$$t_{set} \simeq \frac{4}{\xi \omega_n} \quad (4.10)$$

Així doncs, si igualem els coeficients de grau 1 i grau 0 obtenim les equacions següents:

$$\frac{a(bk_P - R - Re^{-\frac{RT_s}{L}}) + bk_I(1 - \cos a)}{aR} = -2\rho \cos \theta \quad (4.11)$$

$$\frac{aRe^{-\frac{RT_s}{L}} + b(k_I - k_I \cos a - ak_P)}{aR} = \rho^2 \quad (4.12)$$

Resolent el sistema, s'obtenen les expressions de k_P i k_I en funció dels altres paràmetres:

$$k_P = -\frac{1}{2} \frac{R(2\rho \cos(\theta) + \rho^2 - 2e^{-\frac{RT_s}{L}} - 1)}{b} \quad (4.13)$$

$$k_I = \frac{1}{2} \frac{aR(2\rho \cos(\theta) - \rho^2 - 1)}{b(\cos(a) - 1)} \quad (4.14)$$

Fixant uns valors de ξ i t_{set} per obtenir una dinàmica acceptable i substituint el valor de la resta de paràmetres (taula 4.1) s'obtenen uns valors de $k_P = 0,8240$ i $k_I = 3,9315$.

Paràmetre	Valor
ξ	0,8
t_{set}	2 ms
R	50 m Ω
L	0,25 mH
T_s	8 kHz

Taula 4.1: Valors dels paràmetres per al llaç de corrent

A la figura 4.3 es mostra la resposta davant un canvi de consigna, d'amplitud 2 a amplitud 1, quan la ona passa per una vall. S'observa com es verifica aproximadament el temps d'establiment de 2 ms.

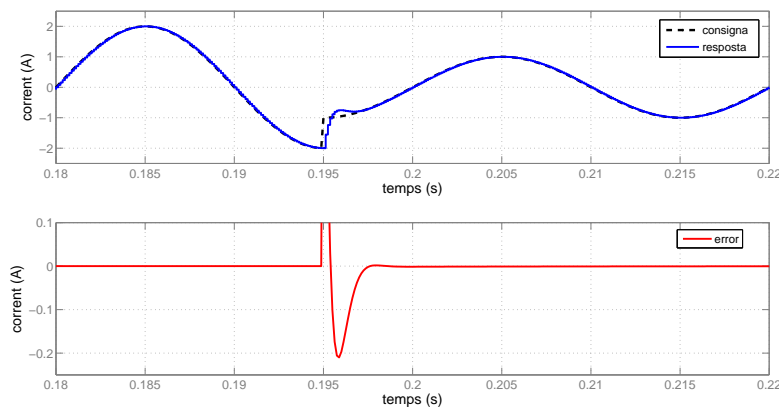


Figura 4.3: Resposta davant un canvi de consigna de corrent

4.2 Control de tensió

4.2.1 Estructura del laç de control

El laç extern de control s'encarregarà de controlar la tensió del condensador del filtre LCL. Per ajustar les constants del controlador (k_{P_v} i k_{I_v}) es seguirà la mateixa metodologia que pel controlador de corrent, però en aquest cas caldrà imposar que el control de tensió sigui més lent que el de corrent. Això permetrà considerar que el control de corrent no afecta el de tensió, el qual és una aproximació prou acurada a l'hora d'estudiar el comportament del laç de tensió. La figura 4.4 mostra el laç de tensió sense cap simplificació en el de corrent.

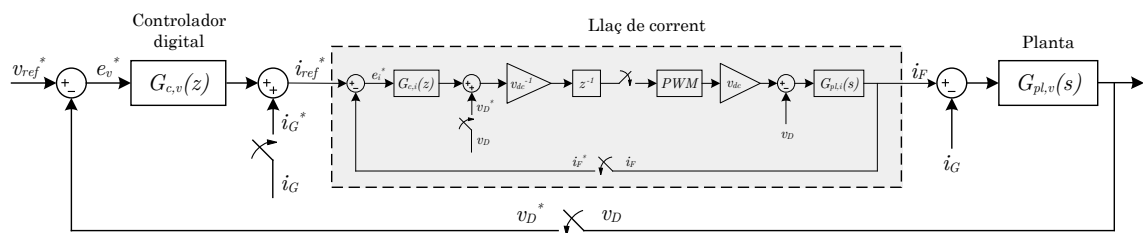


Figura 4.4: Diagrama de blocs del laç de tensió

La funció de transferència en temps continu es mostra a l'equació 4.15. Paral·lelament amb el cas del laç de corrent, és interessant utilitzar l'estructura de *feedforward*, ja que, en aquest cas, no tot el corrent passa pel condensador, sinó que una part s'envà cap a la càrrega. Per tant, hi ha present la pertorbació i_G . Per tal de cancel·lar-la, es suma aquest corrent i_G a la sortida del controlador de tensió.

$$G_{pl,i}(s) = \frac{1}{C_s} \quad (4.15)$$

La discretització de la planta, amb el mètode ZOH, porta a

$$G_{pl,v}(z) = (1 - z^{-1}) \mathcal{Z} \left\{ \mathcal{L}^{-1} \left[\frac{G_{pl,v}(s)}{s} \right] \Big|_{t=kT_s} \right\} = \frac{T_s}{C(z-1)} \quad (4.16)$$

El controlador digital de tensió té la mateixa forma que el de corrent:

$$G_{c,v}(z) = k_{P_v} + k_{I_v} \frac{1 - \cos(\omega_0 T_s)}{\omega_0 T_s} \frac{z^2 - 1}{z^2 - 2z \cos(\omega_0 T_s) + 1} \quad (4.17)$$

Així doncs, substituint el laç de corrent per un bloc de guany unitari, el sistema queda com es mostra a la figura 4.5. En cas contrari, no s'obtidria un sistema de segon ordre en laç tancat, i hi hauria la necessitat de fer altres simplificacions (dominància de pols) per poder determinar les constants del controlador, complicant notablement l'anàlisi.

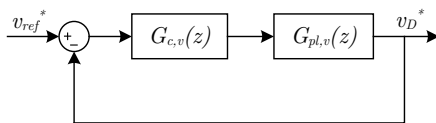


Figura 4.5: Diagrama de blocs del llaç de tensió simplificant el de corrent

4.2.2 Sintonització del controlador

Per a determinar les constants k_{P_v} i k_{I_v} es procedeix com amb el llaç de corrent. Assumint que $\cos(\omega_0 T_s) \simeq 1$ i d'acord amb la figura 4.5, la funció de transferència en llaç tancat del sistema és

$$G_{cl,v}(z) = \frac{G_{c,v}(z)G_{pl,v}(z)}{1 + G_{c,v}(z)G_{pl,v}(z)} = \frac{(-ak_{P_v} + k_{I_v} \cos a - k_{I_v})z + ak_{P_v} + k_{I_v} \cos a - k_{I_v}}{C\omega_0 z^2 + (ak_{P_v} - 2C\omega_0 - k_{I_v} \cos a + k_{I_v})z - ak_{P_v} + C\omega_0 - k_{I_v} \cos a + k_{I_v}} \quad (4.18)$$

essent $a = \omega_0 T_s$.

Igualant els coeficients de grau 1 i grau 0 de l'equació característica del sistema amb els d'un polinomi de grau 2 amb pols complexes conjugats, s'obtenen les equacions següents:

$$\frac{ak_{P_v} - 2C\omega_0 - k_{I_v} \cos a + k_{I_v}}{C\omega_0} = -2\rho \cos \theta \quad (4.19)$$

$$\frac{-ak_{P_v} + C\omega_0 - k_{I_v} \cos a + k_{I_v}}{C\omega_0} = \rho^2 \quad (4.20)$$

Resolent el sistema, s'obtenen les expressions de k_{P_v} i k_{I_v} en funció dels altres paràmetres:

$$k_{P_v} = -\frac{1}{2} \frac{C(2\rho \cos \theta + \rho^2 - 3)}{T_s} \quad (4.21)$$

$$k_{I_v} = \frac{1}{2} \frac{C\omega_0(2\rho \cos \theta - \rho^2 - 1)}{\cos(a) - 1} \quad (4.22)$$

Fixant uns valors de ξ i t_{set} per obtenir una dinàmica acceptable i substituint el valor de la resta de paràmetres (taula 4.2) s'obtenen uns valors de $k_{P_v} = 0,2717$ i $k_{I_v} = 0,2650$.

A la figura 4.6 es mostra la resposta davant un canvi de consigna, d'amplitud 2 a amplitud 1, quan la ona passa per una vall. S'observa com el temps d'establiment és d'uns 15 ms. Això és degut que les equacions temporals utilitzades estan pensades per a senyals de tipus graó i no per a senyals alternes i, en aquest cas, abans d'arribar als 10 ms, el senyal ha passat de ser creixent a ser decreixent, fet que augmenta el temps d'establiment. No obstant, pel cas del llaç de corrent sí que s'obté el t_{set} esperat, ja que al ser aquest prou petit, el senyal no passa de creixent a decreixent i s'assembla més a un graó.

Paràmetre	Valor
ξ	0,8
t_{set}	10 ms
C	350 μF
T_s	8 kHz

Taula 4.2: Valors dels paràmetres per al llaç de tensió

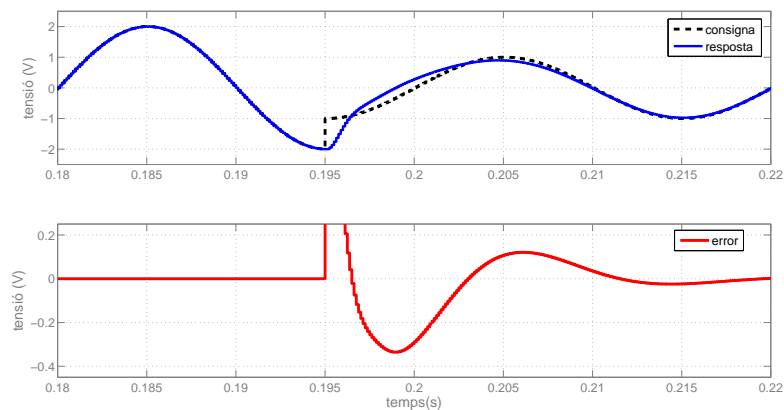


Figura 4.6: Resposta davant un canvi de consigna de tensió

4.3 Estudi d'estabilitat

Quan es dissenya un sistema de control, és fonamental assegurar-ne l'estabilitat. En un sistema de control digital, per assegurar l'estabilitat cal que els pols en llaç tancat es trobin dins el cercle unitari. No obstant, cal deixar un marge suficient perquè petites desviacions dels paràmetres no facin el sistema inestable.

Per a estudiar quant d'estable és el sistema, és habitual recórrer al criteri simplificat de Bode (a partir dels marges de guany i de fase), o bé al criteri d'estabilitat de Nyquist. Pel primer, s'utilitza un gràfic pel guany i un per la fase, i només és aplicable a sistemes de fase mínima i no sempre serà suficient [27]. Pel segon, s'utilitza un gràfic polar i és un criteri general, vàlid per a tots els casos.

Per al cas dels controladors ressonants, el criteri simplificat de Bode és suficient si la freqüència o freqüències de ressonància es troben per sota de la freqüència de tall amb 0 dB, f_c (*cross-over frequency* a la literatura anglesa). Si alguna s'hi troba per sobre, apareix un o més passos per zero (vegeu la figura 4.13), de manera que el criteri de Bode no és suficient per determinar l'estabilitat del sistema. En aquest cas cal recórrer, doncs, al criteri de Nyquist, que es representa sobre el pla polar. A l'hora d'analitzar els diagrames cal tenir en compte que a les freqüències de ressonància es dona un salt de fase de 180° . En el recorregut del gràfic de Nyquist això es tradueix en una assíptota a aquesta freqüència i un semicercle infinit en sentit horari. Perquè el sistema sigui estable, cal que el nombre de semivoltes entorn el punt crític $(-1, 0j)$ en sentit horari sigui nul, o bé que es compensi amb el mateix

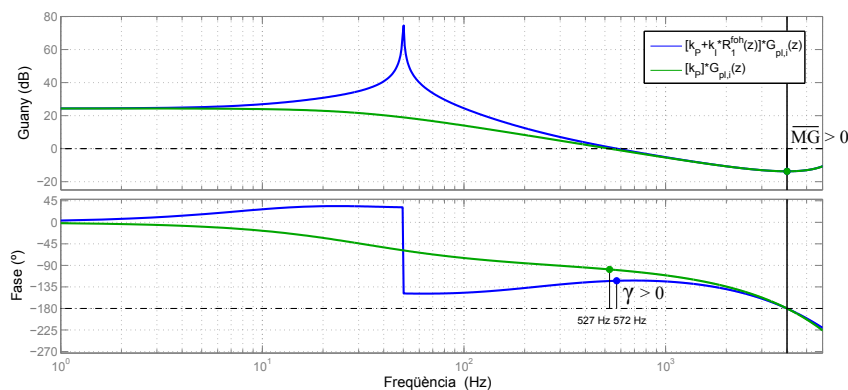
nombre de semivoltes en sentit antihorari [27].

S'analitzarà l'efecte que tenen sobre l'estabilitat la freqüència de ressonància ($h\omega_1$) del controlador, el temps de mostreig (T_s) i les constants k_P i k_I . Això permetrà ajustar el control en base a uns criteris que maximitzaran el nombre d'harmònics que es poden controlar simultàniament de manera estable.

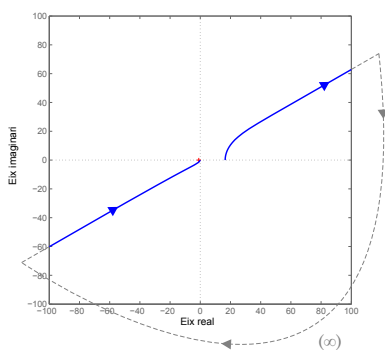
4.3.1 Llaç de corrent

Es considera el sistema format per la planta (equació 4.2) i un controlador amb un únic terme ressonant, a freqüència fonamental (50 Hz). A la figura 4.7 es representa el diagrama de Bode i de Nyquist de la transmitància de llaç $G_{ol,i}(z)$ amb els paràmetres obtinguts a l'apartat 4.1. S'observa com el marge de fase (γ) i de guany (\overline{MG}) són positius (Bode), i no s'envolta el punt $(-1, 0j)$ (Nyquist).

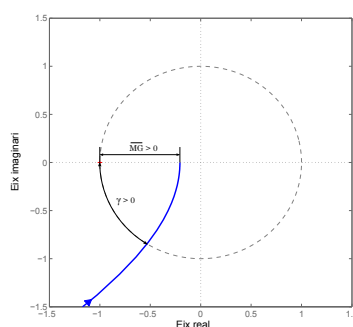
La freqüència de tall amb 0 dB f_c és 572 Hz. La part proporcional és qui marcaria f_c (527 Hz), però en aquest cas la constant k_I és relativament gran (amplada del pic gran), deformant el diagrama de Bode i, de retruc, f_c (figura 4.7(a)).



(a) Bode: amb part ressonant i sense



(b) Nyquist: visió global



(c) Nyquist: zoom a $(-1, 0j)$

Figura 4.7: Diagrames de Bode i de Nyquist de $G_{ol,i}(z)$

També és necessari limitar l'ample de banda del sistema a una freqüència inferior a la freqüència de ressonància del filtre LCL, per tal d'assegurar que aquesta freqüència no es pugui excitar, sinó que s'atenuï.

L'ample de banda es pot trobar gràficament, amb el diagrama de Bode en llaç tancat del sistema (freqüència de tall amb -3 dB*). A més, també és un indicador qualitatiu de la dinàmica del sistema: a més ample de banda, la dinàmica serà més ràpida [26].

A la figura 4.8 es representen els diagrames de Bode en llaç obert i llaç tancat del sistema amb controladors d'harmònic 3r, 5è i 7è. Aquests seran els controladors que sempre estaran habilitats, per tal que la tensió generada no es vegi afectada per les possibles càrregues no lineals que es connectin a l'equip, que consumeixen principalment aquests tres harmònics. S'observa com, en llaç tancat, es té guany unitari (0 dB) i desfasament 0° just a les freqüències de ressonància, el qual indica seguiment perfecte.

Es comprova com el sistema segueix sent estable (marges positius) i l'ample de banda és aproximadament 1050 Hz. Es calcula f_{res} :

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_F + L_G}{C L_F L_G}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{250 \cdot 10^{-6} + 69 \cdot 10^{-6}}{350 \cdot 10^{-6} \cdot 250 \cdot 10^{-6} \cdot 69 \cdot 10^{-6}}} = 1157 \text{ Hz} \quad (4.23)$$

Es considera que el marge és suficient, tenint en compte que el tall amb 0 dB queda suficientment allunyat d'aquesta f_{res} .

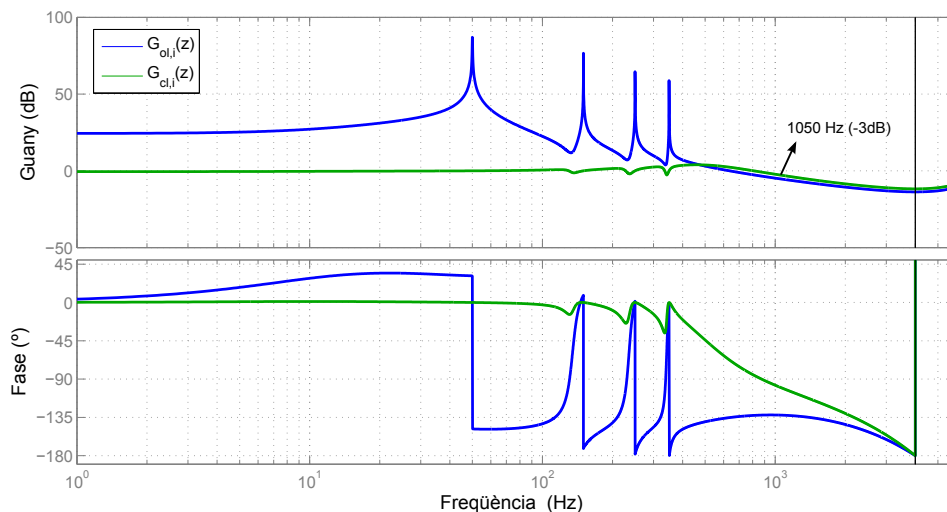


Figura 4.8: Diagrames de Bode del llaç obert i el llaç tancat de corrent

Per a estudiar com afecta cada paràmetre a l'estabilitat, es realitzen diversos diagrames de Nyquist del sistema amb un controlador variant, cada vegada, un dels paràmetres (figura 4.9). Es pot apreciar el següent:

*Nota: Aquest és el valor que s'agafa per conveni. Correspon a un guany de 0.707.

- Reduint T_s , és a dir, augmentant f_s , s'aconsegueix una millora quant a l'estabilitat. Per exemple, amb una $f_s = 4000$ Hz, el sistema és inestable (figura 4.9(a)).
- Augmentar k_I en excés pot portar a la inestabilitat. Per exemple, multiplicant la k_I de l'apartat 4.1 per 10 ja s'inestabilitza el sistema (figura 4.9(b)).
- La k_P té un límit inferior i superior per a l'estabilitat. S'ha de complir que l'asíptota caigui a l'esquerra de $(-1, 0j)$ i el punt final de la trajectòria a la dreta, per envoltar-lo en sentit antihorari i anular la primera volta. A la figura 4.9(d), de manera qualitativa s'observa com aquest interval és, aproximadament, $k_P \in [0.4, 5]$.

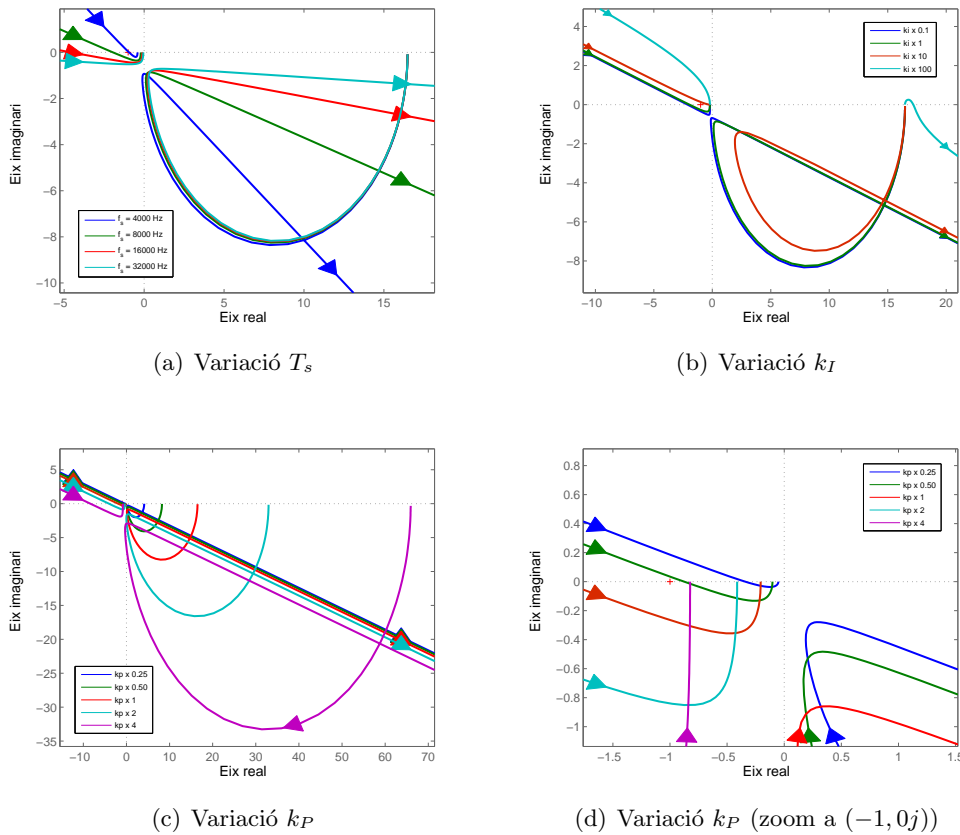


Figura 4.9: Efecte dels paràmetres del sistema $G_{ol,i}(z)$ sobre el diagrama de Nyquist. Controlador PR amb $f_h = 850$ Hz.

Finalment, cal estudiar quin és l'harmònic més gran que es pot controlar. Es planteja una nova sintonització de k_P i k_I , a partir del que s'ha observat a la figura 4.9. Amb això es pretén optimitzar el sistema per a controlar de manera estable el màxim nombre d'harmònics, sense tenir en compte si la dinàmica serà ràpida o lenta, ja que no és l'objectiu perseguit en aquest cas.

En general, els passos a seguir serien els següents:

- Pas 1: fixar f_s el més gran que permeti el *hardware* i decidir l'harmònic màxim a

controlar. A més, l'ample de banda del sistema hauria de ser, almenys, unes 10 vegades menor que la freqüència de mostreig.

- Pas 2: fixar k_P el més gran possible, limitada per l'estabilitat i l'ample de banda que calgui imposar.
- Pas 3: fixar k_I el més gran possible, evitant que es desplaci la f_c imposada per k_P .
- Pas 4: comprovar l'estabilitat del sistema amb tots els harmònics.

Aquestes constants s'escolliran qualitativament, ja que no es busca una dinàmica exacta. En la implementació real es poden acabar d'ajustar si s'observen millores. El desenvolupament dels passos es descriu a continuació.

Pas 1: Determinació de f_s

En aquest cas la freqüència de commutació està fixada a 8 kHz, per qüestions relacionades amb les pèrdues per commutació. És fonamental disposar de mostres suficients per acceptar que l'ona sintetitzada es pot considerar sinusoidal.

Acceptant que el mínim de mostres sigui 10, això correspon a una freqüència de 800 Hz (16è harmònic). Com que és parell i no es tindrà en compte, es fixa el màxim al 15è harmònic.

Pas 2: Determinació de k_P

A la figura 4.10 es representa el diagrama de Bode en llaç tancat del sistema sense controladors ressonants, només k_P . El valor $k_P = 2,2$ es rebutja, donat que té guany positiu a altes freqüències. S'escull $k_P = 1,6$, que evita la ressonància del filtre LCL.

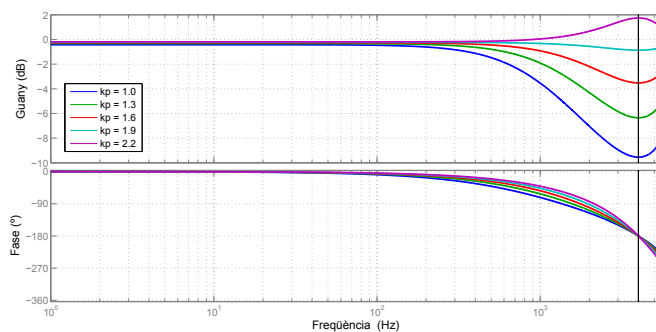


Figura 4.10: Diagrames de Bode de $G_{cl,i}(z)$ sense part ressonant per a diferents k_P

Pas 3: Determinació de k_I

A la figura 4.11 es representa el diagrama de guany en llaç obert del sistema amb controladors ressonants per al 1r, 7è, 11è i 15è harmònics, per il·lustrar l'efecte de k_I . S'escull el

valor $k_I = 1.0^\dagger$ atenent als criteris comentats anteriorment.

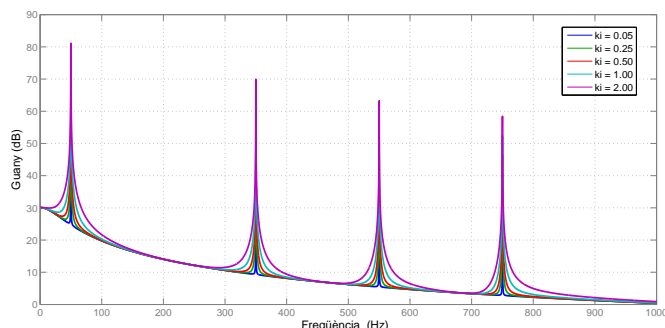


Figura 4.11: Diagrama de guany de $G_{ol,i}(z)$ per a diferents k_I , amb alguns controladors ressonants

Pas 4: Comprovació de l'estabilitat amb tots els harmònics

Amb les constants escollides ($k_P = 1,6$, $k_I = 1$) i tots els harmònics, el sistema és estable (figura 4.12(a)). Si es considera un retard d'un període a la planta, el gràfic de Nyquist es deforma. No obstant, el sistema segueix sent estable sense variar les constants. Tot i això, k_P s'ha reduït a 1.25 per fer que que la distància al punt crític sigui màxima (figura 4.12(b)), ja que amb el valor de 1.6 la corba passa molt aprop del punt crític.

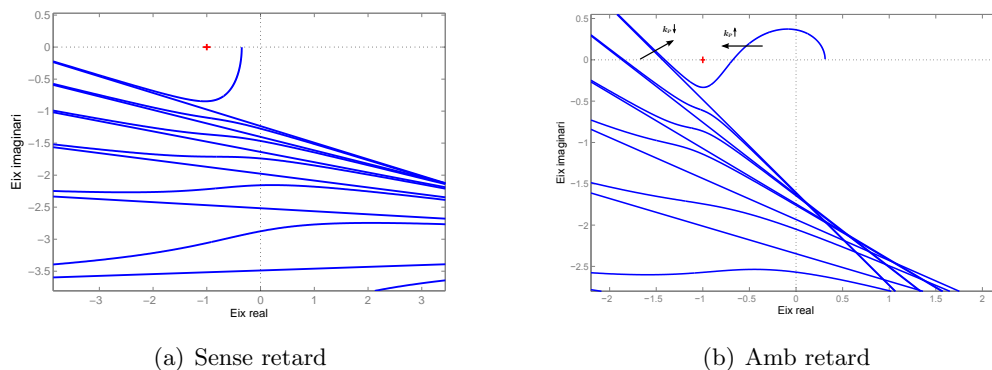
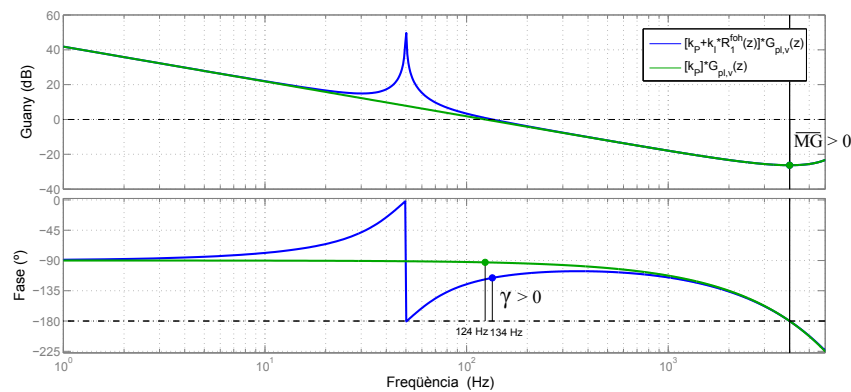


Figura 4.12: Diagrama de Nyquist de $G_{ol,i}(z)$, amb controladors de freqüències fonamental, 3r, 5è, 7è, 9è, 11è, 13è i 15è harmònic

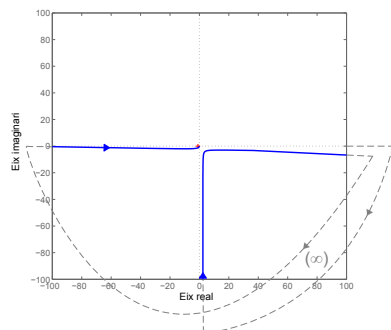
[†]Nota: Pels harmònics, aquesta constant es reduirà progressivament, ja que millora l'estabilitat del sistema.

4.3.2 Llaç de tensió

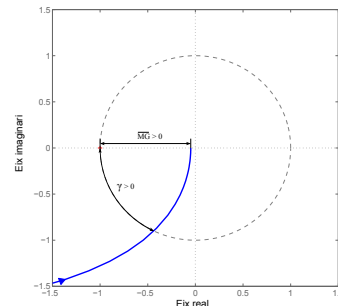
Tal i com s'ha vist a l'apartat 4.2, se simplifica el llaç de corrent i novament es considera un controlador amb un únic terme ressonant a freqüència fonamental. A la figura 4.13 es representa el diagrama de Bode i de Nyquist de $G_{ol,v}(z)$, amb els paràmetres obtinguts a l'apartat 4.2. En aquest cas, f_c és 124 Hz, que passen a 134 Hz al afegir el terme ressonant. La trajectòria de Nyquist comença amb un quart de volta de radi infinit, degut a l'integrador de la planta.



(a) Bode: amb part ressonant i sense



(b) Nyquist: visió global



(c) Nyquist: zoom a $(-1, 0j)$

Figura 4.13: Diagrames de Bode i de Nyquist de $G_{ol,v}(z)$

El llaç de tensió (llaç extern o primari) cal que sigui més lent que el de corrent (intern o secundari). Aquest control en cascada permet que les pertorbacions que arriben al llaç secundari siguin corregides abans que puguin afectar el llaç primari, on es controlen les variables d'interès. Conseqüentment, el retard de fase del llaç secundari serà menor que el del primari, o, equivalentment, l'ample de banda serà major en el llaç secundari (més ràpid).

Concretament, l'ample de banda és de 314 Hz, i el tall amb 0 dB és 289 Hz (figura 4.14). El sistema segueix sent estable (marges positius).

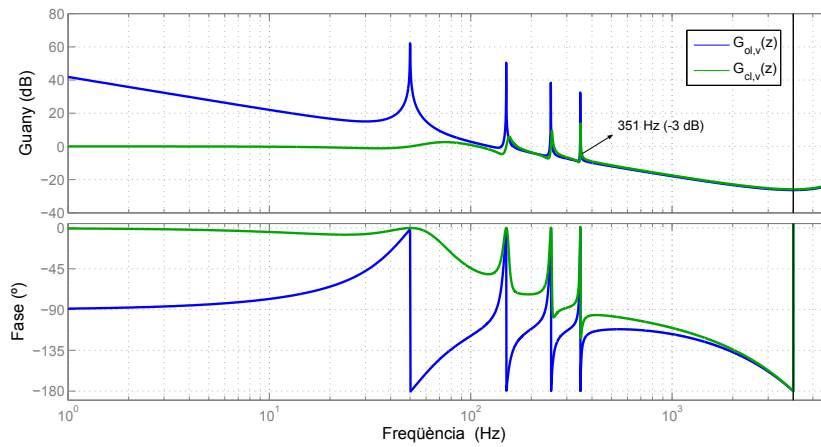


Figura 4.14: Diagrames de Bode del llaç obert i el llaç tancat de tensió

A la figura 4.15 es representen diagrames de Nyquist variant novament tots els paràmetres.

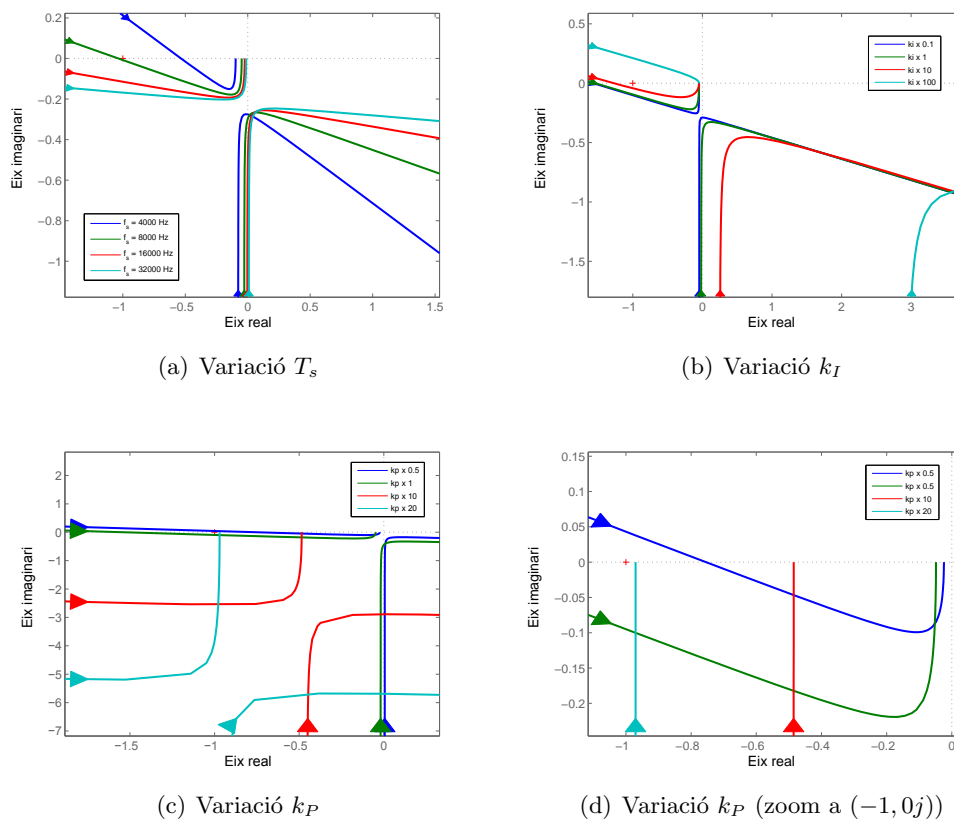


Figura 4.15: Efecte dels paràmetres del sistema $G_{ol,v}(z)$ sobre el diagrama de Nyquist. Controlador PR amb $f_h = 450$ Hz.

En aquest cas, el controlador s'ha sintonitzat a 450 Hz, donat que aquest valor ja s'aproxima a la inestabilitat si s'utilitzen els paràmetres obtinguts a l'apartat 4.2. Els paràmetres afecten de la mateixa manera que en el cas del llaç de corrent.

Novament, cal determinar quin és l'harmònic més gran que es pot controlar. Es procedeix igual que amb el llaç de corrent, tenint en compte que per llaços en cascada cal que:

- L'ample de banda ha de ser inferior que el del llaç intern (k_P).
- L'amplada dels pics de ressonància ha de ser inferior que els del llaç intern, ja que això determina la rapidesa de la dinàmica (k_I).

Pas 1: Determinació de f_s

Com s'ha comentat, està fixada a 8 kHz i no es pot canviar. Com que el llaç de corrent s'ha limitat al 15è harmònic (per qüestions de mostreig) el de tensió també estarà acotat per aquest valor.

Pas 2: Determinació de k_P

A la figura 4.16 es representa el diagrama de Bode en llaç tancat del sistema sense controladors ressonants. En aquest cas, l'ample de banda cal limitar-lo a un valor inferior que el del llaç secundari. S'escull $k_P = 0,7$.

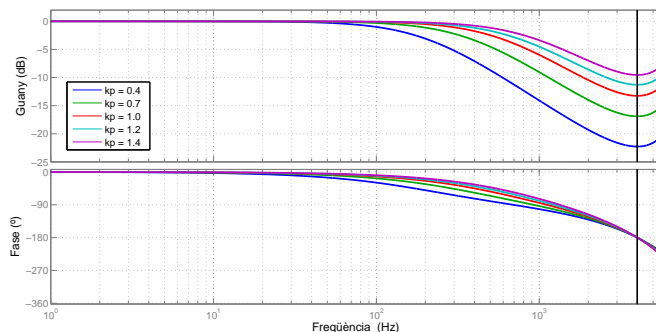


Figura 4.16: Diagrames de Bode de $G_{cl,v}(z)$ per a diferents k_P , només amb control proporcional

Pas 3: Determinació de k_I

A la figura 4.17 es representa el diagrama de guany en llaç obert del sistema amb controladors ressonants per al 1r, 7è, 11è i 15è harmònics. S'escull el valor $k_I = 0,1$ [‡] atenent als criteris comentats anteriorment.

[‡]Nota: Pels harmònics, aquesta constant es reduirà progressivament, ja que millora l'estabilitat del sistema.

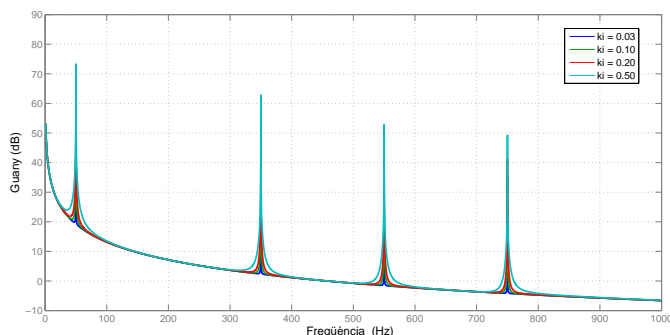


Figura 4.17: Diagrama de guany de $G_{ol,v}(z)$ per a diferents k_I , amb alguns controladors ressonants

Pas 4: Comprovació de l'estabilitat amb tots els harmònics

Amb les constants escollides i tots els harmònics (figura 4.18(a)) el sistema és estable.

Si s'analitza el sistema amb els dos llaços, el diagrama de Nyquist es veu afectat notablement. De fet, si es considera el retard d'un període i s'utilitzen les constants anteriors, el sistema és inestable. Reduint la k_P del laç de tensió a 0,6 i agafant una k_P de corrent igual a 1,5, es fa estable (figura 4.18(b)).

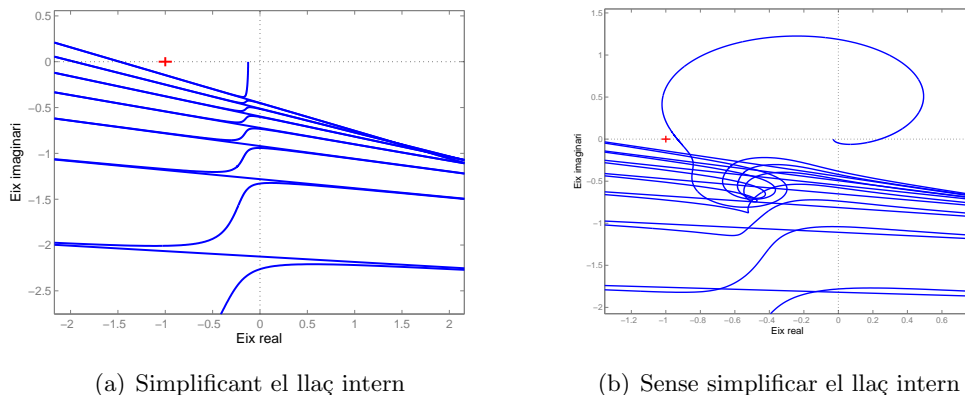


Figura 4.18: Diagrama de Nyquist de $G_{ol,v}(z)$, amb controladors de freqüències fonamental, 3r, 5è, 7è, 9è, 11è, 13è i 15è

4.3.3 Consideracions finals

Els resultats obtinguts en aquest apartat són orientatius. Si es considera el conjunt dels dos llaços i el retard de la planta, amb l'harmònic 15è el sistema es troba aprop de la inestabilitat (figura 4.18(b)). No seria estrany que en la implementació real, degut a factors que no es poden considerar en un estudi teòric, no sigui possible implementar controladors fins a aquest harmònic.

Capítol 5

Plataforma experimental i modelització

5.1 La plataforma experimental

La plataforma experimental està integrada pels següents elements:

- El convertidor trifàsic: Es tracta de l'element principal. S'encarrega de generar la xarxa emulada.
- El rectificador actiu: Realitza la funció de font de contínua (bateries) per tal d'alimentar el convertidor trifàsic.
- Càrregues: Es poden connecten a la sortida de l'emulador. Permeten comprovar que l'emulador no es veu afectat (o afecten molt poc) pel fet de tenir càrregues connectades. Es disposa d'una càrrega resistiva i una càrrega no lineal.
- Capsa de connexions: Integra les connexions entre els elements en una petita capsa tancada, per comoditat i seguretat.
- Elements de supervisió i mesura: Es tracta de l'oscil·loscopi, que permet realitzar captures de les formes d'ona de la tensió generada, i els ordinadors, que mantenen la interacció entre l'operador i el convertidor trifàsic a l'hora de fer les proves.

A la figura 5.1 es pot veure, de manera conceptual, com estan integrats els elements de la plataforma experimental. El PCC és el punt on conflueixen la sortida del convertidor i les càrregues. També permet la connexió amb la xarxa elèctrica en cas que el contactor es trobi tancat, ja que aquest convertidor està pensat per a treballar també en mode connectat a xarxa. Per la funció d'emulador de xarxa, com és obvi, sempre estarà obert, ja que es tracta de generar una xarxa aïllada, no de connectar-s'hi.

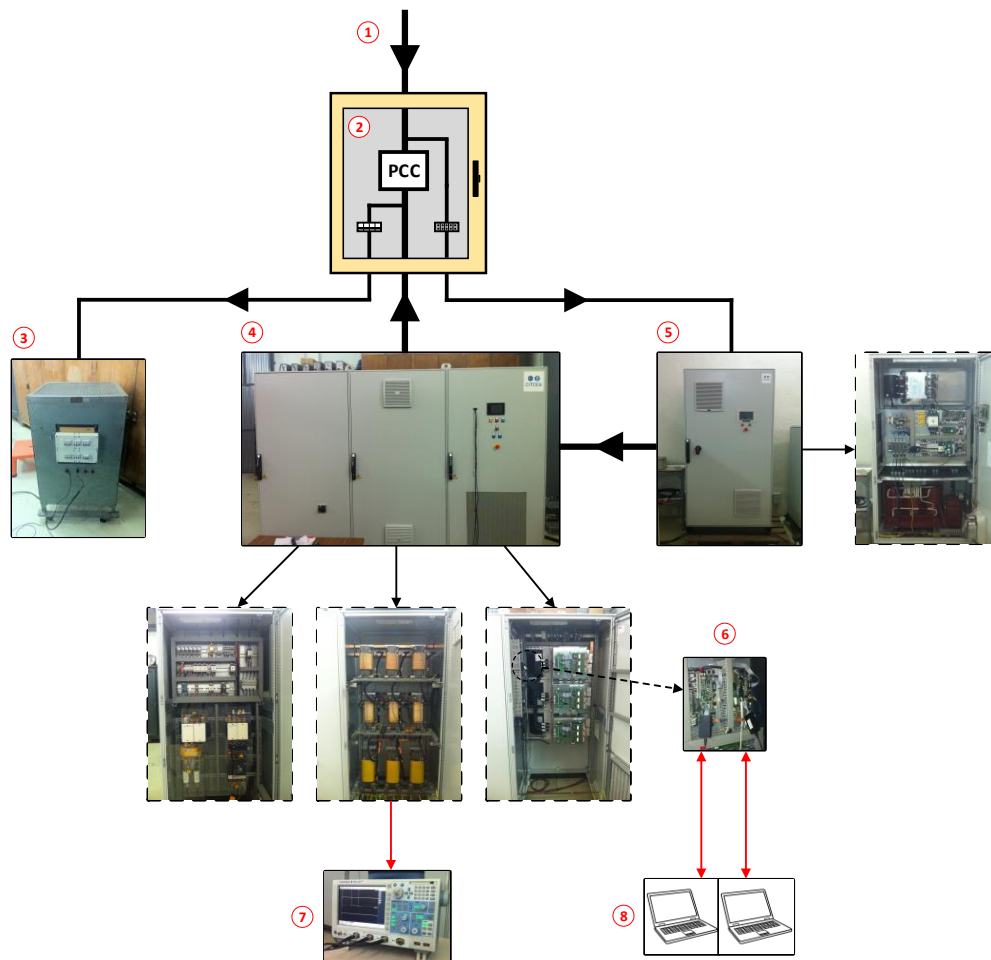


Figura 5.1: Esquema conceptual de la plataforma. 1: Escomesa trifàsica. 2: Capsa de connexions. 3: Càrrega. 4: Convertidor trifàsic. 5: Rectificador actiu. 6: Plaques de control. 7: Oscil·loscopi. 8: Ordinadors.

5.2 Descripció dels elements de la plataforma experimental

En aquest apartat es presenten els elements que formen la plataforma experimental, fent especial èmfasi en el convertidor trifàsic, que és l'element central. També es descriuen el rectificador trifàsic i les càrregues utilitzades a les proves. A l'annex I es poden trobar les fotografies de tots els elements.

5.2.1 Convertidor trifàsic *Lisi*

Al capítol 2 (apartat 2.2.4) s'ha presentat la topologia del convertidor que s'encarregarà de fer la funció d'emulador de xarxa. En aquest apartat es presenten, de manera resumida, les seves característiques tècniques i el funcionament i la gestió del mateix.

Valors nominals i màxims de funcionament

El convertidor té dos terminals, un de corrent alterna trifàsica i l'altre de corrent continu. Les taules 5.1 i 5.2 mostren les seves característiques.

Magnitud	Valor
Tensió nominal	400 V F-F, 230 V F-N
Freqüència nominal	50 Hz
Potència nominal	90 kVA
Potència en sobrecàrrega	135 kVA
Corrent nominal per fase	130 A (rms)
Corrent en sobrecàrrega per fase	200 A (rms)
Tipologia de connexió	3F-N amb sistema de terra TN

Taula 5.1: Característiques tècniques del convertidor a la banda AC

Magnitud	Valor
Rang de tensions de treball	150 - 500 V
Tensió nominal	500 V
Corrent nominal	380 A
Potència nominal	90 kW
Tipologia de connexió	Unipolar (dos terminals)

Taula 5.2: Característiques tècniques del convertidor a la banda DC

Gestió i funcionament del convertidor

En aquest apartat es descriu el funcionament del convertidor, sense entrar en detalls.

Bàsicament, el funcionament del convertidor utilitza els següents tipus de registres:

- Configuració: S'estableixen durant la seqüència d'inicialització del convertidor per definir el seu comportament. Són fixes durant tot el funcionament.
- Maniobra: Dades o senyals necessaris per a gestionar la màquina d'estats del convertidor.
- Supervisió: Monitoritzen les variables elèctriques del convertidor.
- Govern: Permeten modificar consignes.
- Alarmes: Qualsevol situació que sigui objecte d'alarma provocarà un *TripEmergència*, que aturarà la commutació i obrirà els contactors de potència per tal de protegir l'equip contra situacions límits de corrent, tensió i temperatura.

- **Errors:** Al contrari que les alarmes, no tenen per què provocar un *TripEmergència*, sinó que obeeixen al que s'ha establert pels paràmetres de configuració.

El que governa el convertidor és el que s'anomena màquina d'estats. A la figura 5.2 apareix representada, amb les condicions necessàries perquè es produeixin les transicions. Els estats es descriuen a continuació:

- *PowerUp:* El sistema es troba en un estat inicial d'espera en el qual no es realitza cap acció, esperant l'ordre d'iniciar la configuració.
- *Configuració:* El sistema espera la recepció dels paràmetres de configuració del convertidor i, una vegada rebuts, els valida.
- *PreOperacional:* Es monitoritza la tensió de contínua, a l'espera de l'ordre per iniciar la precàrrega del bus.
- *PreCàrrega:* Es realitza la precàrrega del bus des de la banda de contínua.
- *Operacional:* Es realitza el control dels escenaris que es volen recrear.
- *Aturat:* S'atura la commutació i s'obren els contactors de potència, però es manté la ventilació durant 2 minuts. És una parada controlada.
- *Emergència:* S'atura immediatament la commutació i s'obren els contactors de potència.

És d'especial interès el funcionament dels subestats dins l'estat *Operacional*. A la figura 5.3 apareix la màquina de subestats corresponent, amb les condicions de cada transició. A continuació, es descriuen cadascun dels estats:

- *InitOperacional:* Estat inicial sense commutació, de transició immediata.
- *InitBus:* Inici de la commutació de l'etapa DC/DC per establir la tensió de bus al valor nominal. Si no hi ha alarma de subtensió de bus, es passa a l'estat *Base*.
- *Base:* Es genera una terna de tensions equilibrades, amb la possibilitat de definir l'amplitud i la freqüència de la component fonamental.
- *Harmònics:* Es genera una terna de tensions equilibrades, amb contingut harmònic configurable.
- *Desequilibri:* Es genera una terna de tensions desequilibrades, amb la possibilitat de definir l'amplitud i l'angle de cada fasor de tensió.
- *Flicker:* Es genera una terna de tensions amb efecte *flicker*, amb la possibilitat de configurar l'amplitud i la freqüència de l'envolvent sinusoidal.
- *Sot:* Es genera un sot de tensió de tipus A, B, C, D, E, F o G, especificant el valor del paràmetre V i el temps de durada del sot (vegeu figura 1.3 del capítol 1). S'hi està només durant el temps marcat pel sot a generar, produint-se la transició automàtica a *Base* després (en la resta de subestats, per tornar a *Base* cal fer-ho manualment).

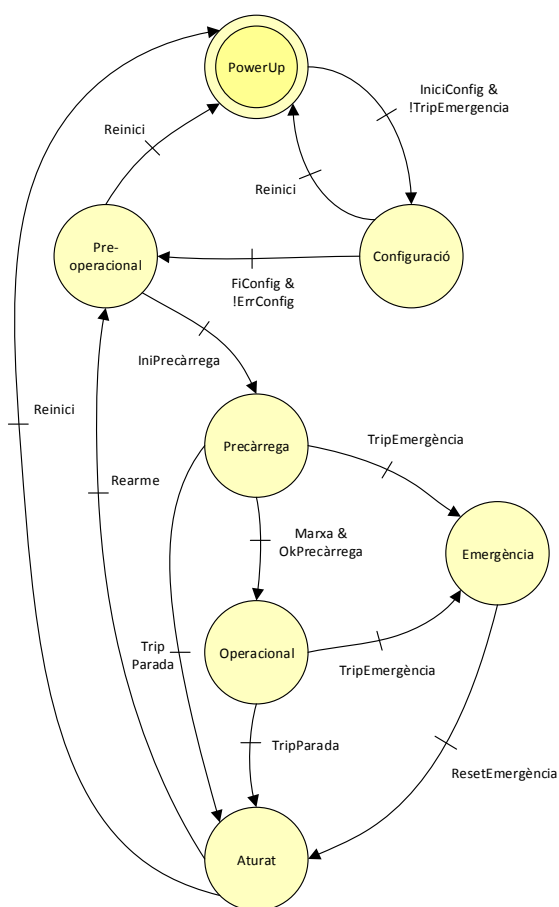


Figura 5.2: Màquina d'estats del convertidor

Tota aquesta gestió es realitza amb dues plaques de control, que s'anomenaran placa A i placa B. Això és degut a que el DSP utilitzat en aquestes plaques no és suficient per emmagatzemar i executar tot el codi necessari. Cadascuna d'aquestes plaques té assignades tasques ben diferenciades. Per una banda, la placa A s'encarrega de:

- Executar la màquina d'estats principal.
- Governar l'obertura dels elements de maniobra.
- Monitoritzar l'estat de les proteccions, ventilació i temperatura dels inductius.
- Controlar la tensió de us mitjançant la commutació del convertidor DC/DC.
- Gestionar les sobrecàrregues i els curtcircuits.

Per altra banda, la funció de la placa B és controlar l'inversor. Aquesta funcionalitat requereix una quantitat important de temps de procés, raó per la qual queda justificada l'execució dels algorismes en una placa a part.

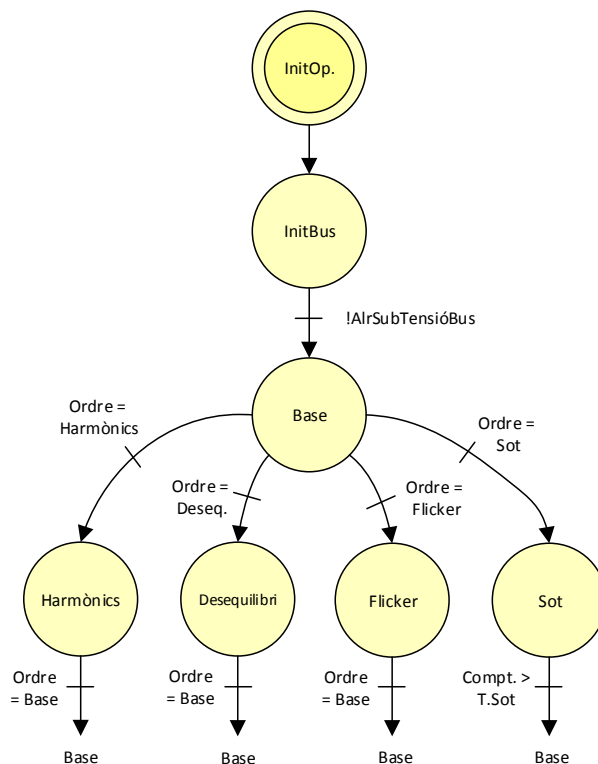


Figura 5.3: Màquina de subestats de l'estat *Operacional*

Ambdues plaques es comuniquen entre elles mitjançant comunicacions CAN, a més de comunicar-se amb un tercer element, que és la interfície home-màquina (HMI), des de la qual l'usuari configura l'equip i n'explota les funcionalitats, alhora que pot supervisar els possibles errors.

5.2.2 Rectificador actiu *QVcea*

Es tracta d'un convertidor que s'encarrega de fer de font de tensió per alimentar el convertidor trifàsic per la banda de contínua. No s'entrarà en detalls del seu funcionament. A la taula 5.3 es mostren les principals característiques del mateix.

5.2.3 Càrregues

Per tal de realitzar proves a l'equip que no siguin en buit, s'utilitzen dos tipus de càrregues: una resistiva i una altra no lineal.

La càrrega resistiva és trifàsica equilibrada, i consisteix en un armari de resistències que mitjançant interruptors permet afegir-ne o treure'n. El valor òhmic mínim que es pot obtenir és d'uns 20 Ω . La potència consumida, treballant a 230 V és:

Magnitud	Valor
Tensió d'entrada	400 V F-F, 230 V F-N
Freqüència nominal	50 Hz
Potència nominal	50 kW
Corrent nominal per fase	72 A (rms)
Rang de tensió de sortida	400-800 V (configurable)
Tipologia de connexió	3F+N
Aïllament	Transformador de 50 Hz a l'entrada

Taula 5.3: Característiques tècniques del rectificador actiu

$$P_{res} = \frac{3 \cdot V^2}{R} = \frac{3 \cdot 230^2}{20} = 7935 \text{ W} \quad (5.1)$$

Es tracta d'un valor relativament petit comparat amb la potència nominal de l'equip, però serà el que s'utilitzarà donat que no es disposa d'una càrrega de més potència.

La càrrega no lineal es basa en la que apareix a l'Annex E de la normativa IEC 62040-3, en la que es presenta una càrrega no lineal de referència per al testeig d'UPS (*uninterruptible power supply*). A la figura 5.4 es presenta aquesta càrrega.

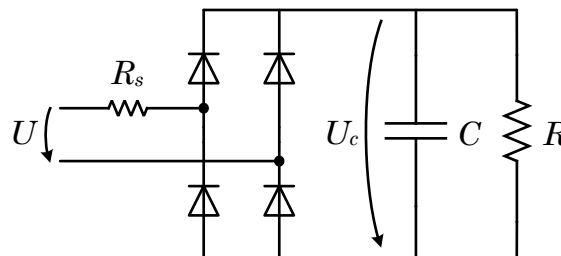


Figura 5.4: Càrrega no lineal de referència

A continuació, es descriu el mètode de càlcul dels paràmetres. Considerant que el factor de potència és aproximadament 0,7, la potència dissipada a les resistències es fixarà d'un 4 % per R_s (equació 5.2) i d'un 66 % per R (equació 5.3), un 70 % en total. També es fixarà S i l'arissat de tensió (en p.u.) que es desitja a la banda de contínua (equació 5.4). Els valors finals en negreta són els de la càrrega real, en funció del material disponible.

$$R_s = \frac{0,04 \cdot U^2}{S} = \frac{0,04 \cdot 230^2}{7500} \simeq 0,3 \Omega \longrightarrow \mathbf{0,5 \Omega} \quad (5.2)$$

$$R = \frac{U_c^{*2}}{0,66 \cdot S} = \frac{(1,22 \cdot U)^2}{0,66 \cdot S} = \frac{(1,22 \cdot 230)^2}{0,66 \cdot 7000} \simeq 16 \Omega \longrightarrow \mathbf{18,4 \Omega} \quad (5.3)$$

$$C = \frac{2}{\pi f R \cdot \text{arrissat}} \simeq 12 \text{ mF} \longrightarrow \mathbf{11,6 \text{ mF}} \quad (5.4)$$

5.3 Model monofàsic ideal

Un cop presentades les bases i els estudis teòrics dels apartats anteriors, així com la plataforma experimental, el següent pas consisteix en modelitzar el sistema per realitzar les simulacions pertinents. Això es farà mitjançant el software Matlab Simulink®.

Un primer model de tipus monofàsic i relativament simple seria el format per blocs amb les funcions de transferència dels controladors i la planta. En el capítol 4 s'ha utilitzat un model d'aquest estil per verificar la sintonització dels controladors (figures 4.3 i 4.6). No obstant, es tracta d'un model completament ideal, i només es considerarà vàlid com a primera aproximació. Cal fer un model més realista.

Aquest model es pot millorar notablement utilitzant elements elèctrics de la llibreria *SimPowerSystems* que ofereix Matlab Simulink® (figura 5.5). Es tracta d'un model monofàsic, i una carència important és que la modulació de les tensions es fa directament amb una font controlable ideal. Tot i això, és un model que ja pot donar resultats bastant similars a la realitat.

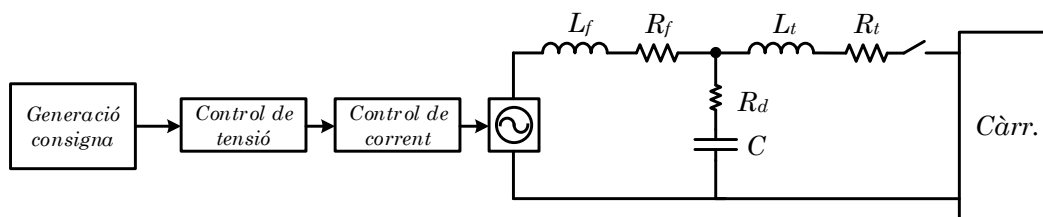


Figura 5.5: Model monofàsic amb elements elèctrics, sense modulació

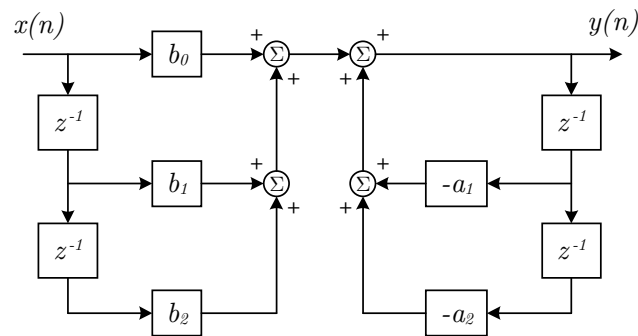
5.4 Model monofàsic introduint quantificació

Hi ha un aspecte important a tenir en compte per poder fer una comparativa més realista amb l'equip real: l'error de quantificació. Es tracta de l'error introduït al sistema degut a la precisió amb la què es fan els càlculs, que en qualsevol sistema real serà finita i caldrà analitzar.

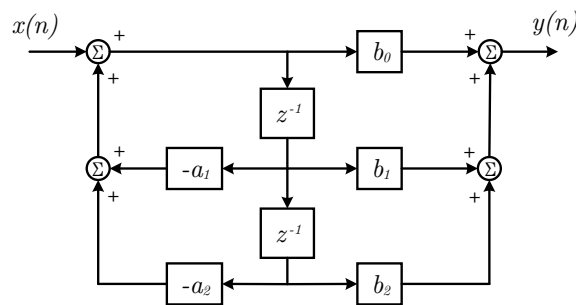
Els blocs *Discrete Filter* permeten especificar la precisió dels coeficients i de les operacions internes del filtre. A més, també es pot especificar la forma d'implementació. Les principals

* $U_c = \sqrt{2} \cdot 0.92 \cdot 0.96 \cdot 0.975 \cdot U \simeq 1.22 \cdot U$

són la Forma Directa I i la Forma Directa II (i les seves corresponents formes transposades). Les diferències entre aquests mètodes es troba en el nombre de posicions de memòria i les operacions de suma necessàries. A la figura 5.6 apareixen les dues formes esmentades.



(a) Forma Directa I



(b) Forma Directa II

Figura 5.6: Maneres d'implementar un filtre digital

La Forma Directa I és la forma més senzilla i pràctica per filtres petits, però pot donar problemes per dissenys més complexos. Requereix $M+N$ retards, on M és l'ordre del numerador i N el del denominador. Una alternativa és la Forma Directa II, que necessita només $\max(M, N)$ retards. No obstant, aquesta última no és recomanable per filtres ressonants, donat que s'incrementa la possibilitat de patir *overflow* intern.

Això significa que les operacions intermèdies poden donar com a resultat un valor massa gran per ser representat amb la precisió que es treballa, amb el qual el nombre que apareix no té sentit. Això és degut a que, conceptualment, la Forma Directa II està formada per un filtre de dos pols en sèrie (esquerra) amb un filtre de dos zeros (dreta), el contrari del que passa amb la Forma Directa I. Aquest fet provoca que el resultat de la suma de dalt a l'esquerra doni resultats més elevats, degut a la ressonància dels pols. Després els zeros atenuen, però si en el pas previ hi ha hagut *overflow*, el càlcul final quedarà alterat.

Així doncs, els filtres s'han configurat amb la Forma Directa I i amb una precisió de 32 bits en coma fixa en IQ21 (1 bit de signe, 10 bits per la part entera i 21 bits per la part decimal),

que és la precisió amb la que treballarà el DSP per a les operacions dels senyals amb els filtres. Això permet representar nombres compresos entre -1024 i $+1024$, amb una precisió fins al setè decimal (vegeu annex G), el qual s'ha comprovat que és suficient. Els coeficients es defineixen inicialment en IQ29, donat que cap d'ells supera el valor -4 , i d'aquesta manera s'obté molta precisió. Per contra, això implicarà més temps de càlcul que si es treballés en IQ21 per a tot.

Si es comparen dues simulacions dels dos models comentats (un amb quantificació i l'altra sense) es comencen a notar diferències quan es treballa amb un IQ baix per als coeficients dels filtres. A la figura 5.7 se n'observa l'efecte per a diferents valors d'IQ, davant una consigna de tensió amb harmònics. A partir d'un IQ11 l'error ja és significatiu. Així doncs, es treballarà en IQ21 per a totes les operacions, de manera que s'optimitza el temps de càlcul.

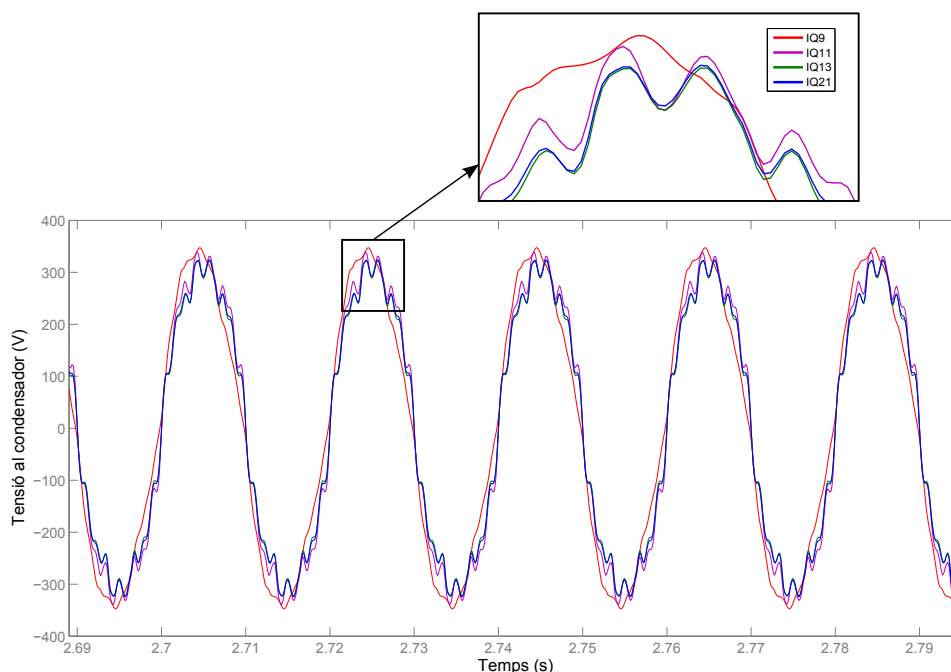


Figura 5.7: Efecte de la precisió dels coeficients dels filtres en la resposta davant una consigna de tensió amb contingut harmònic

5.5 Model trifàsic amb modulació i control del bus de contínua

El model definitiu, amb el qual es realitzaran les simulacions que es mostren al capítol 6, consta dels següents canvis:

- Es transforma el model monofàsic a trifàsic de 4 fils.

- S'incorpora la modulació de tensions a la sortida del control, que executa l'algorisme SVM (*Space Vector Modulation*). El model del convertidor és mitjanat, ja que s'obtenen uns resultats molt aproximats al commutat i la simulació és més ràpida.
- Es modelitza el convertidor DC/DC, que s'encarrega del control del bus de contínua.
- Els sistemes de control s'implementen amb la eina *s-function*, que permet programar els algorismes en codi C, igual que en el DSP.
- S'afegeix soroll aleatori a les lectures.

A la figura 5.8 es mostra un esquema d'aquest model. La línia verda en els controladors 9è, 11è i 13è indica que aquests només s'activen pel mode *Harmònics*. El 13è serà el més gran que s'implementarà, ja que per falta de temps de càlcul no es pot introduir el 15è.

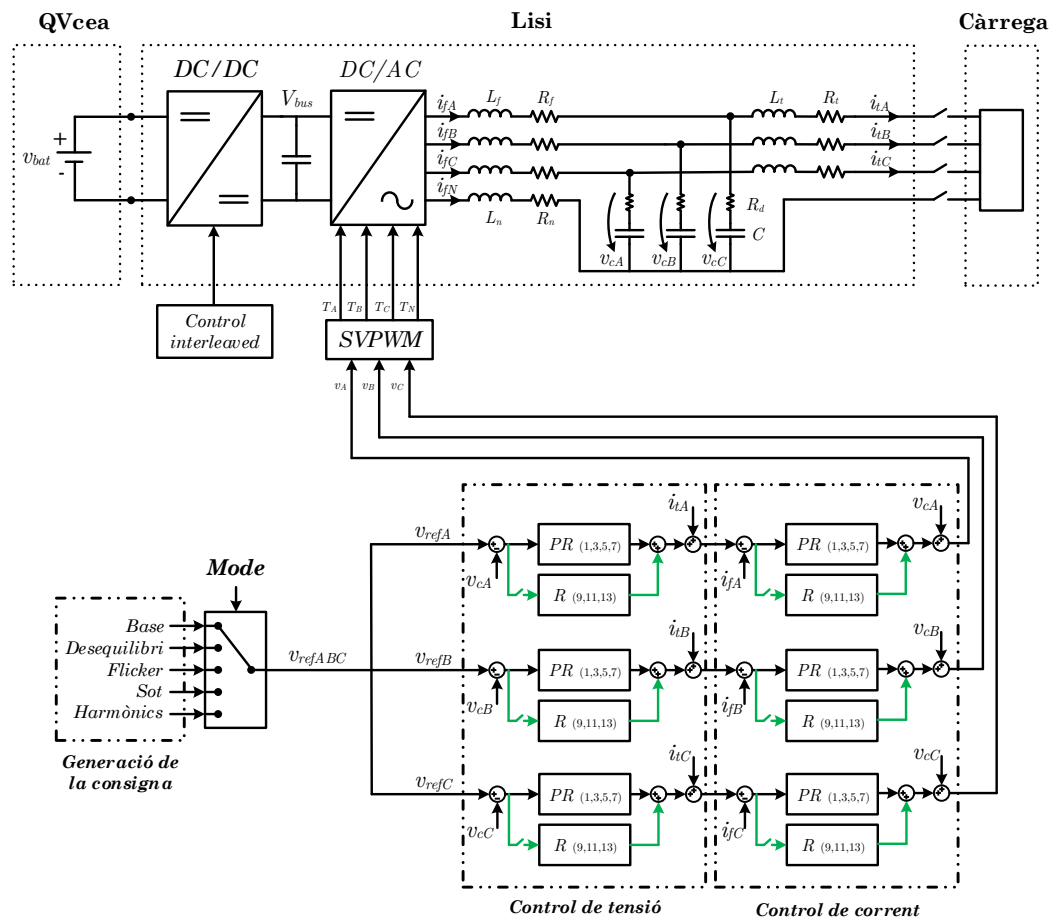


Figura 5.8: Model trifàsic complet

La generació de les consignes es detalla a la figura 5.9, amb els diferents modes de funcionament. Els paràmetres d'entrada i els resultats dels càlculs estan indicats en vermell. Per al cas dels sots, a l'annex H es desenvolupen els càlculs.

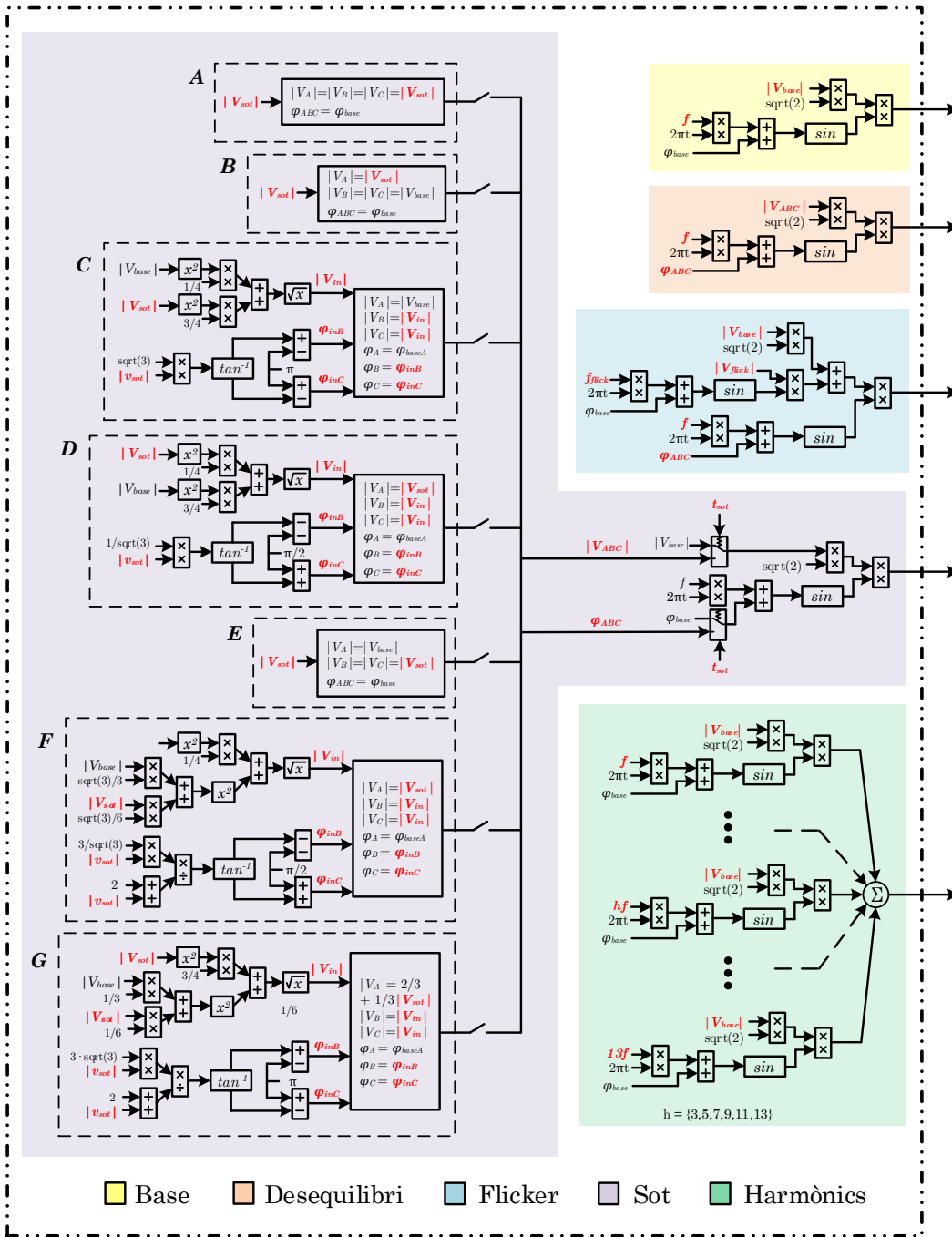


Figura 5.9: Bloc de generació de la consigna, detallat

Capítol 6

Resultats teòrics i experimentals

6.1 Introducció

En aquest capítol es presenten els resultats obtinguts en les simulacions i en la plataforma experimental per cada mode de configuració: mode *Base*, mode *Harmònics*, mode *Desequilibri*, mode *Flicker* i mode *Sot*.

S'han realitzat proves en buit, amb càrrega resistiva trifàsica equilibrada i amb càrrega no lineal monofàsica. Les proves en buit i amb càrrega resistiva han resultat pràcticament idèntiques. Així doncs, a les captures on no s'especifica si hi ha càrrega, s'assumeix que hi ha la càrrega resistiva.

A la taula 6.1 es mostren les constants utilitzades finalment, en funció dels ajustos realitzats en les proves experimentals. S'ha observat el següent:

- Per a valors de k_P de corrent majors de 1, es comença a observar ressonància. Per tant, no es sobrepassarà aquest valor.
- Pel mode harmònics s'han mantingut les mateixes constants que per la resta de modes, i s'han inclòs les noves constants pels harmònics 9è, 11è i 13è.

Constant	Mode \neq <i>Harmònics</i>	Mode = <i>Harmònics</i>
k_{P_I}	0,750	0,750
k_{I_I}	4,600	4,600
k_{I_I} (3,5,7)	0,460; 0,230; 0,130	0,460; 0,230; 0,130
k_{I_I} (9,11,13)	-	0,05; 0,04; 0,04
k_{P_V}	0,250	0,250
k_{I_V}	0,250	0,250
k_{I_V} (3,5,7)	0,025; 0,013; 0,007	0,025; 0,013; 0,007
k_{I_V} (9,11,13)	-	0,003; 0,002; 0,002

Taula 6.1: Constants utilitzades en la plataforma experimental i en les simulacions

Per realitzar una arrencada suau, s'aplica una rampa d'un segon de durada des de 0 fins al valor d'amplitud configurat (figura 6.1). Això dona més seguretat a l'hora de realitzar les proves i evita els pics de corrent inicials en la càrrega no lineal.

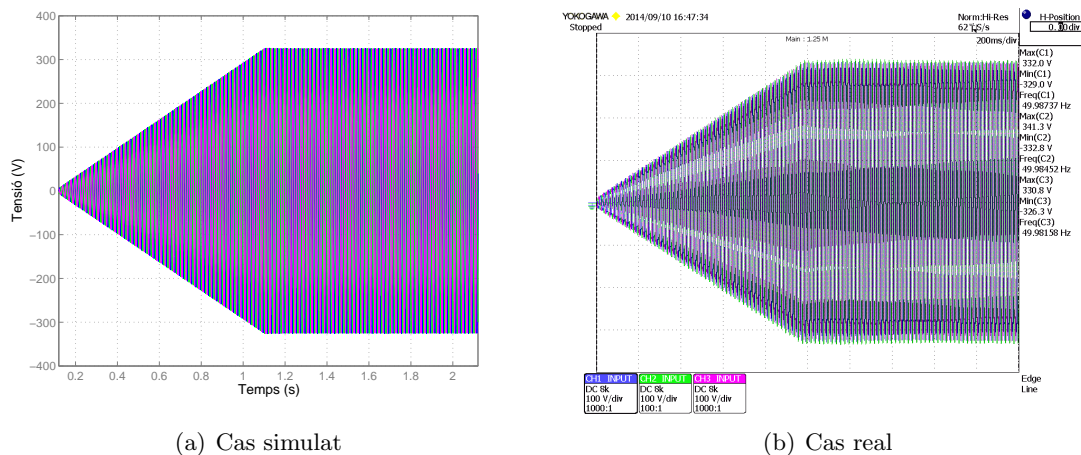


Figura 6.1: Arrencada suau amb una rampa, en la tensió, d'un segon

Les proves que es poden realitzar per tal de mostrar el potencial de l'emulador són molt nombroses: proves a diverses freqüències i amplituds, contingut harmònic divers amb majors i menors quantitats, desequilibris variant cadascun dels paràmetres, generació de tots els tipus de sot... I tot això, per a diferents càrregues. Així doncs, s'han seleccionat aquelles que es consideren més significatives.

Tot seguit, es mostren les proves realitzades per a cadascun dels modes de funcionament de l'emulador. Els colors blau fosc, verd i magenta són les tres tensions de fase, mentre que el color cian, que apareix en algunes captures, és el corrent de la càrrega.

6.2 Mode *Base*

En aquest mode es genera una terna de tensions equilibrades, d'amplitud i freqüència regulables.

A la figura 6.2 es mostren dues captures d'una terna trifàsica de 230 V F-N i 50 Hz, amb el corresponent anàlisi freqüencial, mitjançant l'opció de la transformada ràpida de Fourier (FFT) de l'oscil·loscopi. A la part dreta de les captures es mostren algunes característiques de les ones: els valors de pic màxims, mínims i la freqüència.

S'observa com la ona sintetitzada a la figura 6.2(a) té una component de tercer harmònic notable. Això és inherent a la modulació per ona quadrada que, inevitablement, genera harmònics múltiples de la freqüència fonamental. Afegint un controlador d'aquest harmònic (figura 6.2(b)) s'aconsegueix compensar. La resta d'harmònics que apareixen, si s'observa l'anàlisi de Fourier, es pot assumir que són negligibles.

En aquest i en els altres modes, a més del controlador d'harmònic 3r també estaran habilitats els controladors dels harmònics 5è i 7è, ja que són els principals harmònics que consumeix

una càrrega no lineal. D'aquesta manera, l'ona de tensió no pateix tant aplanament als pics i a les valls per culpa d'aquest consum no lineal, tot i que s'observen petites irregularitats a la fase on hi ha connectada la càrrega (figura 6.3).

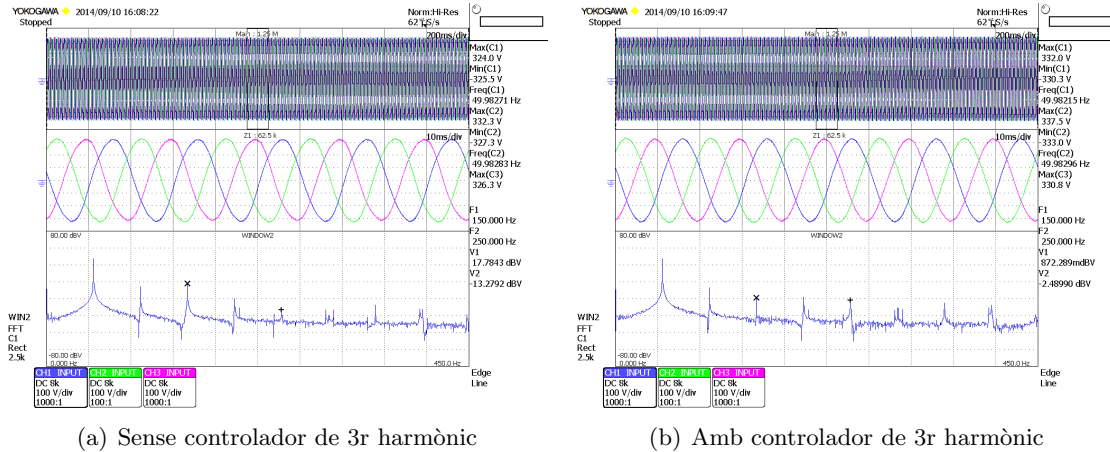


Figura 6.2: Captures reals d'una consigna de 230 V i 50 Hz

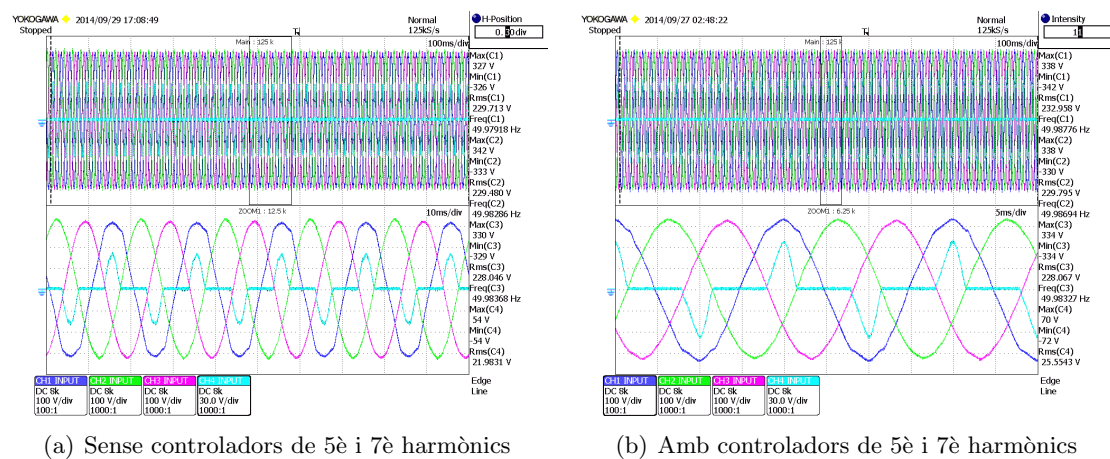


Figura 6.3: Captures reals d'una consigna de 230 V i 50 Hz alimentant la càrrega no lineal

6.3 Mode *Harmònics*

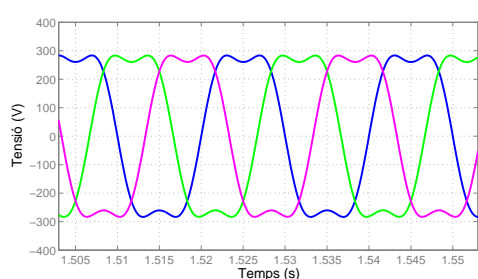
En aquest mode es pot generar una ona amb contingut harmònic divers. S'ha configurat per a poder escollir l'amplitud (en percentatge respecte la ona fonamental) dels harmònics 3r, 5è, 7è, 9è, 11è i 13è. L'angle de cada harmònic respecte la component fonamental s'ha fixat a 0, per simplicitat.

Per assegurar l'estabilitat, la component fonamental no pot superar els 62 Hz. En el cas de voler generar una consigna de 400 Hz (habitual en sistemes aeronàutics), no és possible tenir

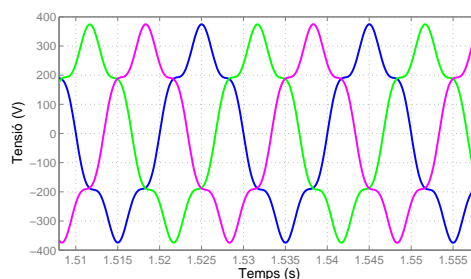
contingut harmònic, ja que un tercer harmònic seria de 1200 Hz, el qual no seria raonable pel convertidor utilitzat.

A les figures 6.4 i 6.5 es mostra, per a cadascun dels harmònics, una consigna de component fonamental de 50 Hz amb l'harmònic superposat, d'amplitud menor que la fonamental. No obstant, aquestes amplituds són més grans que els límits màxims marcats per la normativa (capítol 1, taula 1.1). Això s'ha fet, simplement, per facilitar la interpretació de les imatges i apreciar millor aquestes freqüències, demostrant que es poden controlar.

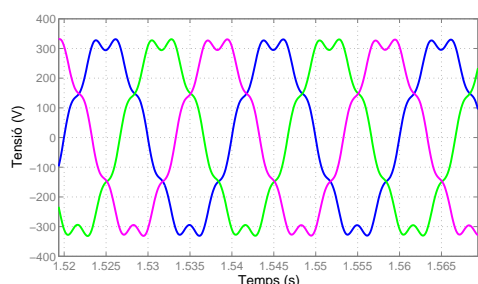
En el cas de la primera figura, es tracta de simulacions, mentre que, en la segona, es tracta de captures reals. Els resultats són pràcticament idèntics.



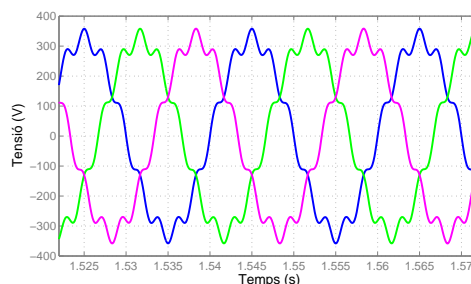
(a) Harmònic 3r (20%)



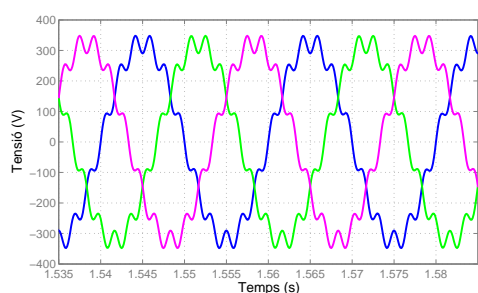
(b) Harmònic 5è (15%)



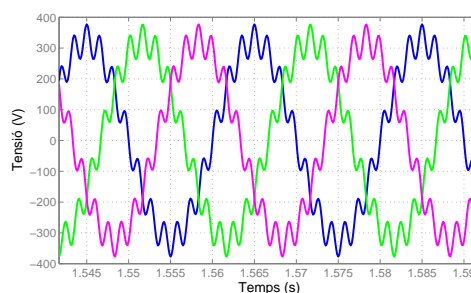
(c) Harmònic 7è (10%)



(d) Harmònic 9è (10%)



(e) Harmònic 11è (10%)



(f) Harmònic 13è (10%)

Figura 6.4: Simulacions de consignes de tensió de component fonamental superposant-hi l'harmònic corresponent

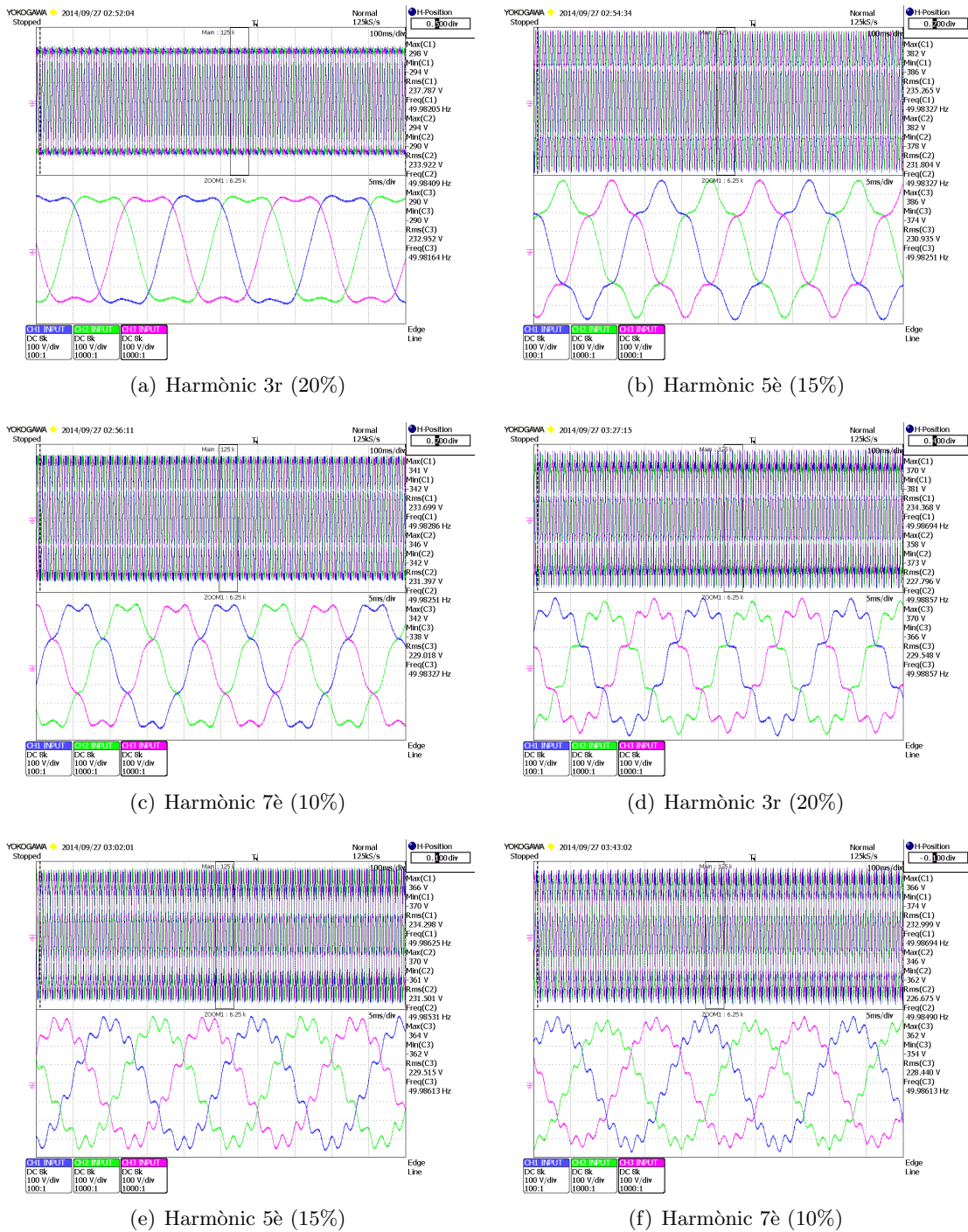


Figura 6.5: Captures reals de consignes de tensió de component fonamental superposant-hi l'harmònic corresponent

Finalment, es genera una consigna amb contingut harmònic divers (3r (7,5%), 9è (5%) i 13è (1,5%)) i s'aplica sobre la càrrega no lineal (figura 6.6). S'observen petites diferències associades, principalment, als aparells de mesura i a la no idealitat de la càrrega no lineal.

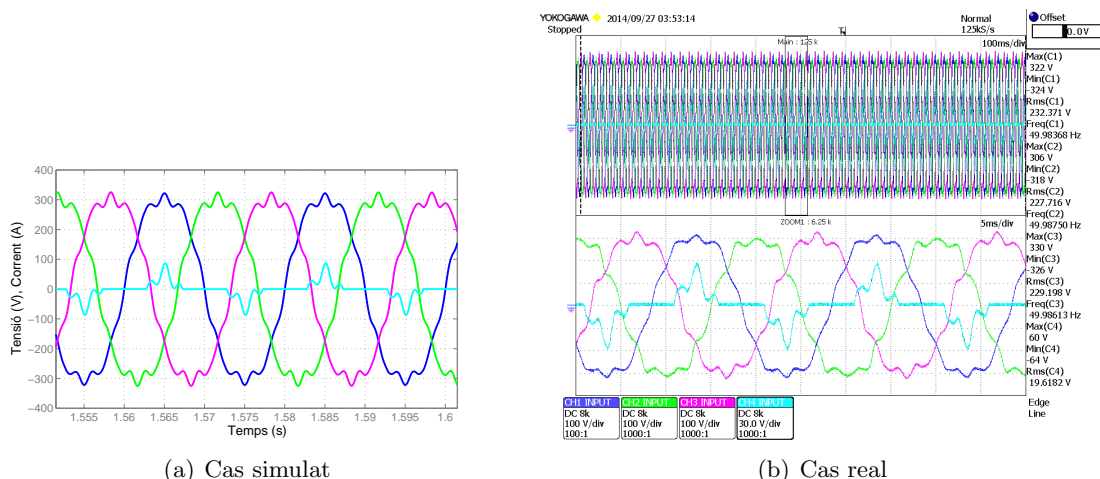


Figura 6.6: Consigna de tensió de component fonamental amb contingut harmònic divers (7, 5% de 3r, 5% de 9è i 1, 5% de 13è) aplicada sobre la càrrega no lineal i corrent consumit

6.4 Mode *Desequilibri*

En aquest mode es pot generar qualsevol desequilibri entre fases. Així doncs, es poden configurar les amplituds de cadascuna de les tres fases i els seus angles.

A les figures 6.7 i 6.8 es mostren dues configuracions diferents. En primer lloc, un desequilibri de $230\angle 0^\circ$ V, $230\angle -72^\circ$ V, $184\angle 144^\circ$ V a les fases *a*, *b* i *c*, respectivament. En segon lloc, un desequilibri corresponent al pitjor cas possible, és a dir, que les tres tensions estiguin en fase. Això implica que tot el corrent consumit per la càrrega retornarà pel neutre.

En el cas de la primera figura, es tracta de simulacions, mentre que, en la segona, es tracta de captures reals. Els resultats són pràcticament idèntics.

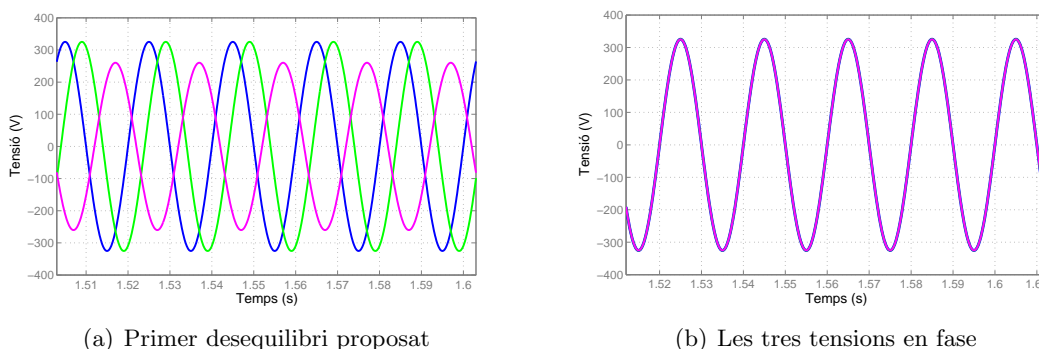


Figura 6.7: Simulacions de dos casos de desequilibri de tensions de fase

En aquest cas, també es mostra l'anàlisi freqüencial amb la FFT, i es pot observar com

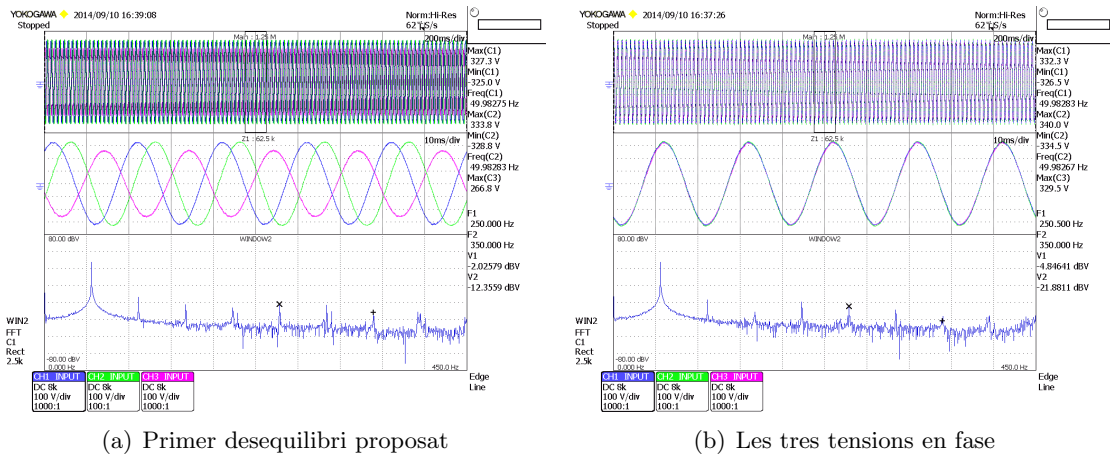


Figura 6.8: Captures reals de dos casos de desequilibri de tensions de fase

el contingut harmònic de les ones generades és negligible respecte la seva component fonamental de 50 Hz.

6.5 Mode *Flicker*

En aquest mode es pot generar efecte *flicker*, consistent en una envoltent sinusoidal d'amplitud i freqüència configurables. Aquests dos valors seran els mateixos en les tres fases, per simplicitat.

A les figures 6.9 i 6.10 es mostren dos exemples. En el primer cas, l'amplitud de l'envoltent és d'un 10 % respecte l'amplitud de l'ona fonamental, i la freqüència és de 10 Hz. En el segon cas, l'amplitud de l'envoltent és la meitat, d'un 5 %, i la seva freqüència també és la meitat, 5 Hz.

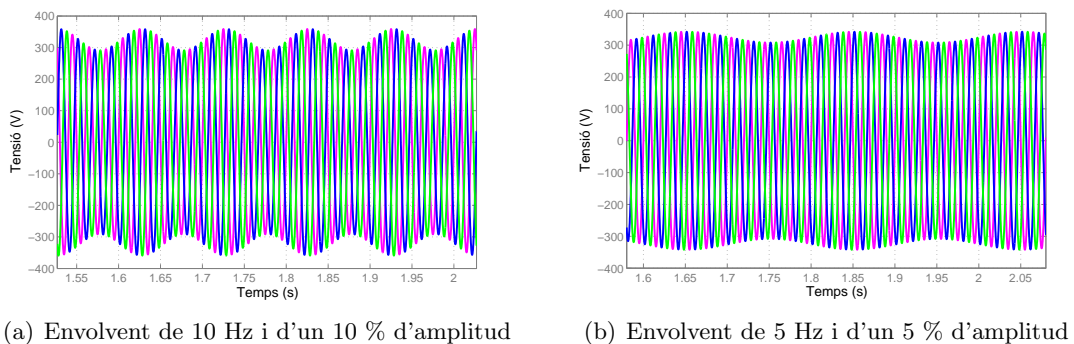


Figura 6.9: Simulacions de dos casos d'efecte *flicker*

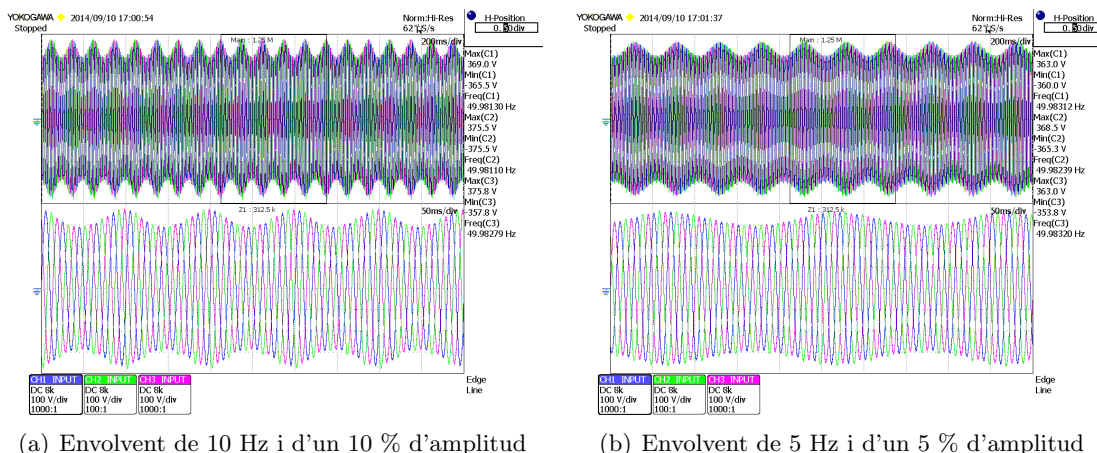


Figura 6.10: Captures reals de dos casos d'efecte flicker

6.6 Mode Sot

En aquest mode es genera un sot de tensió d'entre els 7 tipus existents, d'acord amb la classificació ABC (capítol 1, figura 1.3). Els paràmetres que s'especificaran seran el tipus de sot, l'amplitud del sot (en tant per u respecte el valor base) i la seva durada.

Es mostraran quatre tipus de sot com a exemple de cada tipus de falta. A les figures 6.11 i 6.12 es representen dos sots de tipus A (trifàsic a terra). El primer correspon a una amplitud de sot zero (cas més extrem, que correspondria a un tall breu de tensió), mentre que el segon correspon a una amplitud del 50%. La durada és de 200 ms.

En el cas de la primera figura, es tracta de simulacions, mentre que, en la segona, es tracta de captures reals. Els resultats són força similars. El sobrepic obtingut quan retorna la xarxa, complex, en el pitjor dels casos, les especificacions de la corba ITIC (annex F).

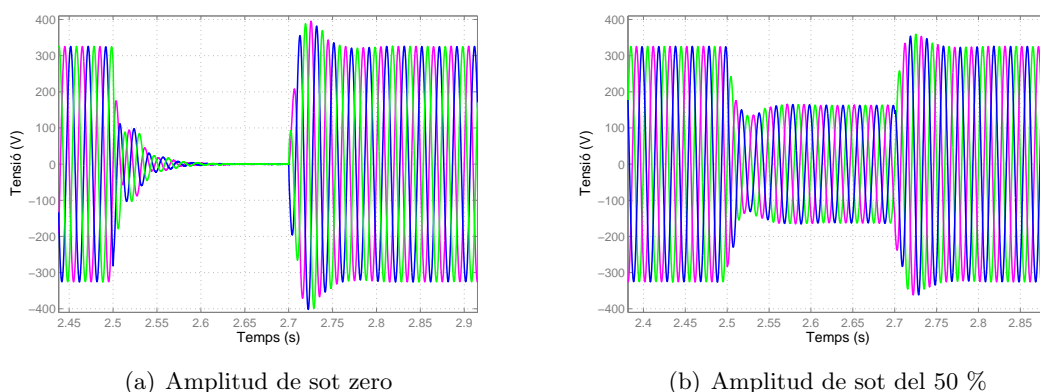


Figura 6.11: Simulacions de dos sots de tensió de tipus A (200 ms)

A les figures 6.13 i 6.14 es representa un sot de tipus B (monofàsic a terra) i un sot de tipus E (bifàsic a terra), respectivament. L'amplitud és del 30% i la durada 200 ms.

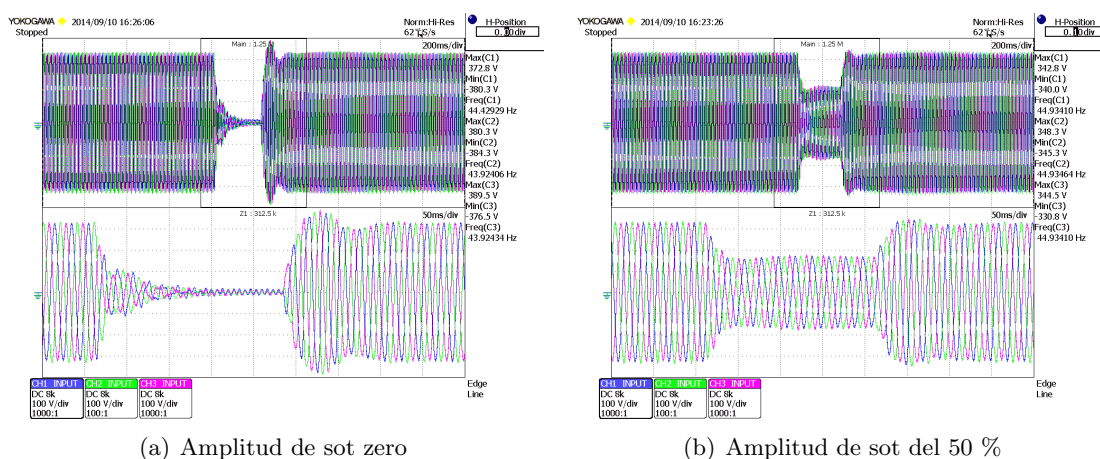


Figura 6.12: Captures reals de dos sots de tensió de tipus A (0 % i 50%, 200 ms)

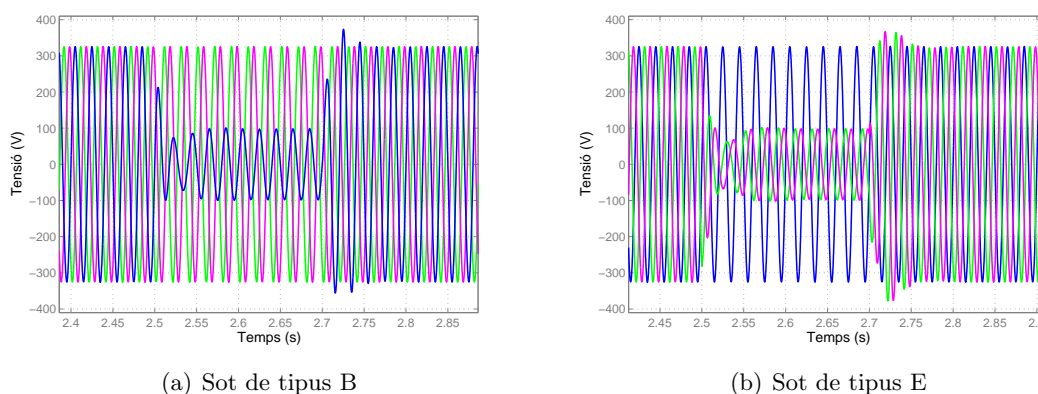


Figura 6.13: Simulacions de dos sots de tensió de tipus B i E (30%, 200 ms)

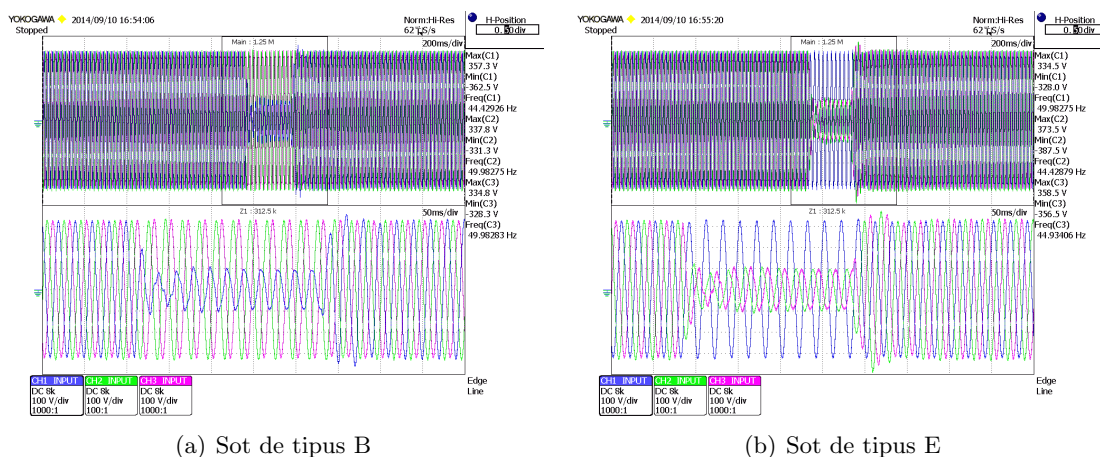


Figura 6.14: Captures reals de dos sots de tensió de tipus B i E (30%, 200 ms)

Finalment, a la figura 6.15 es mostra un sot de tipus C. L'amplitud del sot és del 50 % i la durada és de 150 ms. En aquest cas, ni el mòdul ni l'angle es calculen de manera immediata (vegeu l'annex H). Els angles de les dues fases implicades s'apropen lleugerament.

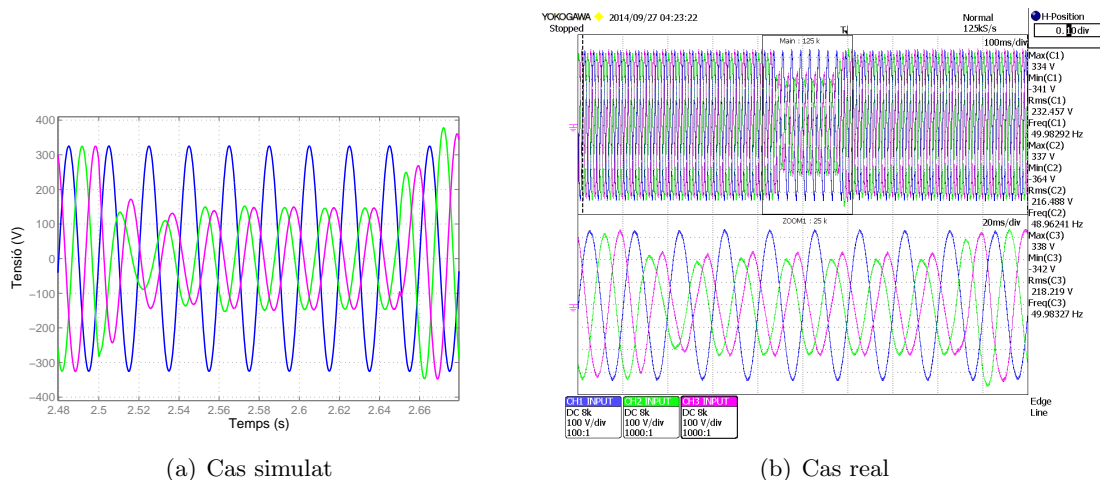


Figura 6.15: Sot de tensió de tipus C (50%, 150 ms)

6.7 Conclusions

En aquest capítol s'han presentat diverses proves de cadascun dels modes. S'ha comprovat com les simulacions i els resultats experimentals són molt similars, fet que indica que el sistema s'ha modelat correctament.

No obstant, la sintonització de les constants realitzada al capítol 4 per al cas dels harmònics ha calgut ajustar-la lleugerament. Això és degut principalment a la variació dels paràmetres dels components respecte als considerats en l'estudi teòric, i també a altres factors relacionats amb el *hardware* real i difícilment controlables o modelables.

Conclusions

Tasques realitzades

En primer lloc, s'ha realitzat un estudi de qualitat elèctrica, basat en la normativa europea europea UNE-EN 50160, que fixa les característiques de la tensió subministrada per les xarxes de distribució, i s'ha fet un recull de les causes i efectes de cada tipus de defecte. Seguidament, s'han analitzat les especificacions necessàries per a poder materialitzar l'emulador de xarxa: topologia del convertidor, connexió i filtre de sortida. S'han detallat les característiques de la plataforma experimental que s'utilitzarà en la darrera fase del projecte. Posteriorment, s'ha portat a terme un estudi teòric del control, comparant els dos mètodes principals (referència síncrona i ressonant) i detallant amb profunditat el control ressonant, sobretot la seva discretització, a més de presentar altres possibles mètodes de control.

La segona fase ha consistit en dissenyar el sistema de control. S'ha plantejat l'esquema de control i la sintonització dels controladors. A més, s'ha realitzat un estudi d'estabilitat del sistema i un segon mètode de sintonització dels controladors basat en aquest estudi, per tal de maximitzar el nombre d'harmònics a controlar. Un cop dissenyat el sistema, s'ha realitzat la implementació de models amb Matlab Simulink[®] del sistema i el convertidor, des de models molt senzills fins a models més detallats, per a contrastar els resultats teòrics.

La darrera part del projecte ha consistit en la posada en marxa de l'equip. S'ha adaptat el codi original per a fer-lo treballar com a emulador de xarxa, modificant les màquines d'estats, comunicacions, eliminant les funcionalitats del mode connectat a xarxa i implementant de nou el sistema de control dissenyat. Les proves s'han realitzat a través de dos ordinadors (un per a cada placa) i amb commutació controlada, per més seguretat, fins a tenir totes les prestacions de l'emulador funcionant correctament.

Conclusions obtingudes

Pel que fa al sistema de control en temps discret, no totes les discretitzacions són vàlides per a la implementació de controladors ressonants, i algunes només són vàlides per al control de freqüències petites en relació amb la freqüència de mostreig.

A més a més, cal analitzar en detall el sistema i sintonitzar correctament les constants per garantir que els llaços de control són estables, fet que es complica quan es té un doble llaç de control i es volen controlar diversos harmònics simultàniament. Una de les principals

limitacions és el temps de mostreig i la freqüència de commutació dels interruptors de potència. Tanmateix, treballar en coma fixa amb registres de 32 bits dóna una precisió suficient per a filtres ressonants de segon ordre, i l'error de quantificació és negligible.

Línies futures de treball

Donat que no es tracta d'un producte final, el prototip obtingut pot ser objecte de millores i canvis. A més, també es poden plantejar noves línies de treball a partir dels resultats obtinguts i a partir de reflexions i idees sorgides durant el projecte. Aquestes es llisten a continuació:

- Implementació d'una interfície HMI amb totes les funcionalitats fàcilment configurables, fent l'equip completament funcional.
- Ampliar els escenaris actuals i incloure més defectes típics.
- Disseny d'un convertidor pensat exclusivament per a desenvolupar la funció d'emulador de xarxa. Per exemple, un convertidor de menor potència, amb una freqüència de ressonància del filtre més gran i amb una commutació més ràpida, ja que aquestes són les principals limitacions de l'equip actual. També es planteja l'estudi de topologies alternatives.
- Anàlisi i comparativa de tècniques de control alternatives com algunes de les que s'han comentat (capítol 3). Aquest estudi es pot trobar habitualment a la literatura però fa referència únicament al control de corrent, no al doble llaç de tensió-corrent.

Agraïments

En primer lloc, agraeixo al Daniel Heredero haver-se fet càrrec de la direcció d'aquest projecte. Tota l'ajuda proporcionada, així com les idees i els consells, han estat determinants per poder portar aquest projecte a bon port. També dono les gràcies al Daniel Montesinos, codirector d'aquest projecte, i gràcies al qual vaig animar-me a entrar al CITCEA-UPC a finals de l'any 2011.

Una menció especial també per al Marc Llonch, per les ajudes mútues durant la part experimental i per tots els moments filosòfics de reflexió.

Agraeixo també a tota la resta de companys del CITCEA-UPC que en un moment o altre hagin ofert la seva ajuda en moments d'incertesa i ofuscació, així com el bon ambient generat dia a dia. En especial, a tots els companys de Mecatrònica, que han patit més d'aprop aquesta experiència.

Finalment, també vull agrair a la meva família i amics el suport rebut o, si més no, el fet d'estar sempre allà.

Annex A

Anàlisi econòmica i mediambiental

A.1 Pressupost

En aquest apartat es realitza un pressupost detallat de totes les partides involucrades en el desenvolupament del projecte: els recursos humans, derivats de les hores dedicades a cada fase del projecte, i els costos en I+D (investigació i desenvolupament), derivats d'aquelles eines necessàries per a desenvolupar el projecte, com ara programari informàtic i equips electrònics. No es comptabilitzen recursos materials donat que no ha calgut comprar nou material ni components electrònics, sinó que se n'han utilitzat d'existents.

A.1.1 Recursos humans

Es tracta de la partida més important. El cost total dels recursos humans (taula [A.1](#)) es desglossa segons cadascuna de les activitats desenvolupades en el projecte. S'han comptabilitzat les hores de cada activitat, considerant un preu per hora de referència.

La primera etapa consisteix en l'estudi i la recerca de temes relacionats amb el control digital i el control de convertidors, principalment. Posteriorment, en el disseny conceptual s'ha plantejat i analitzat el sistema de control a implementar, mitjançant simulacions i eines matemàtiques. La implementació del software ha consistit en traslladar les etapes anteriors al sistema real, per realitzar posteriorment les proves experimentals, depurant els errors i obtenint un primer prototip funcional. Donat que s'utilitza un convertidor existent, la mà d'obra només recull les tasques de cablejat, muntatge de càrregues i altres. Finalment, el conjunt de tota aquesta informació i aquestes etapes es troba recollit a l'informe o memòria.

Cal remarcar que el preu de l'hora per a la realització de les tasques d'enginyeria correspon a un enginyer en pràctiques, i és lleugerament inferior que el preu habitual d'un enginyer professional. D'aquesta manera, el fet que el nombre d'hores dedicades per un enginyer professional amb experiència seria inferior, queda compensat, i el cost total obtingut d'aquesta manera és més representatiu.

Concepte	Preu unitari (€/h)	Temps emprat (h)	Cost total (€)
Estudi i recerca	30	320	9600
Disseny conceptual	30	320	9600
Implementació software	30	160	4800
Mà d'obra	20	40	800
Proves experimentals	30	320	9600
Redacció memòria	20	200	4000
Subtotal		1360	38400
IVA (21%)			8064
Total			46464

Taula A.1: Pressupost dels recursos humans

A.1.2 Recursos d'I+D

Pel que fa als recursos d'I+D, es contemplen els equips i eines principals per a dur a terme les tasques implicades en el projecte, des del software utilitzat (cost de les llicències) fins els equips elèctrics i electrònics utilitzats en les proves experimentals (taula A.2).

El cost del valor d'aquests elements no es pot imputar en la seva totalitat, ja que són eines que ja s'han utilitzat per a altres projectes i que també es podran utilitzar en un futur. Es considera, doncs, una amortització aproximada d'acord amb l'ús que se'ls hi ha donat i el temps d'utilització dels mateixos. En el cas dels equips, que conformen el cost més elevat, es considera un temps d'utilització de 3 mesos (0.25 anys), temps aproximat de la part experimental.

Concepte	Preu (€/u)	Unitats	Cicle de vida (anys)	Amortització (€)
Ordinador personal	600	1	3	200
Code Composer Studio®	0	1	-	0
Matlab® 2013	0	1	-	0
Emulador USB per a DSP	80	2	3	7
Oscil·loscopi Yokogawa	6000	1	5	300
Sonda tensió diferencial	80	2	4	10
Sonda corrent	60	2	4	7.5
Rectificador actiu (QV_{cea})	20000	1	7	715
Convertidor trifàsic (<i>Lisi</i>)	50000	1	7	1785
Banc de resistències (25 kW)	3000	1	10	75
Total (IVA inclòs)	-	-	-	3100

Taula A.2: Pressupost dels recursos d'I+D

A.1.3 Cost total

En resum, a la taula A.3 es presenta el cost total del projecte desglossat en les partides exposades anteriorment. S'ha considerat una partida d'imprevistos, corresponent a possibles substitucions de components que s'hagin pogut malmetre durant les proves experimentals. El seu valor s'estima del 10% respecte el cost total.

Partida	Cost (€)
Recursos humans	46464
Recursos I+D	3100
Imprevistos	5000
Total (IVA inclòs)	54564

Taula A.3: Pressupost total

A.2 Impacte ambiental

En els darrers anys, s'ha produït una pressió excessiva sobre el medi ambient, principalment des del món de la indústria. És per això que ha sorgit el concepte de desenvolupament sostenible, que busca satisfer les necessitats de les generacions presents sense comprometre les possibilitats de les generacions futures. Això implica, entre d'altres, que aquest desenvolupament sigui respectuós ecològicament. Per aquest motiu, s'han implantat diverses normatives, amb la finalitat de frenar el malgast dels recursos energètics i minimitzar la contaminació generada dia a dia.

A continuació s'anomenen dues de les principals normatives aplicades directament en aquest projecte.

A.2.1 RoHS

S'anomena RoHS (*Restriction of Hazardous Substances*) a la directiva 2002/95/CE, adoptada el febrer de 2003 per la Unió Europea i que va entrar en vigor l'1 de juliol de 2006. Aquesta restringeix l'ús de sis materials perillosos en la fabricació de diversos tipus d'equips elèctrics i electrònics. Així, es redueixen els riscos del posterior tractament dels residus, requerint menys precaucions de manipulació.

Aquestes substàncies són el plom, el mercuri, el cadmi, el crom hexavalent, el PBB (Polibrombifenils) i el PBDE (Polibromodifenil èters). Els dos darrers són substàncies retardants de la flama, utilitzats en alguns plàstics. Les concentracions màximes són de 0,1 % del pes, excepte pel cadmi, que és de 0,01

Tots els components implicats en el projecte compleixen aquesta normativa. A més a més, l'estany utilitzat en les soldadures dels components és de baix contingut en plom.

A.2.2 DRAEE

La Directiva de Residus d'Aparells Elèctrics i Electrònics (DRAEE), és una llei en vigor des del 13 d'agost del 2005 en tot l'àmbit de la Unió Europea. Pretén promoure el reciclatge, la reutilització i la recuperació dels residus d'aquests equips per tal de reduir la contaminació.

Els elements utilitzats com a càrregues per les proves són reutilitzats i es poden aprofitar per altres usos. Pel que fa als elements que formen el convertidor, aquests són fàcilment substituïbles en cas de desperfecte, amb el procés de reciclatge que correspongui per als components malmesos.

Annex B

Sistemes de referència síncrona: La Transformada de Park

Donat un sistema trifàsic qualsevol, les seves magnituds instantànies (tensió, corrent, flux o càrrega elèctrica) es poden representar en el pla $a - b - c$, que consisteix en tres eixos separats 120° . Es defineix la transformada de Clarke com el canvi de base presentat a l'equació B.1, que consisteix en dos eixos separats ortogonals i un tercer eix perpendicular a aquests.

$$\begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_\gamma \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} \quad (\text{B.1})$$

En el cas de sistemes elèctrics, els valors de la tercera fila solen ser o bé $1/2$ (perquè el càlcul de la component homopolar coincideixi amb el del mètode de les components simètriques (annex C)) o bé $1/\sqrt{2}$, que fa que la base sigui ortonormal. Al cap i a la fi, el valor és indiferent, sempre que es tingui en compte a l'hora de tractar les dades.

No obstant, és habitual utilitzar aquesta transformació prescindint de la component perpendicular i_γ . Les altres dues variables, i_α i i_β , inclouen la informació de les seqüències positiva i negativa del sistema trifàsic, però no de la seqüència homopolar. Així doncs, aquesta transformació permet controlar, per exemple, les tres corrents d'un sistema equilibrat amb només dos controladors, per exemple en sistemes sense neutre, que no tenen corrent homopolar. La transformada de Clarke simplificada es mostra a l'equació B.2.

$$\begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} \quad (\text{B.2})$$

No obstant, les magnituds elèctriques són encara dependents de l'angle. Per eliminar aquesta dependència els eixos han de girar-hi solidàriament. En conseqüència, s'aplica un gir respecte l'eix γ i els eixos resultants s'anomenen d i q (vegeu figura B.1). La combinació de la transformació de Clarke i aquest gir s'anomena transformada de Park (equació B.3).

$$\begin{pmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} \quad (\text{B.3})$$

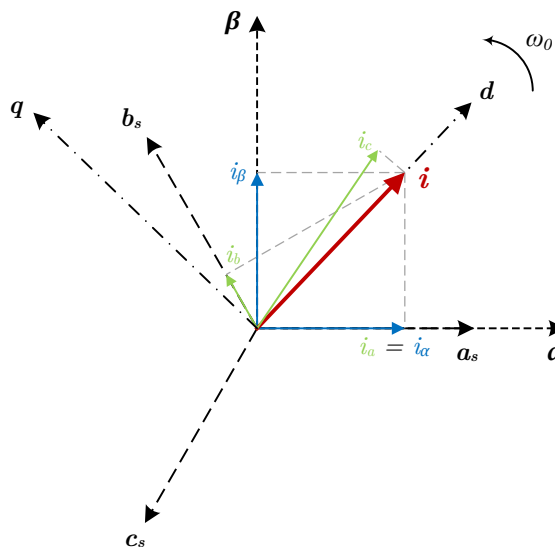


Figura B.1: Canvis de referència en eixos $\alpha - \beta$ i $d - q$

Anàlogament, per a sistemes equilibrats es pot prescindir de la component homopolar i el sistema queda reduït a

$$\begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} \quad (\text{B.4})$$

Les magnituds alternes de freqüència ω_0 esdevenen constants en aquest SRF, essent més fàcil operar amb els seus valors i controlar-los.

La constant $2/3$ inclosa en ambdues transformades assegura que el valor RMS i el valor de pic dels senyals són invariants. Per a mantenir invariant el valor de la potència caldria utilitzar $\sqrt{2/3}$ enlloc de $2/3$.

La transformació entre el sistema fix i el sistema síncron es pot expressar mitjançant les equacions B.5 i B.6.

$$i_{\alpha\beta} = i_{dq} e^{j\omega_0 t} \quad (\text{B.5})$$

$$i_{dq} = i_{\alpha\beta} e^{-j\omega_0 t} \quad (\text{B.6})$$

Annex C

Mètode de les components simètriques

D'acord amb la metodologia de les components simètriques per al cas particular de tres fases, qualsevol sistema trifàsic de fasors de tensió o corrent es pot expressar com la combinació lineal de tres subsistemes independents de fasors que són el de seqüència directa o positiva, el de seqüència inversa o negativa i el de seqüència homopolar o zero. En el cas de tensions, això és

$$\begin{pmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V_{a,0} \\ V_{b,0} \\ V_{c,0} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} V_{a,1} \\ V_{b,1} \\ V_{c,1} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} V_{a,2} \\ V_{b,2} \\ V_{c,2} \end{pmatrix} \quad (\text{C.1})$$

on els subíndexs 0, 1 i 2 fan referència a la seqüència homopolar, directa i inversa, respectivament.

Aquests subsistemes presenten una sèrie de particularitats. En la seqüència directa, els tres fasors són iguals en magnitud, estan separats 120° i tenen una seqüència de fases $a - b - c$. En la seqüència inversa, els tres fasors també tenen igual magnitud i estan separats 120° , però tenen una seqüència de fases $a - c - b$. En el cas de la seqüència homopolar, tots tres vectors, d'igual magnitud, estan en fase.

En referència $a - b - c$, el sistema té sis graus de llibertat, tres pels mòduls de cadascun dels tres fasors i tres pels seus angles. El sistema expressat en components simètriques té els mateixos graus de llibertat, donat que només cal definir un dels tres vectors de cada seqüència; la resta queden determinats per les restriccions anteriors. L'avantatge és que ara els nous fasors són equilibrats i simètrics (o tots iguals en el cas de la seqüència homopolar). La figura C.1 representa les tres seqüències.

Es defineix l'operador $a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$, que correspon a un gir de 120° . Aleshores, matricialment, la transformació del sistema $a - b - c$ en components simètriques 0 - 1 - 2 es duu a terme mitjançant l'expressió C.2.

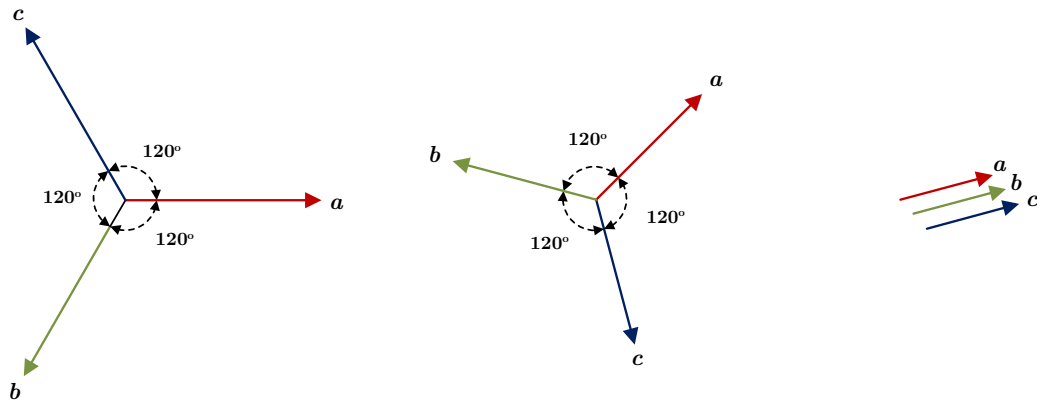


Figura C.1: D'esquerra a dreta: seqüència directa, inversa i homopolar

$$\begin{pmatrix} \underline{V}_a \\ \underline{V}_b \\ \underline{V}_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & a & a^2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \underline{V}_0 \\ \underline{V}_1 \\ \underline{V}_2 \end{pmatrix} \quad (\text{C.2})$$

Donat que la matriu és invertible, la transformació inversa es pot realitzar amb l'expressió C.3.

$$\begin{pmatrix} \underline{V}_0 \\ \underline{V}_1 \\ \underline{V}_2 \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \underline{V}_a \\ \underline{V}_b \\ \underline{V}_c \end{pmatrix} \quad (\text{C.3})$$

Annex D

Qüestions relacionades amb els controladors PR

D.1 Comportament dels controladors PR en el domini freqüencial

A les figures següents es comparen diversos aspectes dels controladors PR des del punt de vista del seu diagrama de Bode, per esclarir i entendre millor el seu comportament.

Hi ha una diferència clara entre les funcions sinus (eq. D.1) i cosinus (eq. D.2). En el punt de tall de la corba de guany amb 0 dB, la fase fa un salt fins a -180° en el cas del sinus (figura D.1). Això fa que el marge de fase sigui 0, el qual empitjora l'estabilitat del sistema.

$$\mathcal{L}\{\sin \omega t\} = \frac{\omega}{s^2 + \omega^2} \quad (\text{D.1})$$

$$\mathcal{L}\{\cos \omega t\} = \frac{s}{s^2 + \omega^2} \quad (\text{D.2})$$

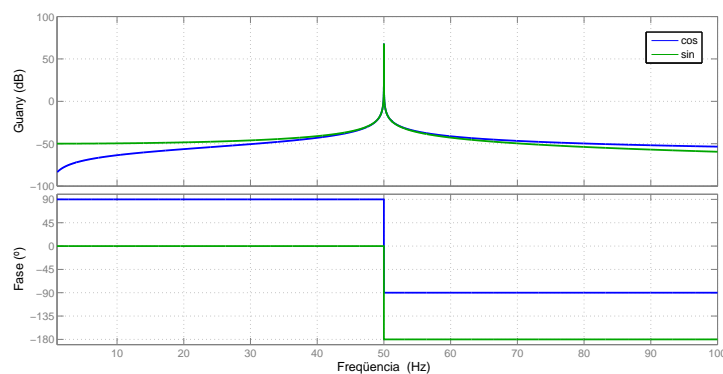


Figura D.1: Comparativa entre diagrames de Bode de la funció sinus i cosinus

A les figures D.2, D.3 i D.4 es representa l'efecte de les constants k_p i k_i del controlador. Mentre que k_p proporciona guany a totes les freqüències i modifica la fase, k_i desplaça la gràfica del guany cap amunt augmentant així l'ample de banda centrat en la freqüència de ressonància, i no afecta la fase.

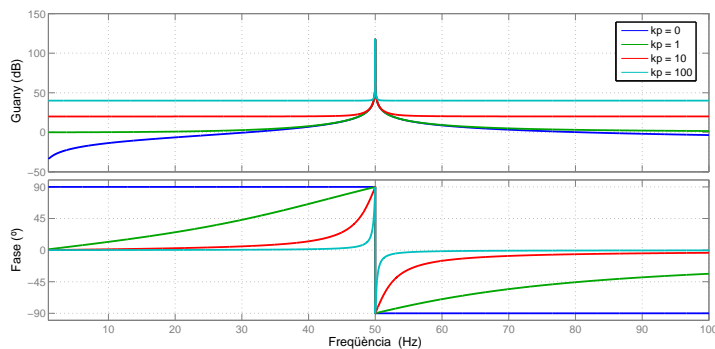


Figura D.2: Comparativa entre diagrames de Bode variant k_p

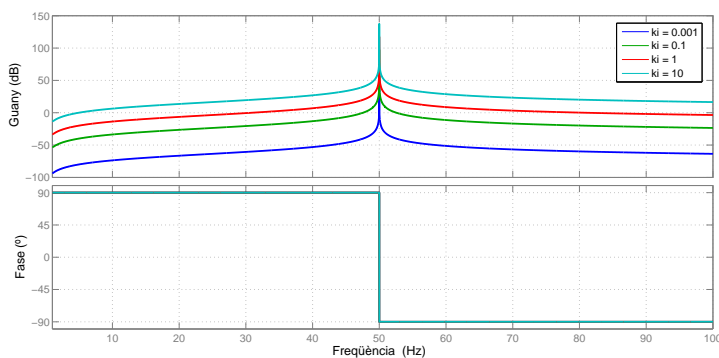


Figura D.3: Comparativa entre diagrames de Bode variant k_i , amb $k_p = 0$

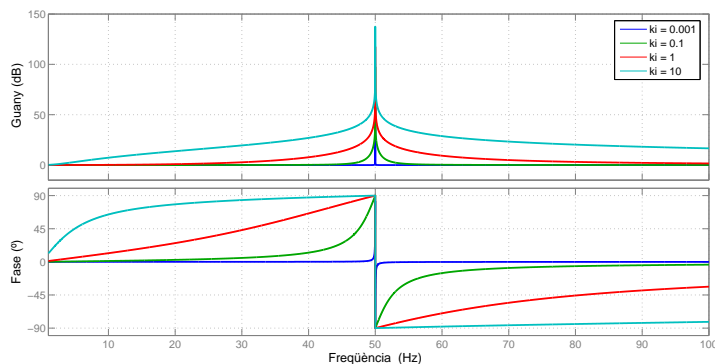


Figura D.4: Comparativa entre diagrames de Bode variant k_i , amb $k_p = 1$

La figura D.5 il·lustra l'efecte del terme de grau 1 del denominador per a diferents valors del paràmetre ξ (eq. D.3). Aquest disminueix el pic de ressonància, per tant no és un efecte desitjable ja que neutralitza la raó de ser del controlador ressonant. Tot i això, valors propers a zero podrien ser útils, per eliminar la singularitat infinita del guany [6].

$$G_{pb}(s) = \frac{s}{s^2 + \xi\omega s + \omega^2} \quad (\text{D.3})$$

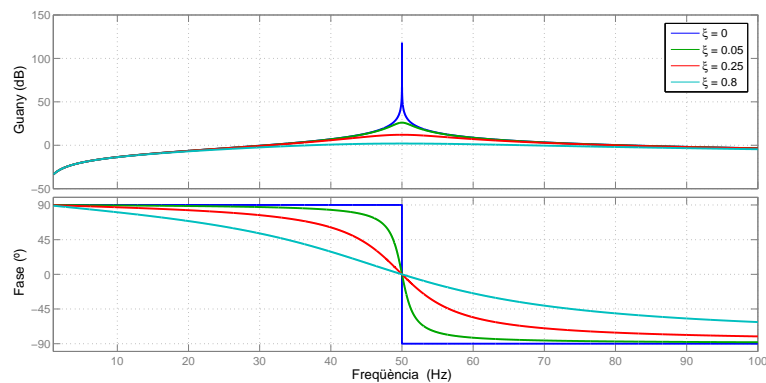


Figura D.5: Comparativa entre diagrames de Bode variant el factor d'amortiment ξ

A la figura D.6 es mostra el diagrama de Bode del sistema format per diversos PR i la planta, formada per una bobina i la seva resistència paràsita, en llaç obert. Es pretén il·lustrar l'efecte de la constant k_i , que modifica l'ample de banda de cada PR, donant més robustesa en front a petites variacions de la freqüència de ressonància.

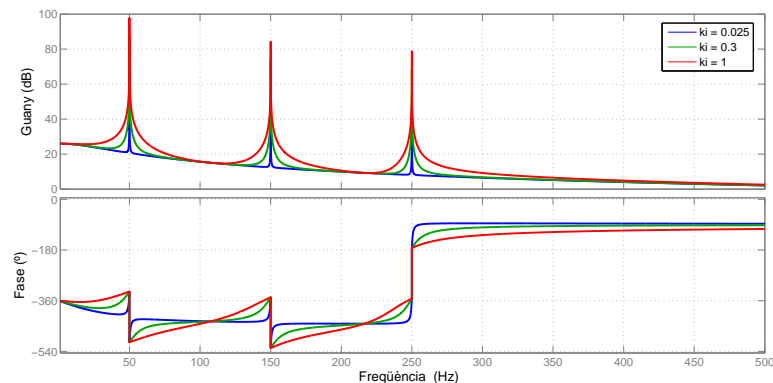


Figura D.6: Comparativa entre diagrames de Bode de la transmitància de llaç del sistema format per 3 PR (50 Hz, 150 Hz, 250 Hz) i la planta del llaç de corrent

D.2 Mètodes de discretització per integració numèrica

La idea dels mètodes per integració numèrica consisteix en reescriure el filtre o controlador com una equació diferencial per després aproximar-la en diferències finites.

Es considera el sistema de primer ordre definit per l'equació diferencial

$$\dot{x}_c(t) = Ax_c(t) + Be(t) \quad (\text{D.4})$$

on

$x_c(t)$ és la variable d'estat.
 $e(t)$ és la funció d'entrada.
 A, B són constants.

Si s'aplica la relació

$$x_c((k+1)T) - x_c(kT) = \int_{kT}^{(k+1)T} \frac{dx_c(\tau)}{d\tau} d\tau \quad (\text{D.5})$$

a D.4, resulta

$$x_c((k+1)T) - x_c(kT) = A \int_{kT}^{(k+1)T} x_c(\tau) d\tau + B \int_{kT}^{(k+1)T} e(\tau) d\tau \quad (\text{D.6})$$

En general, tant $x_c(\tau)$ com $e(\tau)$ no són constants entre instants de mostreig consecutius, així que no és possible aconseguir una discretització exacta. A continuació, es mostren tres aproximacions típiques de la integral de $\dot{x}_c(\tau)$:

D.2.1 Mètode *forward* Euler

S'aproxima la integral de $\dot{x}_c(\tau)$ per una recta horitzontal en l'interval $kT - (k+1)T$ (figura D.7).

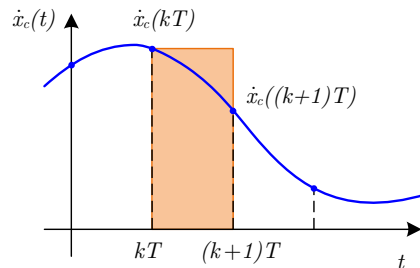


Figura D.7: Aproximació de la integral de $\dot{x}_c(\tau)$ utilitzant el mètode *forward* Euler

Així doncs, l'aproximació resulta

$$x_c((k+1)T) - x_c(kT) = \int_{kT}^{(k+1)T} \dot{x}_c(\tau) d\tau \approx T\dot{x}_c(kT) \quad (\text{D.7})$$

que es pot expressar com

$$zx_c(kT) + x_c(kT) = Tsx_c(kT) \quad (\text{D.8})$$

i del qual s'obté la relació

$$s = \frac{z-1}{T} \quad (\text{D.9})$$

La regió estable del pla s queda transformada a la regió que es mostra a la figura D.8. Amb aquesta discretització no és estrany que sistemes estables en temps continu siguin inestables en el pla z , ja que la regió d'estabilitat en aquest pla està limitada a l'interior del cercle unitari. Per al cas del controlador ressonant, els pols que haurien de quedar just sobre el cercle unitari queden situats sobre la recta vertical que passa per $z = 1$, és a dir, fora del cercle, el qual fa inestable el controlador.

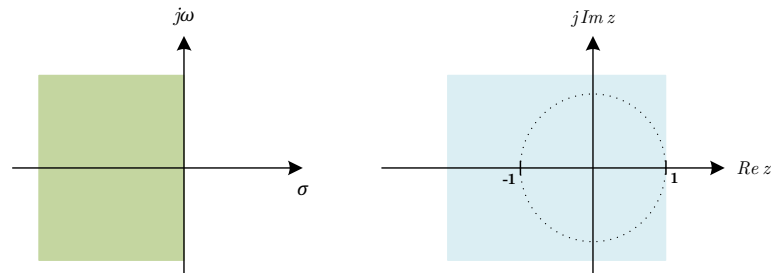


Figura D.8: Relació entre la zona d'estabilitat del pla s i la del pla z per a la transformació *forward Euler*

D.2.2 Mètode *backward Euler*

S'aproxima la integral de $\dot{x}_c(\tau)$ per una recta horitzontal en l'interval $(k-1)T - kT$ (figura D.9).

Així doncs, l'aproximació resulta

$$x_c(kT) - x_c((k-1)T) = \int_{(k-1)T}^{kT} \dot{x}_c(\tau) d\tau \approx T\dot{x}_c(kT) \quad (\text{D.10})$$

que es pot expressar com

$$x_c(kT) + z^{-1}x_c(kT) = Tsx_c(kT) \quad (\text{D.11})$$

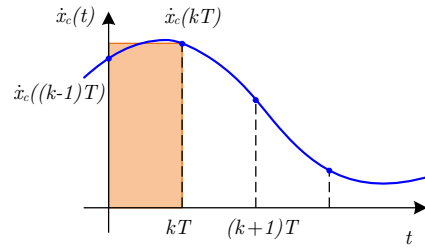


Figura D.9: Aproximació de la integral de $\dot{x}_c(\tau)$ utilitzant el mètode *backward Euler*

i del qual s'obté la relació

$$s = \frac{z - 1}{zT} \quad (\text{D.12})$$

La regió estable del pla s queda transformada a la regió que es mostra a la figura D.10. En aquest cas sí que s'assegura que el sistema continuarà sent estable en temps discret. Pel que fa al controlador ressonant, en aquest cas els pols es troben situats sobre un cercle de radi 0,5, el qual porta a un sistema amb amortiment ja que els pols queden situats a dins del cercle i no a la frontera.

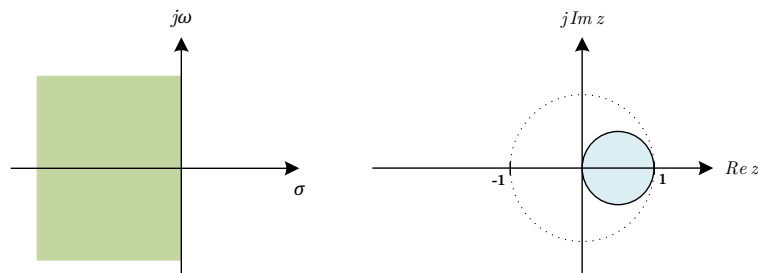


Figura D.10: Relació entre la zona d'estabilitat del pla s i la del pla z per a la transformació *backward Euler*

D.2.3 Transformació bilineal o trapezoïdal (Tustin)

S'aproxima la integral de $\dot{x}_c(\tau)$ per una rampa en l'interval $kT - (k + 1)T$ (figura D.11).

Així doncs, l'aproximació resulta

$$x_c((k + 1)T) - x_c(kT) = \int_{kT}^{(k+1)T} \dot{x}_c(\tau) d\tau \approx \frac{T[\dot{x}_c((k + 1)T) + \dot{x}_c(kT)]}{2} \quad (\text{D.13})$$

que es pot expressar com

$$zx_c(kT) - x_c(kT) = \frac{T}{2}(z + 1)sx_c(kT) \quad (\text{D.14})$$

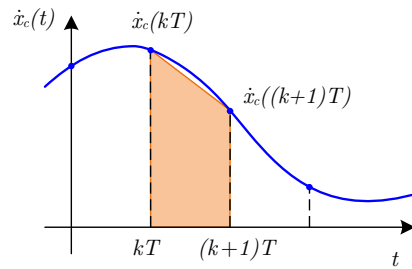


Figura D.11: Aproximació de la integral de $\dot{x}_c(\tau)$ utilitzant la transformació bilineal

i del qual s'obté la relació

$$s = \frac{2(z-1)}{T(z+1)} \quad (\text{D.15})$$

Com es mostra a la figura D.12, en aquest cas la zona estable del pla s queda traduïda exactament en el cercle unitari del pla z , assegurant l'estabilitat i a més assegurant que no hi haurà amortiment en el cas del controlador ressonant.

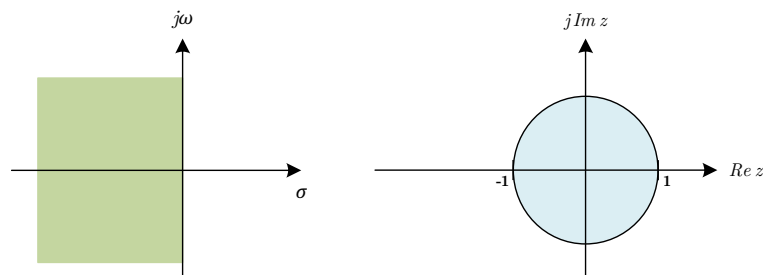


Figura D.12: Relació entre la zona d'estabilitat del pla s i la del pla z per a la transformació bilineal o trapezoïdal

D.3 Discretització del controlador PR

D.3.1 Discretització directa de la funció de transferència

En aquest apartat es detalla el desenvolupament matemàtic que condueix a cada una de les funcions de transferència discretitzades del controlador PR. Per a obtenir la mateixa forma que es mostra a la taula 3.2 del capítol 3 cal multiplicar el resultat final de cadascuna de les expressions següents per $h\omega_1$.

La discretització de $R_h(s)$ amb els mètodes per integració numèrica queda detallat a D.16 (*forward Euler*), D.17 (*backward Euler*), D.18 (Tustin) i D.19 (Tustin *prewarping*).

$$R_h^f(z) = \frac{\frac{z-1}{T_s}}{\left(\frac{z-1}{T_s}\right)^2 + h^2\omega_1^2} = \frac{\frac{z-1}{T_s}}{\frac{z^2-2z+1}{T_s^2} + h^2\omega_1^2} = T_s \frac{z-1}{z^2-2z+(h^2\omega_1^2 T_s^2+1)} \quad (\text{D.16})$$

$$R_h^b(z) = \frac{\frac{z-1}{zT_s}}{\left(\frac{z-1}{zT_s}\right)^2 + h^2\omega_1^2} = \frac{\frac{z-1}{zT_s}}{\frac{z^2-2z+1}{z^2 T_s^2} + h^2\omega_1^2} = T_s \frac{z^2-z}{(1+h^2\omega_1^2 T_s^2)z^2-2z+1} \quad (\text{D.17})$$

$$\begin{aligned} R_h^t(z) &= \frac{\frac{2}{T_s} \frac{z-1}{z+1}}{\left(\frac{2}{T_s} \frac{z-1}{z+1}\right)^2 + h^2\omega_1^2} = \frac{\frac{2}{T_s} \frac{z-1}{z+1}}{\frac{4z^2-4z+2}{T_s^2(z+1)^2} + h^2\omega_1^2} = \frac{2T_s(z+1)(z-1)}{4z^2-8z+4+T_s^2 h^2\omega_1^2(z+1)^2} \\ &= 2T_s \frac{z^2-1}{(h^2\omega_1^2 T_s^2+4)z^2+(2h^2\omega_1^2 T_s^2-8)z+(h^2\omega_1^2 T_s^2+4)} \end{aligned} \quad (\text{D.18})$$

$$\begin{aligned} R_h^{tp}(z) &= \frac{1}{h\omega_1} \frac{\tan\left(\frac{h\omega_1 T_s}{2}\right) \frac{z-1}{z+1}}{\left(\frac{z-1}{z+1}\right)^2 + \tan^2\left(\frac{h\omega_1 T_s}{2}\right)} = \frac{1}{h\omega_1} \frac{\tan\left(\frac{h\omega_1 T_s}{2}\right)(z-1)(z+1)}{(z-1)^2 + (z+1)^2 \tan^2\left(\frac{h\omega_1 T_s}{2}\right)} \\ &\stackrel{*}{=} \frac{\cos\left(\frac{h\omega_1 T_s}{2}\right) \sin\left(\frac{h\omega_1 T_s}{2}\right)(z-1)(z+1)}{\cos^2\left(\frac{h\omega_1 T_s}{2}\right)(z-1)^2 + \sin^2\left(\frac{h\omega_1 T_s}{2}\right)(z+1)^2} \\ &\stackrel{\dagger}{=} \frac{\sin(h\omega_1 T_s)}{2h\omega_1} \frac{(z-1)(z+1)}{\cos^2\left(\frac{h\omega_1 T_s}{2}\right)(z^2-2z+1) + \sin^2\left(\frac{h\omega_1 T_s}{2}\right)(z^2+2z+1)} \\ &= \frac{\sin(h\omega_1 T_s)}{2h\omega_1} \frac{z^2-1}{z^2-2z \cosh \omega_1 T_s + 1} \end{aligned} \quad (\text{D.19})$$

Pel que fa a les simulacions invariants, aquestes queden detallades a [D.20](#) (impuls invariant), [D.21](#) (mantenedor d'ordre zero) i [D.22](#) (mantenedor d'ordre u).

*Relació $\tan \alpha = \frac{\sin \alpha}{\cos \alpha}$

†Relació $\sin 2\alpha = 2 \sin \alpha \cos \alpha$

$$R_h^{imp}(z) = T_s \mathcal{Z}\left\{\mathcal{L}^{-1}\left[\frac{s}{s^2 + h^2\omega_1^2}\right]\right\} = T_s \mathcal{Z}[\cos(h\omega_1 t)] = T_s \frac{z^2 - z \cos(h\omega_1 T_s)}{z^2 - 2z \cos(h\omega_1 T_s) + 1} \quad (\text{D.20})$$

$$\begin{aligned} R_h^{zoh}(z) &= (1 - z^{-1}) \mathcal{Z}\left\{\mathcal{L}^{-1}\left[\frac{R_h(s)}{s}\right]\right\} = (1 - z^{-1}) \mathcal{Z}\left\{\mathcal{L}^{-1}\left[\frac{1}{s^2 + h^2\omega_1^2}\right]\right\} \\ &= \frac{z-1}{z} \mathcal{Z}\left[\frac{1}{h\omega_1 \sin(h\omega_1 t)}\right] = \frac{z-1}{h\omega_1 z} \frac{z \sin(h\omega_1 T_s)}{z^2 - 2z \cos(h\omega_1 T_s) + 1} \\ &= \frac{\sin(h\omega_1 T_s)}{h\omega_1} \frac{z-1}{z^2 - 2z \cos(h\omega_1 T_s) + 1} \end{aligned} \quad (\text{D.21})$$

$$\begin{aligned} R_h^{foh}(z) &= \frac{(1 - z^{-1})^2}{z^{-1} T_s} \mathcal{Z}\left\{\mathcal{L}^{-1}\left[\frac{R_h(s)}{s^2}\right]\right\} = \frac{(z-1)^2}{z T_s} \mathcal{Z}\left\{\mathcal{L}^{-1}\left[\frac{1}{s(s^2 + h^2\omega_1^2)}\right]\right\} \\ &= \frac{(z-1)^2}{z T_s} \mathcal{Z}\left[\frac{1}{h^2\omega_1^2} - \frac{1}{h^2\omega_1^2} \cos(h\omega_1 t)\right] \\ &= \frac{(z-1)^2}{z h^2\omega_1^2 T_s} \left[\frac{z}{z-1} - \frac{z^2 - z \cos(h\omega_1 T_s)}{z^2 - 2z \cos(h\omega_1 T_s) + 1}\right] \\ &= \frac{z-1}{h^2\omega_1^2 T_s} \frac{z(1 - \cos(h\omega_1 T_s)) + (1 - \cos(h\omega_1 T_s))}{z^2 - 2z \cos(h\omega_1 T_s) + 1} \\ &= \frac{1 - \cos(h\omega_1 T_s)}{h^2\omega_1^2 T_s} \frac{z^2 - 1}{z^2 - 2z \cos(h\omega_1 T_s) + 1} \end{aligned} \quad (\text{D.22})$$

Els pols de $R_h(s)$ són $s = jh\omega_1$ i $s = -jh\omega_1$, mentre que el seu zero és $s = 0$. Així doncs, els pols de la funció de transferència en temps discret utilitzant *zero-pole matching* (D.23) han de ser $z = e^{jh\omega_1 T_s}$ i $z = e^{-jh\omega_1 T_s}$, mentre que el zero serà $z = e^0 = 1$:

$$\begin{aligned} R_h^{zpm}(z) &= K_d \frac{z-1}{(z - e^{jh\omega_1 T_s})(z - e^{-jh\omega_1 T_s})} \\ &= K_d \frac{z-1}{[z - \cos(h\omega_1 T_s) - j \sin(h\omega_1 T_s)][z - \cos(h\omega_1 T_s) + j \sin(h\omega_1 T_s)]} \\ &= K_d \frac{z-1}{[z - \cos(h\omega_1 T_s)]^2 - [j \sin(h\omega_1 T_s)]^2} \\ &= K_d \frac{z-1}{z^2 + \cos^2(h\omega_1 T_s) - 2z \cos(h\omega_1 T_s) + \sin^2(h\omega_1 T_s)} \end{aligned} \quad (\text{D.23})$$

D.3.2 Discretització dels dos integradors per separat

En el model dels dos integradors del controlador ressonant presentat al capítol 3, es discretitza cada integrador pur prèviament, amb tots els possibles mètodes. Aquests mètodes queden reduïts a *forward Euler*, *backward Euler* i Tustin (no es considera Tustin amb la modificació *prewarping*). Això és degut a que els altres mètodes, aplicats a l'integrador pur, són equivalents a algun d'aquests tres:

- El ZOH és equivalent al *forward* Euler:

$$G_{1/s}^{zoh}(z) = (1 - z^{-1})\mathcal{Z}\left\{\mathcal{L}^{-1}\left[\frac{1/s}{s}\right]\right\} = \frac{z-1}{z} \frac{T_s z}{(z-1)^2} = \frac{T_s}{z-1} = G_{1/s}^f(z) \quad (\text{D.24})$$

- El FOH és equivalent al Tustin:

$$G_{1/s}^{foh} = \frac{(1 - z^{-1})^2}{z^{-1}T_s} \mathcal{Z}\left\{\mathcal{L}^{-1}\left[\frac{1/s}{s^2}\right]\right\} = \frac{(z-1)^2 T_s^2 z(z+1)}{zT_s 2(z-1)^3} = \frac{T_s(z+1)}{2(z-1)} = G_{1/s}^t \quad (\text{D.25})$$

- L'impuls invariant és equivalent al *backward* Euler:

$$G_{1/s}^{imp}(z) = T_s \mathcal{Z}\left\{\mathcal{L}^{-1}\left[\frac{1}{s}\right]\right\} = \frac{zT_s}{z-1} = G_{1/s}^b = G_{1/s}^b(z) \quad (\text{D.26})$$

- El *zero-pole matching* és equivalent al *forward* Euler. L'integrador pur té un pol a $s = 0$ i cap zero, per tant:

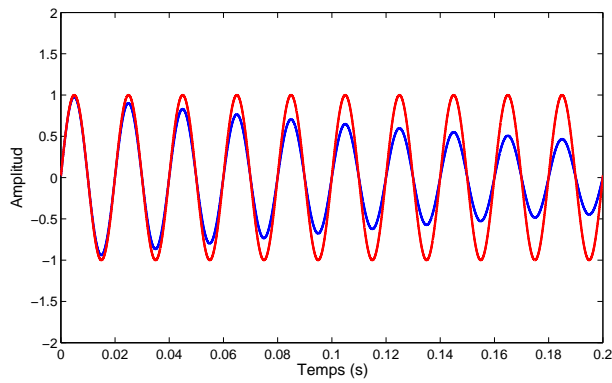
$$G_{1/s}^{zpm}(z) = K_d \frac{1}{z-1} \equiv G_{1/s}^f(z) \quad (\text{D.27})$$

De totes elles, 18 en total, hi ha dues parelles en què la funció de transferència és idèntica: La *backward-backward*+retard és igual a la *backward-forward*, i la *backward-forward*+retard és igual a la *forward-forward*.

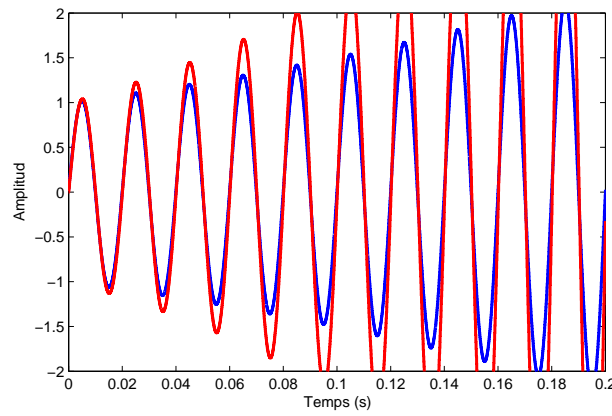
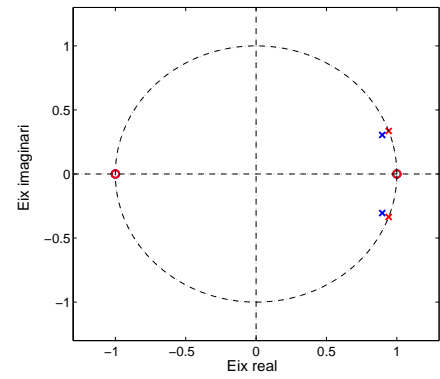
De les 16 combinacions possibles, només n'hi ha 4 que es consideraran vàlides, que corresponen a aquelles en què la resposta del controlador en llaç obert davant d'una entrada graó és equivalent a la del controlador en temps continu o, vist d'una altra manera, els pols del controlador es troben justament sobre el cercle unitari (figura D.13).

En els altres casos, els pols no es troben exactament sobre el cercle unitari. Aleshores, poden passar dues coses:

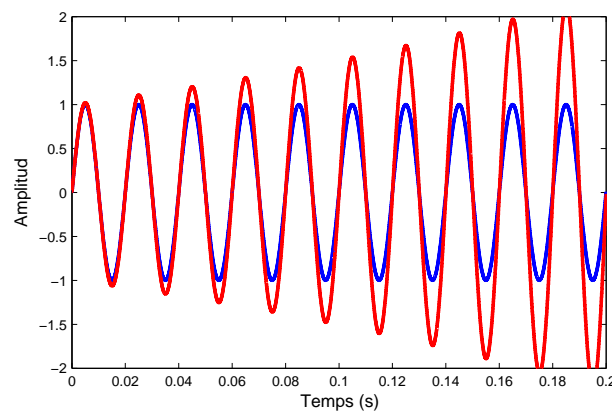
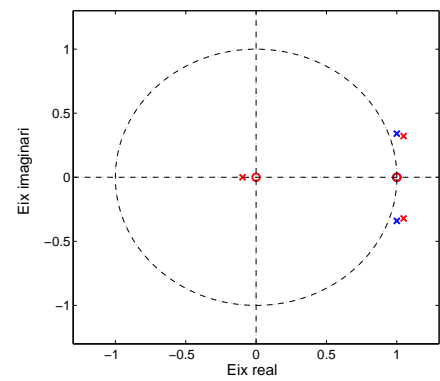
- La resposta és inestable, marxant cap a infinit. Correspon als casos en què els pols es troben lleugerament a l'exterior del cercle unitari.
- La resposta es va atenuant fins a zero. Correspon als casos en què els pols es troben lleugerament a l'interior del cercle unitari.



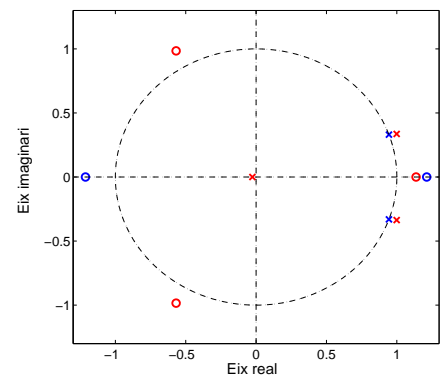
(a) $G_{R_h}^{b\&b}(z)$

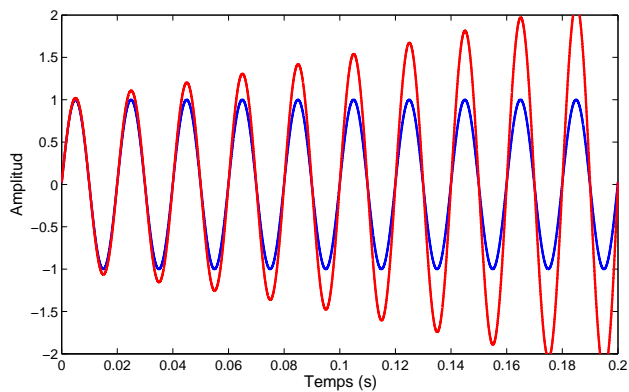


(b) $G_{R_h}^{f\&f}(z)$

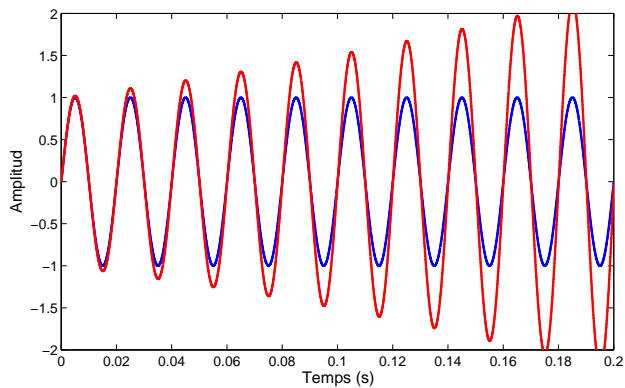
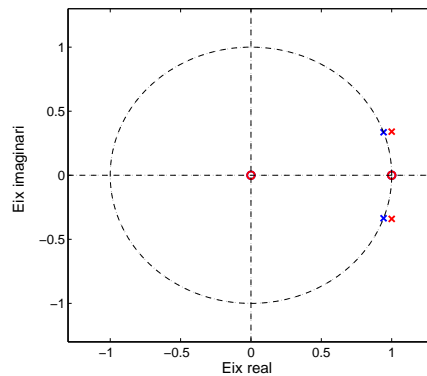


(c) $G_{R_h}^{t\&t}(z)$

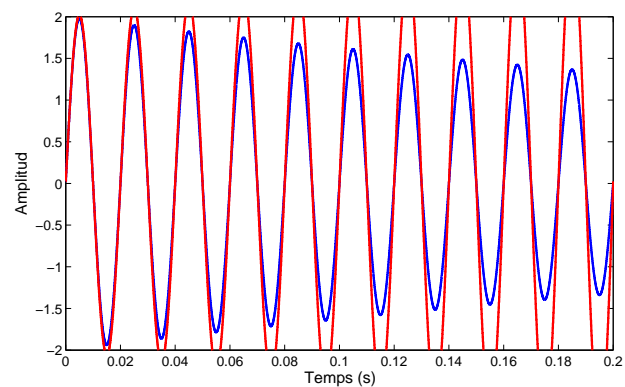
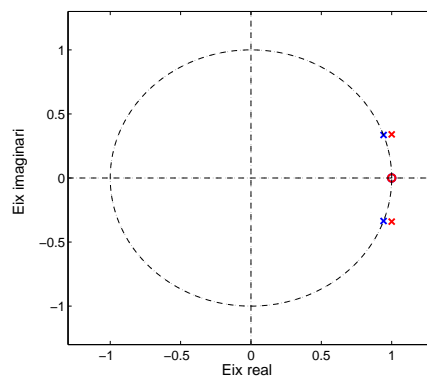




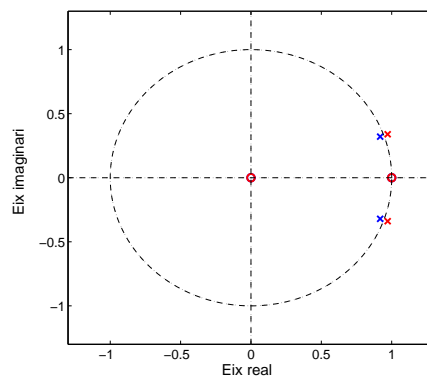
(d) $G_{R_h}^{b\&f}(z)$

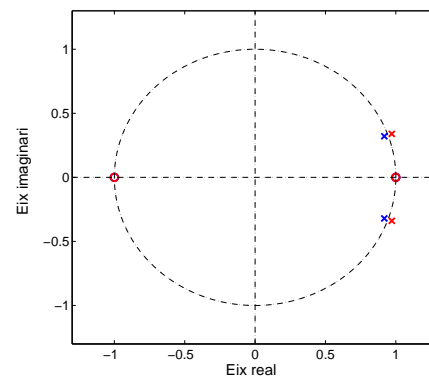
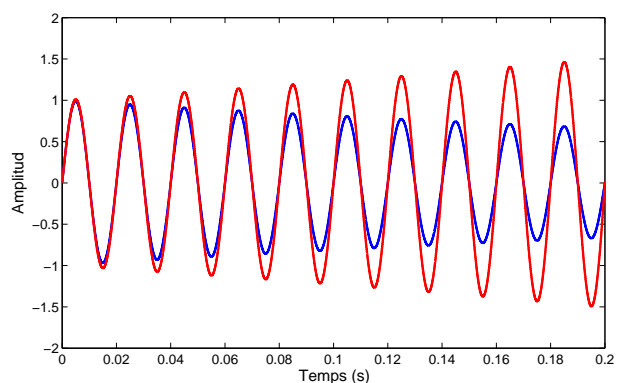


(e) $G_{R_h}^{f\&b}(z)$

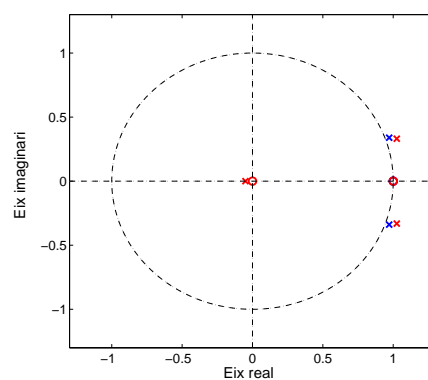
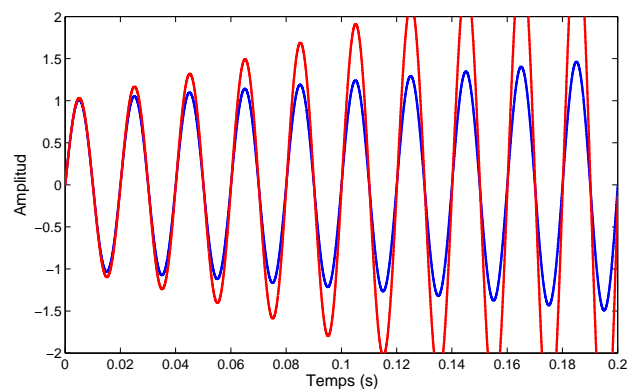


(f) $G_{R_h}^{b\&t}(z)$

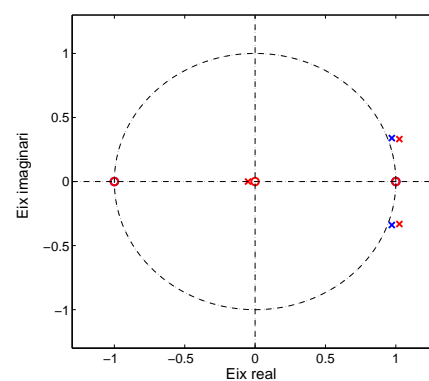
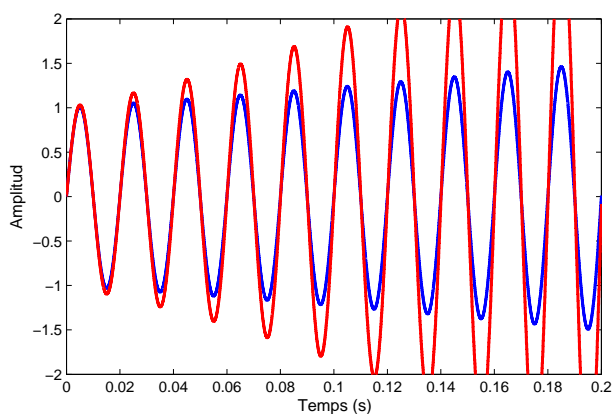




(g) $G_{R_h}^{t\&zb}(z)$



(h) $G_{R_h}^{f\&t}(z)$



(i) $G_{R_h}^{t\&f}(z)$

Figura D.13: A l'esquerra: resposta temporal en llaç obert, davant d'una entrada graó, dels controladors PR (integradors per separat) amb totes les combinacions, sintonitzats a 50 Hz. A la dreta: pols i zeros al pla z , sintonitzats a 650 Hz per fer més visible el desplaçament dels pols. Blau: sense retard a la realimentació, vermell: amb retard a la realimentació; $f_s = 12$ kHz.

Annex E

Modulació vectorial de tensions (SVM)

En un inversor en font de tensió, la modulació és el mecanisme utilitzat per a sintetitzar les tensions a la sortida d'aquest. De les diverses tècniques existents, l'escollida determinarà l'aprofitament del bus de contínua, la qualitat i linealitat de la tensió de sortida, l'arrissat del corrent i les pèrdues per commutació, principalment.

La SVM (*space-vector modulation*) és una tècnica avançada de síntesi de les tensions basada en la seva representació vectorial. És una tècnica d'implementació digital que donada la seva simplicitat ha arribat a ser molt popular en la modulació d'inversors, amb nombrosos estudis i publicacions [28]. Aquesta tècnica permet aprofitar el bus de contínua de manera més òptima i s'obtenen arrissats de commutació inferiors a altres opcions de modulació, com la clàssica SPWM (*sinusoidal pulse-width modulation*), basada en ona portadora.

En essència, aquesta tècnica es basa en la fluctuació de la tensió 0- n (figura E.1), de la mateixa manera que en el cas de les tècniques d'addició de senyals de seqüència homopolar a les referències originals, com la injecció de tercer harmònic, per exemple.

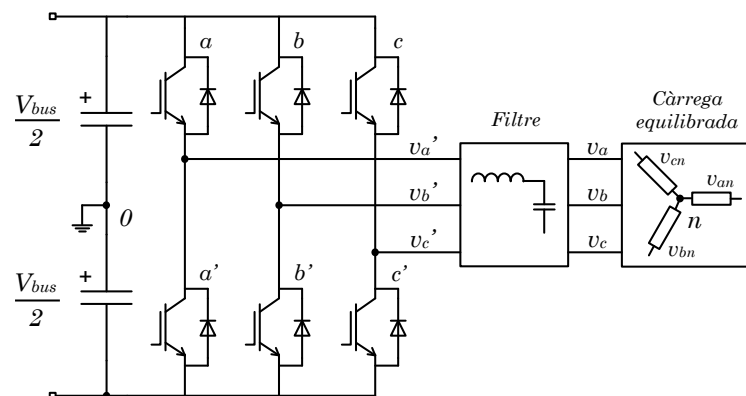


Figura E.1: Inversor de 3 branques

La interpretació de la SVM per a un inversor de 3 branques i 2 nivells (figura E.1) consisteix

en considerar els 8 estats possibles del convertidor (figura E.2), cadascun dels quals genera una terna de tensions a la sortida del mateix, que s'anomenen vectors generadors (taula E.1). Cadascun d'aquests estats es defineix mitjançant tres variables lògiques que fan referència als tres interruptors de potència superiors, indicant si estan oberts (0) o tancats (1), representant, alhora, els seus senyals de control. Els inferiors es troben obligatòriament en l'estat oposat per no curtcircuitar el bus.

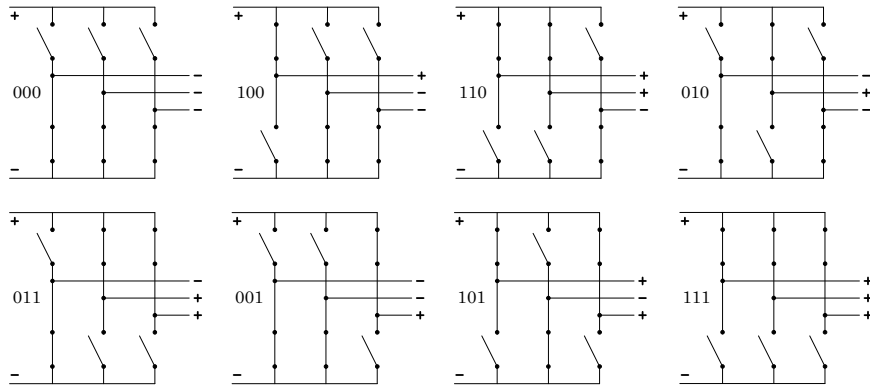


Figura E.2: Estats del convertidor de 3 branques

Vectors	U_{a-0}	U_{b-0}	U_{c-0}	U_{a-n}	U_{b-n}	U_{c-n}	U_{0-n}
V_0	$\frac{-V_{bus}}{2}$	$\frac{-V_{bus}}{2}$	$\frac{-V_{bus}}{2}$	0	0	0	$\frac{-V_{bus}}{2}$
V_1	$\frac{V_{bus}}{2}$	$\frac{-V_{bus}}{2}$	$\frac{-V_{bus}}{2}$	$\frac{2V_{bus}}{3}$	$\frac{-V_{bus}}{3}$	$\frac{-V_{bus}}{3}$	$\frac{-V_{bus}}{6}$
V_2	$\frac{V_{bus}}{2}$	$\frac{V_{bus}}{2}$	$\frac{-V_{bus}}{2}$	$\frac{V_{bus}}{3}$	$\frac{V_{bus}}{3}$	$\frac{-2V_{bus}}{3}$	$\frac{V_{bus}}{6}$
V_3	$\frac{-V_{bus}}{2}$	$\frac{V_{bus}}{2}$	$\frac{-V_{bus}}{2}$	$\frac{-V_{bus}}{3}$	$\frac{2V_{bus}}{3}$	$\frac{-V_{bus}}{3}$	$\frac{-V_{bus}}{6}$
V_4	$\frac{-V_{bus}}{2}$	$\frac{V_{bus}}{2}$	$\frac{V_{bus}}{2}$	$\frac{-2V_{bus}}{3}$	$\frac{V_{bus}}{3}$	$\frac{V_{bus}}{3}$	$\frac{V_{bus}}{6}$
V_5	$\frac{-V_{bus}}{2}$	$\frac{-V_{bus}}{2}$	$\frac{V_{bus}}{2}$	$\frac{-V_{bus}}{3}$	$\frac{-V_{bus}}{3}$	$\frac{2V_{bus}}{3}$	$\frac{-V_{bus}}{6}$
V_6	$\frac{V_{bus}}{2}$	$\frac{-V_{bus}}{2}$	$\frac{V_{bus}}{2}$	$\frac{V_{bus}}{3}$	$\frac{-2V_{bus}}{3}$	$\frac{V_{bus}}{3}$	$\frac{V_{bus}}{6}$
V_7	$\frac{V_{bus}}{2}$	$\frac{V_{bus}}{2}$	$\frac{V_{bus}}{2}$	0	0	0	$\frac{V_{bus}}{2}$

Taula E.1: Tensions per a cada vector generador

En cada instant de temps, el valor de les fases a - b - c haurà de ser assolit mitjançant una combinació dels 8 possibles estats. Si es calcula en cada instant el vector espacial de tensions, que és la suma vectorial del valor instantani de les tres fases a , b i c (figura E.3), aquest seguirà una trajectòria cíclica. En el cas d'un sistema sense component homopolar, aquesta trajectòria es troba sobre el pla χ i serà una el·lipse, excepte pel cas equilibrat, que serà un cercle.

Així doncs, el vector espacial pot ser representat amb només dues components. Aquestes seran α i β , obtingudes a partir de la transformada de Clarke (vegeu annex B). Es prescindeix, doncs, de la component γ i es treballa en un espai bidimensional en el qual el cub hi queda projectat, dibuixant un hexàgon. També hi queden projectats els vectors generadors,

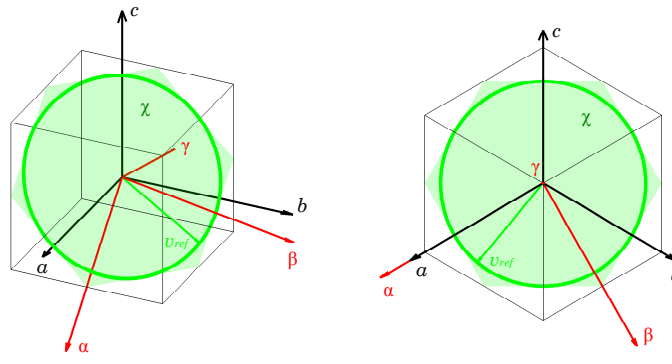


Figura E.3: Trajectòria del vector espacial d'un sistema trifàsic equilibrat

dos dels quals passen a ser nuls donat que es troben sobre l'eix γ (figura E.4).

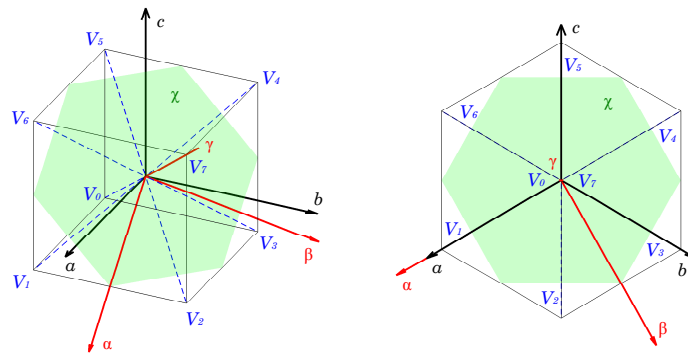


Figura E.4: Sistema de coordenades a - b - c i α - β (transformació de Clarke). Vectors generadors pel convertidor de 3 branques (blau).

En funció del sector de l'hexàgon on es trobi el vector, aquest podrà ser sintetitzat aplicant els dos vectors generadors adjacents (figura E.5). El temps d'aplicació dependrà de l'amplitud i l'angle d'aquest vector i el temps restant caldrà repartir-lo entre els dos vectors nuls. És habitual repartir el temps de manera equitativa i fer-ne una seqüència simètrica per tal d'obtenir els resultats més òptims [28].

Com s'ha vist al capítol 2, en el cas de no tenir el punt mig del bus accessible es pot afegir una quarta branca per a connectar-hi neutre. La tècnica de modulació més habitual per a controlar aquesta nova branca és el 3D-SVM [28], que consisteix en utilitzar la tercera dimensió enlloc de limitar-se a pla, obtenint aleshores un prisma hexagonal amb 16 sectors, complicant relativament l'algorisme.

En aquest projecte, però, s'ha utilitzat una extensió del SVM de 3 branques per a 4 branques, més senzilla, que també ha demostrat donar bons resultats.

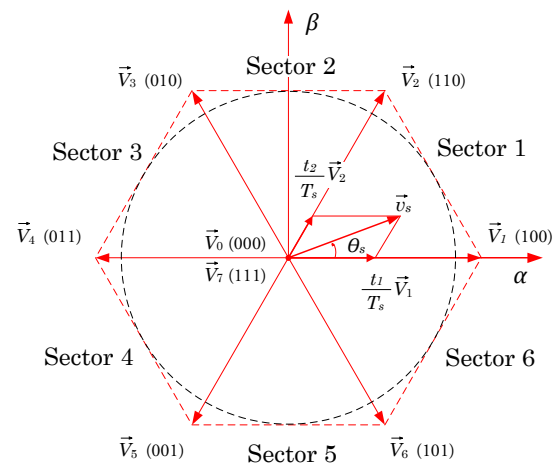


Figura E.5: Representació vectorial de les tensions de l'inversor de 3 branques

Annex F

La corba ITIC

La corba ITIC (figura F.1) va ser dissenyada per l'*Information Technology Industry Council* l'any 1994, originalment per analitzar el comportament d'equips informàtics a 120 V i 60 Hz davant pertorbacions a la xarxa elèctrica.

És habitual, però, la seva extrapolació per a diversos equips electrònics, encara que no treballin exactament a aquesta tensió i freqüència, i sovint s'utilitza com a referència.

Aquesta corba dóna els valors màxims assumibles tant en règim transitori com estacionari. Cal, llavors, que totes les situacions anòmales transitòries estiguin situades a la zona delimitada per la corba, i també que en règim estacionari no hi hagi més d'un 10% d'error. En cas contrari, és probable que l'equip no funcioni adequadament i, fins i tot, es podria arribar a malmetre en cas d'entrar a la zona prohibida.

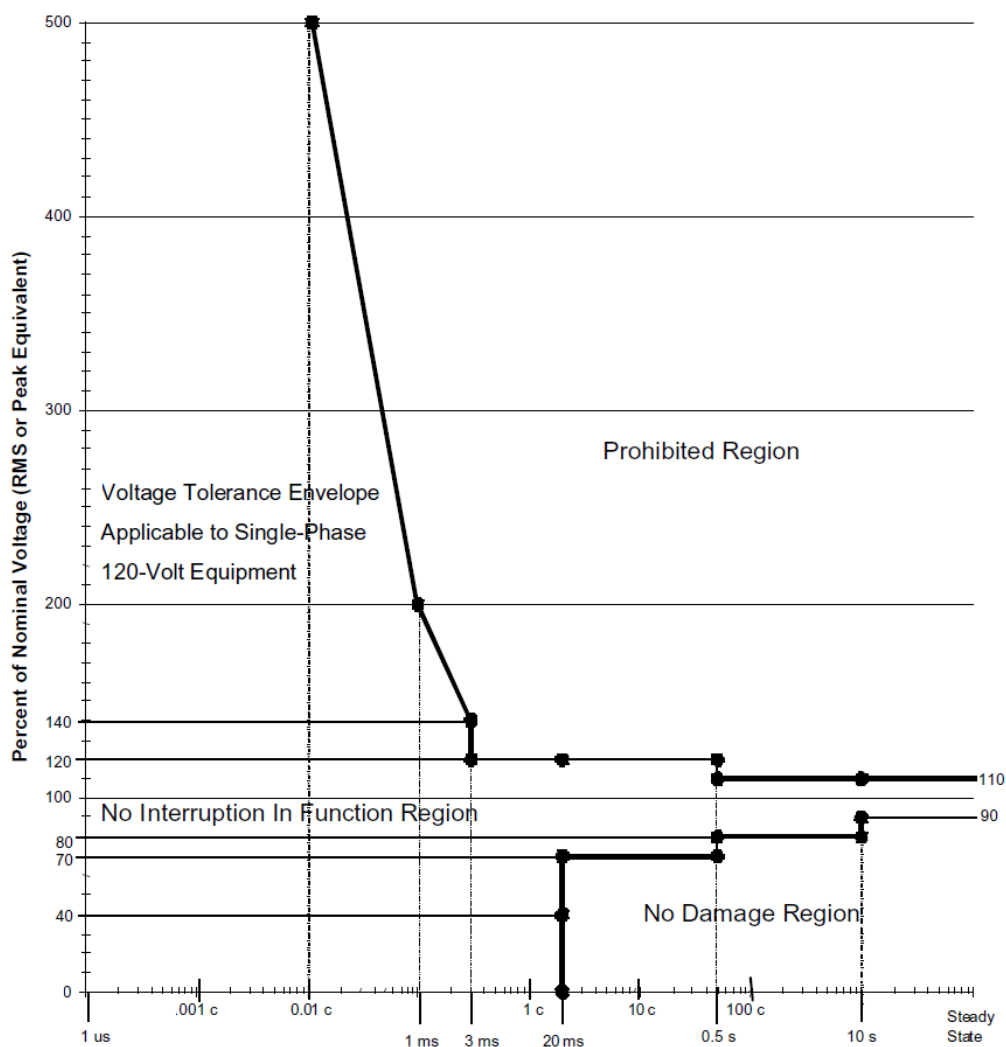


Figura F.1: Corba ITIC. Font: [2]

Annex G

Format IQ: Rang i resolució

Quan es treballa en coma fixa, cal determinar quins bits es destinen a la part entera i quins a la part decimal, en funció de les necessitats. Es tracta sempre d'un compromís entre rang de valors a representar i precisió d'aquests valors. A la taula G.1 es mostren aquestes característiques per a cada cas.

Data Type	Range		Resolution/Precision
	Min	Max	
iq30	-2	1.999 999 999	0.000 000 001
iq29	-4	3.999 999 998	0.000 000 002
iq28	-8	7.999 999 996	0.000 000 004
iq27	-16	15.999 999 993	0.000 000 007
iq26	-32	31.999 999 985	0.000 000 015
iq25	-64	63.999 999 970	0.000 000 030
iq24	-128	127.999 999 940	0.000 000 060
iq23	-256	255.999 999 981	0.000 000 119
iq22	-512	511.999 999 762	0.000 000 238
iq21	-1024	1023.999 999 523	0.000 000 477
iq20	-2048	2047.999 999 046	0.000 000 954
iq19	-4096	4095.999 998 093	0.000 001 907
iq18	-8192	8191.999 996 185	0.000 003 815
iq17	-16384	16383.999 992 371	0.000 007 629
iq16	-32768	32767.999 984 741	0.000 015 259
iq15	-65536	65535.999 969 482	0.000 030 518
iq14	-131072	131071.999 938 965	0.000 061 035
iq13	-262144	262143.999 877 930	0.000 122 070
iq12	-524288	524287.999 755 859	0.000 244 141
iq11	-1048576	1048575.999 511 719	0.000 488 281
iq10	-2097152	2097151.999 023 437	0.000 976 563
iq9	-4194304	4194303.998 046 875	0.001 953 125
iq8	-8388608	8388607.996 093 750	0.003 906 250
iq7	-16777216	16777215.992 187 500	0.007 812 500
iq6	-33554432	33554431.984 375 000	0.015 625 000
iq5	-67108864	67108863.968 750 000	0.031 250 000
iq4	-134217728	134217727.937 500 000	0.062 500 000
iq3	-268435456	268435455.875 000 000	0.125 000 000
iq2	-536870912	536870911.750 000 000	0.250 000 000
iq1	-1073741824	1 073741823.500 000 000	0.500 000 000

Figura G.1: Rang de valors i precisió del format en coma fixa per a registres de 32 bits. El nombre d'IQ fa referència als bits de la part decimal. Font: [3]

Annex H

Càlculs del mòdul i angle dels sots ABC

En aquest apartat es detallen els càlculs, en mòdul i angle, dels sots de tipus C, D, F i G a partir de la seva forma cartesiana (capítol 1, figura 1.3). Per a la resta de sots no és necessari fer cap càlcul. Per al càlcul dels angles s'ha treballat en valors per unitat respecte la tensió base. La tensió després del sot s'indica com v_{sot} (vegeu figura H.1).

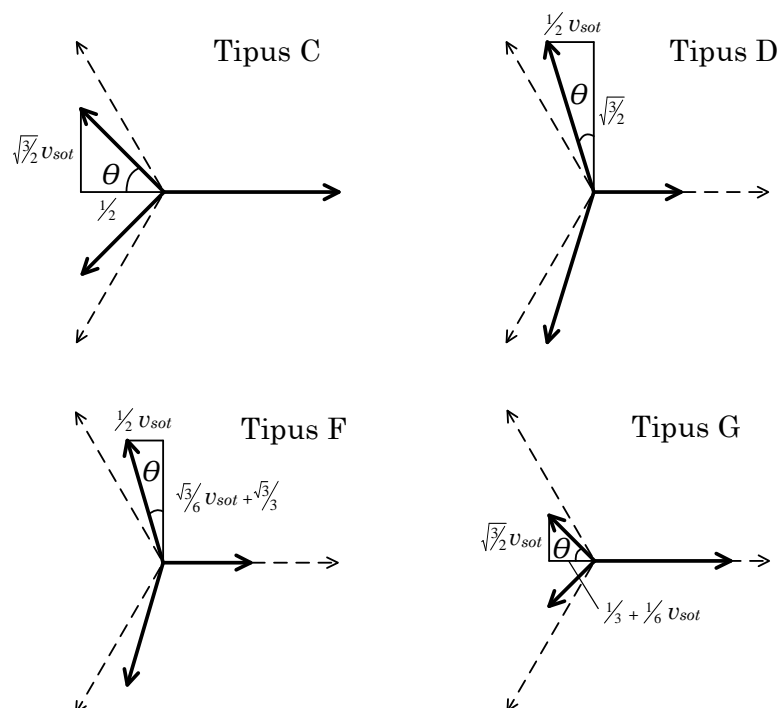


Figura H.1: Sots de tipus C, D, F i G, amb les magnituds en pu

Sot de tipus C

$$|V_b| = |V_c| = \sqrt{\left(\frac{1}{2}V_{base}\right)^2 + \left(\frac{\sqrt{3}}{2}V_{sot}\right)^2} = \sqrt{\frac{1}{4}V_{base}^2 + \frac{3}{4}V_{sot}^2} \quad (\text{H.1})$$

$$\varphi_{b,c} = \pm \left(\pi + \tan^{-1} \left(\frac{\frac{\sqrt{3}}{2}v_{sot}}{\frac{1}{2}} \right) \right) = \pm \left(\pi + \tan^{-1} (\sqrt{3}v_{sot}) \right) \quad (\text{H.2})$$

Sot de tipus D

$$|V_b| = |V_c| = \sqrt{\left(\frac{1}{2}V_{base}\right)^2 + \left(\frac{\sqrt{3}}{2}V_{sot}\right)^2} = \sqrt{\frac{1}{4}V_{sot}^2 + \frac{3}{4}V_{base}^2} \quad (\text{H.3})$$

$$\varphi_{b,c} = \pm \left(-\frac{\pi}{2} - \tan^{-1} \left(\frac{\frac{1}{2}v_{sot}}{\frac{\sqrt{3}}{2}} \right) \right) = \pm \left(-\frac{\pi}{2} - \tan^{-1} \left(\frac{v_{sot}}{\sqrt{3}} \right) \right) \quad (\text{H.4})$$

Sot de tipus F

$$|V_b| = |V_c| = \sqrt{\left(\frac{1}{2}V_{sot}\right)^2 + \left(\frac{\sqrt{3}}{6}V_{sot} + \frac{\sqrt{3}}{3}V_{base}\right)^2} \quad (\text{H.5})$$

$$\varphi_{b,c} = \pm \left(-\frac{\pi}{2} - \tan^{-1} \left(\frac{\frac{1}{2}v_{sot}}{\frac{\sqrt{3}}{6}v_{sot} + \frac{\sqrt{3}}{3}} \right) \right) = \pm \left(-\frac{\pi}{2} - \tan^{-1} \left(\frac{3v_{sot}}{\sqrt{3}(2 + v_{sot})} \right) \right) \quad (\text{H.6})$$

Sot de tipus G

$$|V_b| = |V_c| = \sqrt{\left(\frac{1}{3}V_{base} + \frac{1}{6}V_{sot}\right)^2 + \left(\frac{\sqrt{3}}{2}V_{sot}\right)^2} \quad (\text{H.7})$$

$$\varphi_{b,c} = \pi \pm \tan^{-1} \left(\frac{\frac{\sqrt{3}}{2}v_{sot}}{\frac{1}{3} + \frac{1}{6}v_{sot}} \right) = \pi \pm \tan^{-1} \left(\frac{3\sqrt{3}v_{sot}}{2 + v_{sot}} \right) \quad (\text{H.8})$$

Annex I

Fotografies de l'equip utilitzat

En aquest apartat es presenten les fotografies de l'equip utilitzat en la part experimental. A la figura I.1 es mostren els equips i la seva disposició en el lloc de treball.

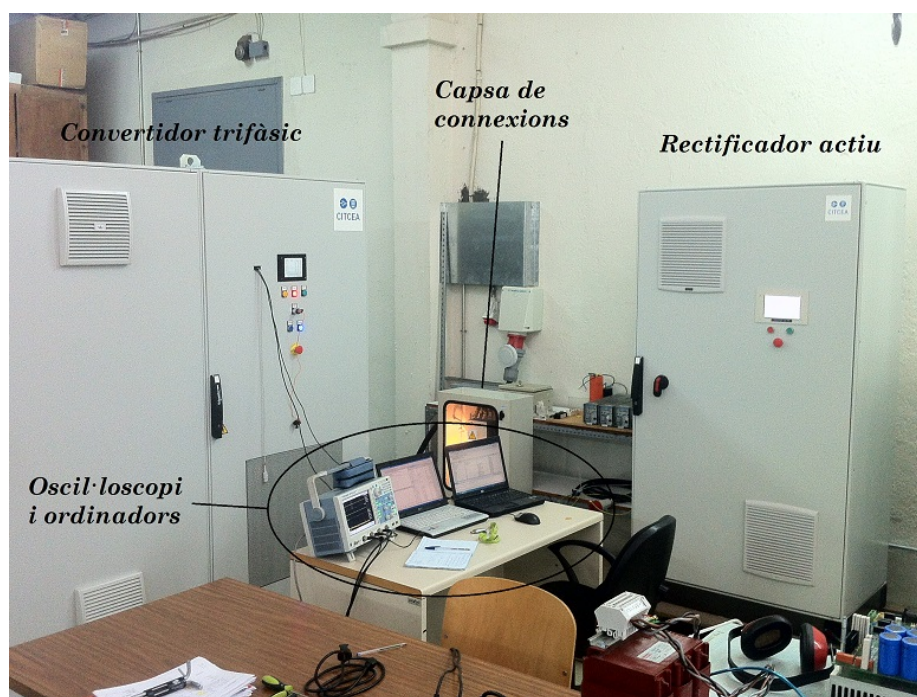


Figura I.1: Lloc de treball

El convertidor trifàsic (figura I.2) està format per tres compartiments separats. El primer és l'armari amb l'aparamenta elèctrica (contactors, relés, fusibles...) i es pot veure obert a la figura I.3. Al compartiment central (figura I.4) s'hi troben els filtres L de l'etapa DC/DC i també el filtre LC de la sortida de l'inversor. Els transformadors d'aïllament estan situats darrera del convertidor. Finalment, al tercer compartiment (figura I.5) s'hi troba l'electrònica de potència (bus de contínua, IGBTs, drivers...) i les plaques de control.



Figura I.2: Convertidor trifàsic *Lisi*

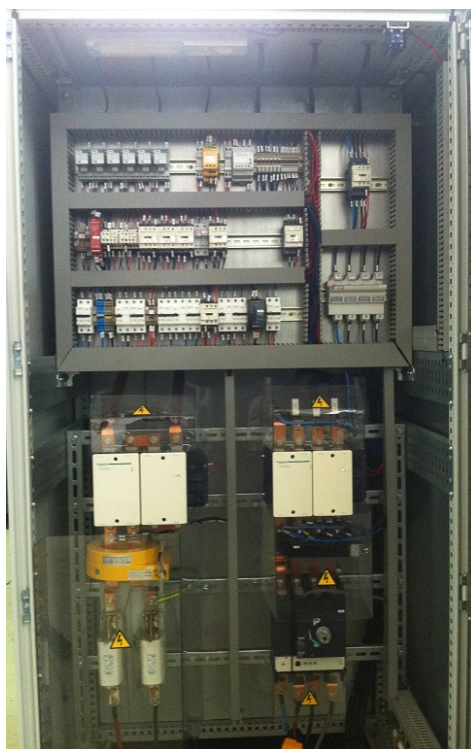


Figura I.3: Primer compartiment del convertidor trifàsic



Figura I.4: Segon compartiment del convertidor trifàsic



Figura I.5: Tercer compartiment del convertidor trifàsic

Les dues plaques de control (situades dins el tercer compartiment) es mostren a la figura I.6.

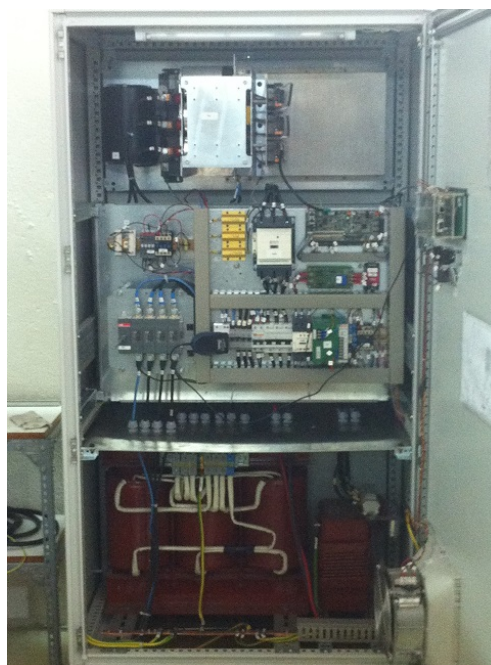


Figura I.6: Plaques de control

A la figura I.7 es pot veure el rectificador actiu, encarregat d'emular el medi d'emmagatzemament (sense comportar-se exactament com una bateria).



(a) Armari tancat



(b) Armari obert

Figura I.7: Rectificador actiu QV_{cea}

A la figura I.8 es mostra la caps de connexions, que s'encarrega d'interconnectar els elements que conformen la plataforma experimental.

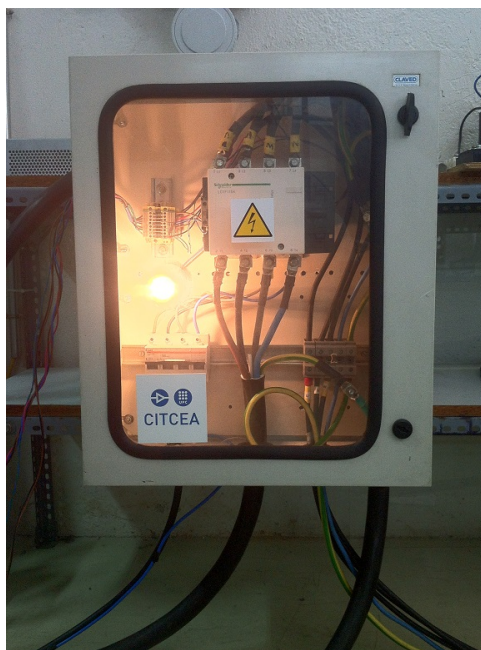


Figura I.8: Capsa de connexions

A la figura I.9 apareix l'armari de resistències utilitzat en les proves com a càrrega resistiva pura.



Figura I.9: Armari de resistències utilitzat com a càrrega

A la figura I.10 es mostra la càrrega no lineal muntada a partir de diodes, resistències i condensadors.



Figura I.10: Càrrega no lineal de referència

Finalment, a la figura I.11 es pot veure l'oscil·loscopi digital utilitzat, de la marca Yokogawa model DL9040. Es tracta d'un oscil·loscopi de 4 canals.

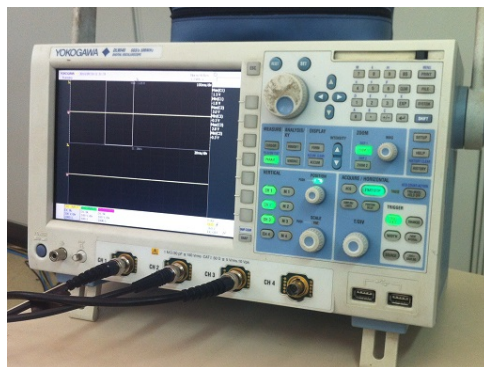


Figura I.11: Oscil·loscopi Yokogawa DL9040

Bibliografia

- [1] Herzio Soluciones para la Calidad de la Energía, S.L. *Calidad y eficiencia en la energía eléctrica. Análisis de potencia, armónicos y perturbaciones de red en sistemas trifásicos de distribución*. 7, 24, 28
- [2] ITIC curve Application Note. Technical report, Information Technology Industry Council, 2000. 10, 130
- [3] Texas Instruments. *C28x IQmath Library, Module user's Guide (SPRC990)*, June 2010. 10, 131
- [4] UNE-EN 50160. Características de la tensión suministrada por las redes generales de distribución, gener 2001. 11, 23, 24, 33
- [5] M. Bollen. *Understanding power quality problems: Voltage sags and interruptions*. 2000. 29
- [6] R. Teodorescu, M. Liserre, and P. Rodríguez. *Grid converters for photovoltaic and wind power systems*. Wiley, 2011. 30, 113
- [7] A. Yazdani and R. Iravani. *Voltage-Sourced Converters for Power Systems. Modelling, control and applications*. Wiley, 2010. 39
- [8] R. Zhang. *High performance power converter systems for nonlinear and unbalanced load/source*. PhD thesis, Virginia Polytechnic Institute, 1998. 39
- [9] T. Abeyasekera, C. Mark Johnson, D. J. Atkinson, and M. Armstrong. Suppression of line voltage related distortion in current controlled grid connected inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 20(6), November 2005. 41
- [10] J. Dannehl, C. Wessels, and F. Wilhelm Fuchs. Limitations of voltage-oriented PI current control of grid-connected PWM rectifier with LCL filters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(2), February 2009. 41
- [11] A. G. Yepes. *Digital resonant current controllers for Voltage Source Converters*. PhD thesis, Universidad de Vigo, 2011. 42, 46, 47, 48, 50, 51, 52, 58, 62
- [12] P. Channegowda and V. John. Filter optimization for grid interactive voltage source inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 57(12):4106–4114, 2010. 43

- [13] M. Liserre, F. Blaabjerg, and S. Hansen. Design and control of an LCL-filter-based three-phase active rectifier. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 41(5):1281–1291, 2005. 43
- [14] Y.A.-R.I. Mohamed. Mitigation of dynamic, unbalanced, and harmonic voltage disturbances using grid-connected inverters with LCL filter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58(9):3914–3924, 2011. 43
- [15] F. J. Rodríguez, E. Bueno, M. Aredes, L. G. B. Rolim, F. A. S. Neves, and M. C. Cavalcanti. Discrete-time implementation of second order generalized integrators for grid converters. *Industrial Electronics Conference, IEEE 34th*, 1:176–181, 2008. 46, 48
- [16] R. Bojoi, L.R. Limongi, D. Ruiu, and A. Teconi. Frequency-domain analysis of resonant current controllers for active power conditioners. *Industrial Electronics Conference, IEEE 34th*, 1:3141–3148, 2008. 46, 50
- [17] F. Briz, M. W. Degner, and R. D. Lorenz. Analysis and design of current regulators using complex vectors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 36:817–826, 2000. 46
- [18] X. Yuan, J. Allmeling, W. Merk, and H. Stemmler. Stationary frame generalized integrators for current control of active power filters with zero steady state error for current harmonics of concern under unbalanced and distorted operation conditions. *IEEE Industry Applications Conference*, 4:2143–2150, 2000. 46, 56
- [19] U.A. Miranda, M. Aredes, and L.G.B. Rolim. A DQ synchronous reference frame current control for single-phase converters. *Power Electronics Specialists Conference, IEEE 36th*, 1:1377–1381, 2005. 46
- [20] L. Limongi, R. Bojoi, G. Griva, and A. Tenconi. Digital current-control schemes. *Industrial Electronics Magazine, IEEE*, 3:20–31, 2009. 46, 58
- [21] Shoji Fukuda and Takehito Yoda. A novel current-tracking method for active filters based on a sinusoidal internal model. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 37:888–895, 2001. 47
- [22] Daniel Nahum Zmood and Donald Grahame Holmes. Stationary frame current regulation of PWM inverters with zero steady-state error. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 18:814–823, 2003. 47
- [23] C. Lascu, L. Asiminoaei, I. Boldea, and F. Blaabjerg. High performance current controller for selective harmonic compensation in active power filters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 22:1826–1836, 2007. 50
- [24] F. Luis Pagola. Control digital. Universidad Pontificia de Comillas. 51
- [25] S. Buso and P. Mattavelli. *Digital Control in Power Electronics*. Morgan & Claypool, 2006. 62
- [26] Benjamin C. Kuo. *Sistemas de control digital*. Saunders College Publishing, 2 edition, 2007. 63, 69

- [27] Ricard Villà. Dinàmica de sistemes. Universitat Politècnica de Catalunya, 2010. [67](#), [68](#)
- [28] P. Rodríguez. *Aportaciones a los acondicionadores activos de corriente en derivación para redes trifásicas de cuatro hilos*. PhD thesis, UPC, 2005. [125](#), [127](#)