

# Resum

En aquest projecte es presenta el disseny, la implementació i la validació d'una plataforma experimental per al desenvolupament de simulacions utilitzant la tècnica PHIL (*Power Hardware in the Loop*).

Una simulació PHIL consisteix en modelar i simular un sistema elèctric en temps real mitjançant programari específic i afegir-hi en un dels seus nodes un element real on els resultats de la simulació hi seran emulats. Al mateix temps, el comportament mesurat en aquest component serà incorporat a la següent iteració de la simulació, tancant el llaç. La principal aplicació d'aquest tipus d'estudi és saber com afecten les possibles contingències que es poden produir en una xarxa elèctrica sobre un component del qual no es disposa d'un model matemàtic conegut i, al mateix temps, veure l'efecte que aquest element tindrà sobre la resta del sistema.

Per tal de poder implementar aquesta plataforma s'ha de simular un sistema elèctric en temps real per obtenir i enviar les condicions que s'hauran d'aplicar sobre el component real. En aquest projecte s'ha utilitzat el *Power Systems Simulation for Engineering* (PSS<sup>®</sup>E) per a la simulació i el protocol TCP/IP sobre *ethernet* per enviar les dades. Al mateix temps, s'han d'utilitzar convertidors d'electrònica de potència que, amb un control dissenyat adequadament, seran capaços de sintetitzar la tensió rebuda de la simulació. En aquest cas s'ha utilitzat un equip de dos convertidors VSC (*Voltage Source Converter*) de 10 kVA de potència nominal en configuració *back-to-back*.

En aquest projecte, a més a més de fer-se un estudi previ de les simulacions PHIL i dels seus principals components, s'han estudiat els convertidors de potència que cal emprar així com el disseny del seu control mitjançant simulacions amb el programari Matlab Simulink<sup>®</sup>. Finalment, s'ha implementat una plataforma experimental on s'han comprovat els resultats obtinguts a partir de l'estudi previ i s'han executat simulacions PHIL per comprovar-ne el seu correcte funcionament i el seu potencial per a futurs estudis.



# Índex

<b>Resum</b>	<b>1</b>
<b>Glossari</b>	<b>13</b>
<b>Prefaci</b>	<b>17</b>
<b>Introducció</b>	<b>19</b>
<b>1 Simulacions <i>Power Hardware in the Loop</i></b>	<b>21</b>
1.1 Introducció . . . . .	21
1.2 Components d'una simulació HIL . . . . .	21
1.3 Diferències entre el <i>Power Hardware in the Loop</i> i el <i>Control Hardware in the Loop</i>	22
1.4 Aplicacions de les simulacions PHIL . . . . .	22
1.4.1 Estudis d'integració de generació distribuïda . . . . .	23
1.4.2 Estudi de microxarxes . . . . .	24
<b>2 Simulació d'un sistema en temps real</b>	<b>27</b>
2.1 Introducció . . . . .	27
2.2 <i>Power Systems Simulation for Engineering</i> (PSS <sup>®</sup> E) . . . . .	28
2.2.1 Característiques generals . . . . .	29
2.2.2 Mètode de solució dinàmica . . . . .	29
2.3 Solució en temps real . . . . .	30
2.3.1 Anàlisi dels paràmetres de la simulació en temps real . . . . .	31
<b>3 Algoritme d'intercanvi de dades del PHIL</b>	<b>37</b>
3.1 Algoritme d'Interfície . . . . .	38
3.2 Anàlisi i comparació de metodologies . . . . .	39

3.2.1	Model de transformador ideal ( <i>Ideal Transformer Model</i> ) . . . . .	39
3.2.2	Aproximació variable de primer ordre ( <i>Time-variant First-Order Approximation</i> ) . . . . .	39
3.2.3	Model de línia de transmissió ( <i>Transmission Line Model</i> ) . . . . .	40
3.2.4	Duplicació Parcial del circuit ( <i>Partial Circuit Duplication</i> ) . . . . .	41
3.2.5	Mètode d'impedància d'amortiment ( <i>Damping Impedance Method</i> ) . . . . .	42
3.3	Elecció del IA . . . . .	43
<b>4</b>	<b>Especificacions dels convertidors</b>	<b>45</b>
4.1	Tipologia dels convertidors . . . . .	45
4.2	Modelització del convertidors . . . . .	46
4.3	Sistema utilitzat en la plataforma experimental . . . . .	47
4.3.1	Filtres etapa trifàsica . . . . .	48
<b>5</b>	<b>Control dels convertidors</b>	<b>51</b>
5.1	Sistemes de control . . . . .	51
5.1.1	Sistema de referència síncron . . . . .	51
5.1.2	Controlador ressonant . . . . .	52
5.2	Convertidor Xarxa . . . . .	54
5.2.1	PLL ( <i>Phase Locked Loop</i> ) . . . . .	55
5.2.2	Llaç de corrent . . . . .	57
5.2.3	Regulador de la tensió del bus DC . . . . .	59
5.3	Convertidor HUT . . . . .	62
5.3.1	Llaç de corrent . . . . .	63
5.3.2	Llaç de tensió . . . . .	64
<b>6</b>	<b>Plataforma experimental</b>	<b>69</b>
6.1	Muntatge complet . . . . .	69
6.2	Comunicacions entre els elements . . . . .	70
6.3	Funcionament general . . . . .	71
6.3.1	Càrrega bus DC . . . . .	72

Disseny i implementació d'una plataforma experimental per al desenvolupament de simulacions Power Hardware in the Loop	5
<b>7 Resultats experimentals</b>	<b>75</b>
7.1 Introducció	75
7.2 Validació del control dels convertidors	75
7.2.1 Convertidor Xarxa	75
7.2.2 Convertidor HUT	77
7.3 Sistema PHIL complet	79
7.3.1 Simulació d'una màquina síncrona	79
7.3.2 Simulació del comportament d'una microxarxa	84
<b>Conclusions</b>	<b>89</b>
<b>Agraïments</b>	<b>91</b>
<b>A Impacte ambiental</b>	<b>93</b>
A.1 RoHS	93
A.2 RAEE	94
<b>B Pressupost</b>	<b>95</b>
B.1 Recursos humans	95
B.2 Recursos materials i I+D	95
B.3 Cost total	96
<b>C Transformades de Park i Clarke</b>	<b>99</b>
C.1 Transformada de Park	99
C.2 Transformada de Clarke	100
<b>D Comunicacions</b>	<b>101</b>
D.1 Introducció	101
D.2 Bus SPI	101
D.3 Model de referència de capes OSI	102
D.3.1 Bus CAN	103
D.3.2 Protocol TCP/IP	103
<b>E Modulació Vectorial de les tensions</b>	<b>107</b>
E.1 Introducció	107
E.2 <i>Space Vector Pulse Width Modulation</i>	107

<b>F</b>	<b>Mètodes de discretització</b>	<b>111</b>
F.1	Transformada bilineal . . . . .	111
F.2	Discretització del PR . . . . .	111
<b>G</b>	<b>Fotografies de l'equip utilitzat</b>	<b>113</b>
	<b>Bibliografia</b>	<b>117</b>

# Índex de figures

1.1	Components principals d'una simulació HIL . . . . .	22
1.2	Diferències entre un sistema CHIL i un sistema PHIL . . . . .	23
1.3	P.O. 12.3 de REE: Requeriments de resposta front a sots de tensió per a instal·lacions eòliques . . . . .	24
1.4	Potència activa màxima a injectar respecte la disponible en funció de la freqüència del punt de connexió imposat per la normativa VDE-AR-N 4105 . . . . .	24
1.5	Aplicació d'una simulació PHIL per al sistema elèctric de potència SAVNW del PSS <sup>®</sup> E. . . . .	25
1.6	Aplicació d'una simulació PHIL per al estudi del comportament d'una microxarxa. . . . .	26
2.1	Comparativa entre la mesura RMS d'una senyal i el seu valor instantani en diferents situacions. . . . .	28
2.2	Esquema de la metodologia interna del PSS <sup>®</sup> E per a la solució de casos dinàmics. . . . .	30
2.3	Esquema de la metodologia de funcionament en temps real. . . . .	31
2.4	Temps d'execució del procés de simulació per a diferents valors de $\delta_s$ . . . . .	32
2.5	Temps d'execució del procés de simulació per a $\delta_s = 1\text{ms}$ . . . . .	32
2.6	Temps d'execució dels processos de tractament i enviament de dades per a diferents valors de $\delta_s$ . . . . .	33
2.7	Temps d'execució dels processos de tractament i enviament de dades per a $\delta_s = 1\text{ms}$ . . . . .	33
2.8	Esquema de la metodologia de funcionament temps real. . . . .	34
3.1	Pertorbacions que poden afectar a una simulació PHIL. . . . .	37
3.2	Esquema de funcionament d'una primera variant d'un IA. . . . .	38
3.3	Esquema de funcionament d'una segona variant d'un IA. . . . .	39
3.4	Esquema de funcionament de la tècnica TFA. . . . .	40
3.5	Configuració del TLM per a una simulació PHIL. . . . .	41

3.6	Esquema de funcionament del PCD per a una simulació PHIL. . . . .	41
3.7	Configuració del TLM per a una simulació PHIL. . . . .	42
4.1	Esquema de les configuracions VSC i CSC dels convertidors AC-DC . . . . .	46
4.2	Convertidor trifàsic de dos nivells i equivalent simplificat. . . . .	46
4.3	Representació general de la interconnexió de potència utilitzada. . . . .	47
4.4	Representació monofàsica d'un sistema amb VSC amb un filtre L. . . . .	48
4.5	Representació monofàsica d'un sistema amb VSC amb un filtre LC. . . . .	49
5.1	Diagrama de Bode d'un integrador. . . . .	52
5.2	Diagrama de Bode de $R(s)$ amb $\omega_0 = 2\pi 50$ rad/s . . . . .	53
5.3	Representació del controlador PR descompost en dos integradors . . . . .	53
5.4	Esquema elèctric de la connexió trifàsica entre el convertidor i la xarxa. . . . .	54
5.5	Esquema general del control del convertidor costat xarxa. . . . .	55
5.6	Diagrama de blocs de la PLL trifàsica utilitzada. . . . .	55
5.7	Resposta de la PLL durant la inicialització. . . . .	56
5.8	Esquema de la metodologia IMC . . . . .	57
5.9	Esquema del control del llaç de corrent . . . . .	58
5.10	Respostat del llaç de corrent davant de canvis de consigna de les components $d$ i $q$ de corrent. . . . .	59
5.11	Esquema del llaç de regulació de la tensió del bus DC . . . . .	60
5.12	Esquema elèctric simplificat del bus DC. . . . .	60
5.13	Tensió mesurada en el bus DC davant d'un canvi de consigna. . . . .	61
5.14	Tensió mesurada en el bus DC davant d'un canvi de potència activa injectada. . . . .	61
5.15	Esquema general del control del convertidor costat HUT. . . . .	62
5.16	Diagrama de blocs del llaç de corrent del convertidor HUT. . . . .	63
5.17	Resposta del llaç de corrent del convertidor HUT davant d'un canvi de consigna de 0,5 A a 1,5 A en una fase. . . . .	65
5.18	Diagrama de blocs del llaç de tensió del convertidor HUT.. . . . .	65
5.19	Tensió en una fase davant d'un canvi de consigna en esglaió al incorporar el llaç de tensió . . . . .	66
5.20	Tensions a les tres fases davant d'un canvi de la potència consumida per la càrrega en el segon 1 de simulació. . . . .	67
6.1	Esquema de tots els elements de la plataforma experimental utilitzada. . . . .	70



6.2	Esquema dels sistemes de comunicació utilitzats entre els diferents components que formen la plataforma experimental . . . . .	71
6.3	Diagrama d'estats general del funcionament d'una simulació a la plataforma experimental. . . . .	71
6.4	Esquema del conjunt del sistema <i>back-to-back</i> amb els seus components de precàrrega i descàrrega. . . . .	72
6.5	Diagrama d'estats del funcionament de la precàrrega del bus DC. . . . .	73
6.6	Processos de càrrega i descàrrega del bus DC de la plataforma utilitzada fins a 180 V . . . . .	74
7.1	Evolució de les tensions i corrents a la xarxa davant d'un canvi de consigna de la component $i_d$ . . . . .	76
7.2	Evolució de la tensió del bus DC davant d'un augment de la potència consumida. . . . .	76
7.3	Evolució de la tensió del bus DC davant d'una disminució de la potència consumida. . . . .	77
7.4	Evolució dels corrents a la sortida del convertidor davant d'un canvi graó de consigna. . . . .	77
7.5	Evolució de les tensions en borns del HUT davant d'un canvi graó de consigna. . . . .	78
7.6	Evolució de les tensions en borns del HUT davant de diversos canvis de la consigna de tensió. . . . .	78
7.7	Diferència de l'evolució de les tensions al aplicar un canvi de càrrega en el convertidor HUT amb i sense <i>feed-forward</i> . . . . .	79
7.8	Sistema simulat en el PSS <sup>®</sup> E. . . . .	80
7.9	Diagrama de blocs del model de generador síncron utilitzat. . . . .	80
7.10	Variació de la freqüència per un sistema amb la mateixa constant H, i canviant els valors de D al desconnectar la càrrega 2 en el segon 20 de simulació. . . . .	81
7.11	Evolució de la potència activa consumida pel conjunt de les dues càrregues davant la desconnexió de la càrrega 2 en el segon 20. . . . .	82
7.12	Diagrama de blocs del model de regulador de freqüència utilitzat. . . . .	83
7.13	Evolució de la freqüència davant la desconnexió de la càrrega 2 en el segon 20 amb el model <i>TGOV1</i> . . . . .	84
7.14	Evolució de la tensió davant la desconnexió de la càrrega 2 en el segon 20 amb el model <i>TGOV1</i> . . . . .	84
7.15	Esquema de la microxarxa proposada, adaptada per a fer proves a la plataforma PHIL. . . . .	85
7.16	Modelització de la microxarxa d'estudi al PSS <sup>®</sup> E. . . . .	86
7.17	Evolució de les tensions en el bus del HUT durant una falta a la línia que uneix els busos 102 i 103. . . . .	87

7.18	Evolució de les tensions en el bus del HUT durant una falta a la línia que uneix els busos 104 i 105. . . . .	87
7.19	Evolució de les tensions a la càrrega al aplicar una falta en diferent punts de la microxarxa estudiada, mesures a l'oscil·loscopi. . . . .	88
7.20	Potència injectada en el bus 112 al llarg d'una desconexió del HUT de 5 segons. . . . .	88
7.21	Tensió en el bus 112 al llarg d'una desconexió del HUT de 5 segons. . . . .	88
D.1	Esquema de la connexió entre dos dispositius mitjançant un bus SPI . . . . .	102
D.2	Bus CAN segons el model de referència de capes OSI. . . . .	104
D.3	Protocol TCP/IP segons el model de referència de capes OSI. . . . .	104
E.1	Inversor de tres branques i dos nivells . . . . .	108
E.2	Possibles estats d'un convertidor de tres branques i dos nivells . . . . .	108
E.3	Representació vectorial de les tensions de l'inversor de tres branques i dos nivells en el pla $\alpha\beta$ . . . . .	109
G.1	Lloc de treball. . . . .	113
G.2	Armari del <i>back-to-back</i> obert. . . . .	114
G.3	Model de la placa de control utilitzada pels dos convertidors. . . . .	114
G.4	Placa de control utilitzada per l'enllaç de comunicacions. . . . .	115
G.5	Càrregues resistives utilitzades per es proves experimentals. . . . .	115
G.6	Oscil·loscopi Yokogawa DLM2024. . . . .	116

# Índex de taules

2.1	Resum dels temps d'execució dels diferents processos d'una simulació PHIL. . . . .	34
2.2	Resum dels resultats d'una simulació per a determinar el paràmetre $\delta_i$ . . . . .	34
3.1	Funcions de transferència en llaç obert dels diferents IAs analitzats. . . . .	43
5.1	Paràmetres de control utilitzats en la PLL . . . . .	56
5.2	Paràmetres de control utilitzats en el llaç de corrent del convertidor xarxa. . . . .	58
5.3	Paràmetres de control utilitzats en el regulador de tensió . . . . .	61
5.4	Paràmetres de control utilitzats en el llaç de corrent del convertidor HUT . . . . .	64
5.5	Paràmetres de control utilitzats en el llaç de tensió del convertidor HUT . . . . .	66
7.1	Paràmetres principals del sistema simulat amb un generador síncron. . . . .	80
7.2	Paràmetres del generador síncron amb regulador de freqüència. . . . .	83
7.3	Paràmetres de les línies que formen la microxarxa. . . . .	85
B.1	Cost dels recursos humans . . . . .	96
B.2	Cost dels recursos materials i I+D . . . . .	96
B.3	Cost total del projecte . . . . .	97
E.1	Tensions corresponents a cada vector generador. . . . .	110



# Glossari

## Símbols

$C_d$	condensador del filtre LC
$E_{DC}$	tensió del bus DC
$f_{HUT}$	frequència consignada al HUT
$G_{cl,i}$	funció de transferència en laç tancat del laç de corrent del convertidor HUT
$G_{DC}$	funció de transferència de la planta del bus DC
$G_{ia}$	funció de transferència de la interconnexió de potència
$G_{LC}$	funció de transferència del filtre LC
$G_L$	funció de transferència del filtre L
$G_{PI}$	funció de transferència d'un controlador PI
$G_{PR}$	funció de transferència d'un controlador PR
$i_1$	corrent pel HUT vist des de la simulació
$i_2$	corrent pel HUT
$i_\alpha$	corrent associada a l'eix $\alpha$
$i_\beta$	corrent associada a l'eix $\beta$
$I_{DC}$	corrent pel bus DC
$i_d$	corrent associada a l'eix d
$i_f$	corrent per la $L_f$
$i_q$	corrent associada a l'eix q
$K_{cl,h}$	controlador del laç de corrent del convertidor HUT
$K_{cl}$	controlador del laç de corrent del convertidor xarxa
$K_{dc}$	funció de transferència del controlador del regulador de tensió

$k_i$	guany integral del controlador PI
$K_{pll}$	controlador PI de la PLL
$k_p$	guany proporcional del controlador PI
$K_{vl,h}$	controlador del llaç de tensió del convertidor HUT
$L_f$	inductància de la bobina del filtre L
$P_{AC}$	potència activa consumida a la banda AC del convertidor
$P_{DC}$	potència activa entregada a la banda DC del convertidor
$R_f$	resistència associada a la inductància del filtre L
$T(\theta)$	transformada de Park
$T(\theta)^{-1}$	antitransformada de Park
$T_{\alpha\beta 0}$	transformada de Clarke
$T_{\alpha\beta 0}^{-1}$	antitransformada de Clarke
$v_1$	tensió en borns del HUT vist des de la simulació
$v_2$	tensió en borns del HUT
$v_\alpha$	tensió associada a l'eix $\alpha$
$v_\beta$	tensió associada a l'eix $\beta$
$v_c$	tensió en el $C_d$
$v_d$	tensió associada a l'eix d
$V_{HUT}$	tensió en p.u consignada al HUT
$v_l$	tensió sintetitzada pel convertidor
$v_q$	tensió associada a l'eix q
$v_z$	tensió a la xarxa d'alterna
$Z_{ab}$	impedància auxiliar utilitzada en les metodologies PCD i DIM
$Z_a$	impedància equivalent del VSS
$Z_b$	impedància equivalent del HUT
$Z_{lk}$	impedància auxiliar utilitzada en la metodologia TLM

### Símbols grecs

$\delta_i$	temps entre dues iteracions de la simulació PHIL
------------	--

$\delta_s$	pas d'integració dels models de la simulació en PSS <sup>®</sup> E
$\hat{\theta}_e$	angle estimat de la tensió de la xarxa
$\omega_0$	velocitat angular de ressonància del controlador PR
$\omega_{50}$	velocitat angular nominal de la xarxa
$\omega_e$	velocitat angular de la xarxa
$\tau$	constant de temps del llaç de corrent
$\theta_e$	angle de la tensió de la xarxa
$\varepsilon$	error comès en una iteració PHIL
$\xi$	factor d'amortiment

### **Acrònims**

AC	<i>Alternating Current</i>
ADC	<i>Analog-to-Digital Converter</i>
API	<i>Application Programming Interface</i>
CAN	<i>Controler Area Network</i>
CHIL	<i>Control Hardwrae in the Loop</i>
CITCEA	Centre d'Innovació Tecnològica en Convertidors Estàtics i Accionaments
CSC	<i>Current Source Converter</i>
DAC	<i>Digital-to-Analog Converter</i>
DC	<i>Direct Current</i>
DER	<i>Distributed Energy Resources</i>
DIM	<i>Damping Impedance Method</i>
DSO	<i>Distribution System Operator</i>
DSP	<i>Digital Signal Processing</i>
EMTP	<i>Electromagnetic Transient Program</i>
FACTS	<i>Flexible AC Transmission Systems</i>
FOH	<i>First Order Holder</i>
HIL	<i>Hardwrae in the Loop</i>
HUT	<i>Hardware Under Test</i>

IA	<i>Interface Algorithm</i>
IGBT	<i>Insulated-gate bipolar transistor</i>
IP	<i>Internet Protocol</i>
ITM	<i>Ideal Transformer Model</i>
PCD	<i>Partial Circuit Duplication</i>
PHIL	<i>Power Hardware in the Loop</i>
PI	Proporcional-Integral
PLL	<i>Phase Locked Loop</i>
PR	Proporcional-Ressonant
PSS <sup>®</sup> E	<i>Power Systems Simulation for Engineering</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
RAEE	Reciclatge d'Aparells Elèctrics i Electrotècnics
RMS	<i>Root Mean Square</i>
RoHS	<i>Restriction of Hazardous Substances</i>
RTS	<i>Real Time Simulator</i>
SFR	<i>Synchronous Reference Frame</i>
SPI	<i>Serial Peripheral Interface</i>
SPWM	<i>Sinusoidal Pulse Width Modulation</i>
SVPWM	<i>Space Vector Pulse Width Modulation</i>
TCP	<i>Transmission Control Protocol</i>
TFA	<i>Time-variant First-Order Approximation</i>
TLM	<i>Transmission Line Model</i>
TSO	<i>Transmission System Operator</i>
UDP	<i>User Datagram Protocol</i>
VSC	<i>Voltage Source Converter</i>
VSS	<i>Virtual Simulated System</i>
ZOH	<i>Zero Order Holder</i>



# Prefaci

Degut a la situació del sistema energètic actual on el model d'una xarxa elèctrica centralitzada basada en generació convencional comença a ser insostenible, ha sorgit la necessitat d'un canvi. Aquest canvi comporta una adaptació de la xarxa existent i la implantació de generació distribuïda fent ús d'energies renovables. Ara bé, el fet de que la xarxa de distribució actual no estigui preparada per aquest canvi i la introducció de nous elements al sistema, també pot suposar certs inconvenients.

Per aquest motiu creix la necessitat de disposar d'eines més eficients per a analitzar la resposta del sistema en front de possibles contingències, que permetin tenir un coneixement més profund del seu comportament al afegir-hi nous elements, sense haver d'esperar a fer les proves a la xarxa real. En aquest context, existeix la tècnica HIL (*Hardware in the Loop*) i en concret la seva variant PHIL (*Power Hardware in the Loop*), que permet desenvolupar estudis sobre xarxes elèctriques combinant tècniques de simulació amb proves sobre elements reals.

Per a utilitzar aquesta metodologia, és necessària una plataforma composta per elements de simulació en temps real, sistemes de comunicació ràpids i un dispositiu que sigui capaç de generar les condicions de la xarxa de manera controlada.

Així doncs, pot ser de gran interès tenir una plataforma que sigui capaç d'efectuar aquestes simulacions. Per aquest motiu, 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 i en l'estudi de xarxes i sistemes elèctrics es planteja, amb la motivació anterior, la idea de dissenyar un primer prototipus d'una plataforma que sigui capaç de desenvolupar aquestes tècniques de simulació.



# Introducció

El canvi que està experimentant la xarxa elèctrica amb l'increment dels recursos distribuïts i l'aparició de les microxarxes pot causar un impacte en l'estabilitat i la fiabilitat del sistema [1]. Aquest fet, sumat a la naturalesa renovable de la majoria d'aquests nous recursos [2], comporta que els operadors de les xarxes siguin més estrictes i demanin condicions més dures als nous elements que s'hi volen connectar [3, 4]. Una de les metodologies per a poder comprovar els comportament d'aquests nous elements i la seva interacció amb el sistema abans de ser instal·lats són les simulacions HIL que han estat àmpliament utilitzades en el disseny de sistemes de control i que en la seva variant PHIL, que combina mètodes de simulació amb proves sobre components reals, es mostra com una de les tècniques amb més futur per a dur a terme aquests estudis [5, 6].

Un dels elements clau dins de les simulacions PHIL és l'algorisme d'interfície (*Interface Algorithm* o IA) [6] que determina com interacciona la simulació amb l'element real. Hi ha diferents variats d'aquest algorisme que es poden trobar explicades a [6–10] i se'n pot veure una comparació a [11] on s'avalua l'estabilitat de cadascun d'ells. També existeix un ampli recull a la literatura del disseny de plataformes per a fer simulacions PHIL per al desenvolupament d'estudis de generació distribuïda o microxarxes [1, 12–14].

Tot i que hi ha casos en que s'han desenvolupat plataformes pròpies de baix cost, com per exemple a [15], la majoria estan construïdes a partir de maquinari especial per a aquest tipus de simulacions encarint-ne el cost final [4]. Aquestes utilitzen programari específic i per tant requereixen abans modelar el sistema amb aquestes eines. D'altra banda, en aquest projecte es proposa la implementació d'una plataforma experimental que utilitzi el PSS<sup>®</sup>E per a desenvolupar la simulació en temps real, donat que és un programa àmpliament utilitzat en la indústria [16–18] i, per tant, moltes parts de la xarxa ja es troben modelades amb aquest programari.

En el Capítol 1 s'introdueixen les simulacions PHIL així com els seus elements principals. En el Capítol 2 es presenta la simulació en temps real implementada. A continuació, en el Capítol 3 es fa un estudi comparatiu dels diferents IAs existents. Seguidament en el Capítol 4 s'estudien els convertidors a utilitzar, i en el Capítol 5 els sistemes de control que actuaran sobre aquests. El Capítol 6 presenta la plataforma experimental utilitzada. Finalment en el Capítol 7, es mostren els resultats obtinguts en les proves experimentals dutes a terme.



## Capítol 1

# Simulacions *Power Hardware in the Loop*

### 1.1 Introducció

Quan es vol introduir un nou element en un sistema o es desitja efectuar canvis sobre aquest, cal fer un estudi previ sobre les conseqüències que aquestes accions tindran en la fiabilitat i estabilitat d'aquest sistema. Per a realitzar aquest anàlisis les dues opcions principals són [4]:

- Dur a terme les proves sobre el sistema real.  
Tot i que des del punt de vista de la fiabilitat i exactitud dels resultats sempre serà la millor opció, aquesta possibilitat presenta certs inconvenients. L'elevat preu econòmic, l'alt risc que comporta i la dificultat operativa de dur a terme les proves fan que aquesta opció no sempre sigui viable.
- Realitzar una simulació del sistema mitjançant programari específic.  
Aquesta segona possibilitat ofereix grans avantatges en termes de flexibilitat, ja que permet fer un gran nombre de proves modificant diferents paràmetres del sistema sense que això suposi grans dificultats tècniques ni costos econòmics. D'altra banda, la fiabilitat dels resultats dependrà en gran mesura del coneixements de tots els components del sistema i de la precisió dels models utilitzats.

Un punt mig entre aquestes dues solucions és el que es coneix com a *Hardware in the Loop* (HIL), que busca aconseguir els avantatges de les dues opcions. Aquesta tècnica es basa en incorporar un element real dins de la simulació d'un sistema més gran.

### 1.2 Components d'una simulació HIL

En una simulació HIL es poden diferenciar els següents components [11]:

- Sistema virtual simulat (*Virtual Simulated System* o VSS). És el sistema gran del qual ja es té un coneixement exhaustiu i del que es disposa d'un model validat per a fer simulacions.

- Component a provar (*Hardware Under Test* o HUT). És el nou component que es vol introduir en el sistema i del qual no es disposa d'un model fiable que reproduïxi les dinàmiques del seu comportament. És un element real.
- Interfície de interconnexió. És la part encarregada d'assegurar que els dos components anteriors es comporten com un de sol fent que les condicions a la frontera del HUT i el VSS encaixin (Figura 1.1). D'aquesta manera s'aconsegueix garantir una reproducció fiable del comportament del conjunt complet.

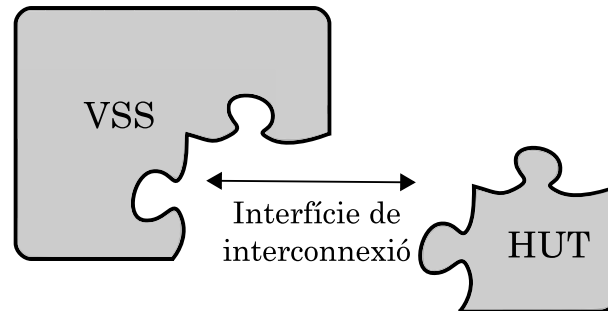


Figura 1.1: Components principals d'una simulació HIL

### 1.3 Diferències entre el *Power Hardware in the Loop* i el *Control Hardware in the Loop*

Dins de les simulacions HIL, es poden diferenciar dues modalitats en funció del tipus de dades que s'han d'intercanviar entre el VSS i el HUT, i per tant, de les característiques de la interfície d'interconnexió [4], tal i com es pot veure representat a la Figura 1.2:

- *Control Hardware in the Loop* (CHIL). Aquesta primera modalitat, que és la més usual, és la que es troba quan els senyals intercanviats entre el sistema simulat i l'element real introduït estan a un nivell baix de tensió. En aquest cas, les dades enviades solen ser senyals de control i n'hi ha prou amb ADCs i DACs comercials per a completar el muntatge.
- *Power Hardware in the Loop* (PHIL). En el cas en el que la dades a intercanviar entre el VSS i el HUT siguin senyals de potència, com per exemple voltatges, corrents o potències de sistemes elèctrics, és necessària una etapa addicional anomenada interconnexió de potència. En aquest cas també hi ha present l'algoritme d'interfície (*Interface Algorithm* o IA) que decideix quines dades s'intercanvien el VSS i el HUT.

### 1.4 Aplicacions de les simulacions PHIL

Davant l'actual situació energètica, on els sistemes de generació basats en combustibles fòssils es mostren insostenibles tant des del punt de vista econòmic com ambiental, la generació d'energia

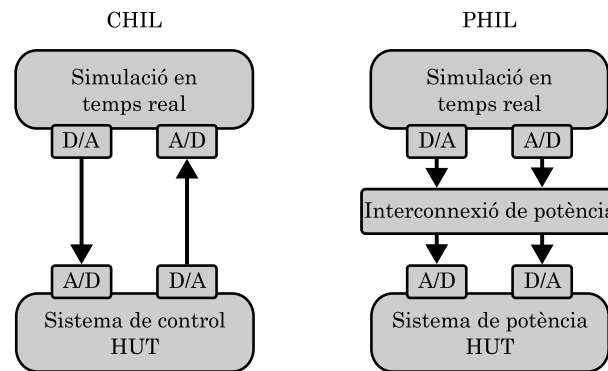


Figura 1.2: Diferències entre un sistema CHIL i un sistema PHIL

fent ús de recursos renovables està prenent força com a alternativa. Per aconseguir aquest objectiu s'està passant d'un model de xarxa centralitzat on la generació i els consums estan a llargues distàncies, cap a un sistema on es van introduint recursos d'energia distribuïts (DERs), escurçant les distàncies de transport i reduint les pèrdues relacionades. A més a més, per tal de millorar la qualitat del subministrament i la seva seguretat, la xarxa elèctrica està cada cop més automatitzada amb la incorporació de sensors i actuadors, amb el que es coneix com *smart grids*.

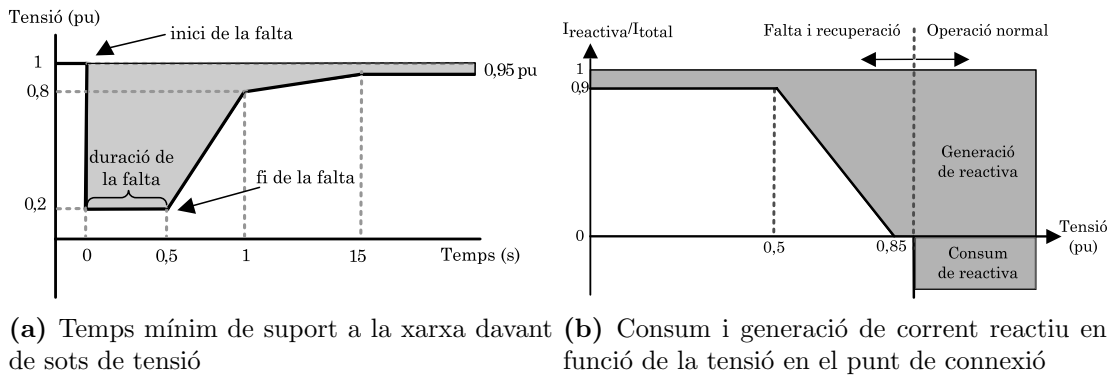
Per tal de saber com es comporten els nous elements que es volen introduir davant de diferents contingències que es puguin presentar a la xarxa es poden utilitzar emuladors de xarxa que són capaços de reproduir aquestes condicions en borns del component. D'altra banda, davant la complexitat d'aquesta nova xarxa, també cal conèixer l'efecte que tindrà aquest nou element en el sistema global, i per tant, cal tancar el llaç. En aquest context, dues possibles aplicacions de les simulacions PHIL es troben en l'estudi de la generació distribuïda [1, 12] i les microxarxes [13, 14].

### 1.4.1 Estudis d'integració de generació distribuïda

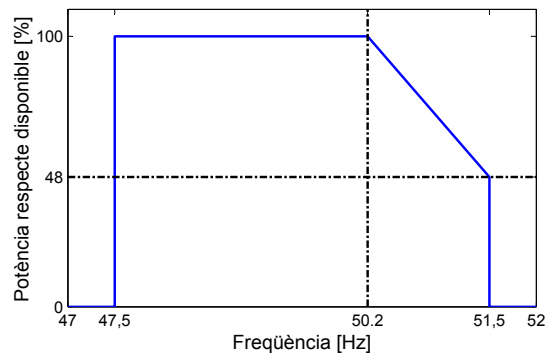
La introducció de generació d'energia a la xarxa de distribució pot suposar que els fluxos de potència activa siguin bidireccionals, variant el sentit en funció de la hora del dia, i afectant al perfil de les caigudes de tensió al llarg de la línia. Aquest fet afectarà al dimensionament i operació de les proteccions i altres elements del sistema.

Per aquest motiu els operadors del sistema de transport (TSO) i dels sistemes de distribució (DSO) necessiten tenir un coneixement cada cop més exhaustiu de com es comportarà la seva xarxa al incorporar-hi nous elements. A més a més, aquests organismes són cada cop més exigents i demanen que aquests nous elements no només no han d'afectar a l'estabilitat o la qualitat del subministre elèctric, sinó que han de ser capaços de donar suport a la xarxa davant de certes situacions.

Alguns exemples d'aquests nous requeriments de xarxa o *grid codes* que s'estan implementant en diversos països són el P.O. 12.3 [19], que regula la resposta dels generadors eòlics a Espanya davant de sots de tensió (Figura 1.3), o la normativa alemanya VDE-AR-N 4105 [20], basada en la normativa IEEE 1547 [3], per a la connexió de recursos distribuïts a la xarxa que entre altres aspectes regula la potència activa màxima que es pot injectar a la xarxa en funció de la freqüència (Figura 1.4).



**Figura 1.3:** P.O. 12.3 de REE: Requeriments de resposta front a sots de tensió per a instal·lacions eòliques



**Figura 1.4:** Potència activa màxima a injectar respecte la disponible en funció de la freqüència del punt de connexió imposat per la normativa VDE-AR-N 4105

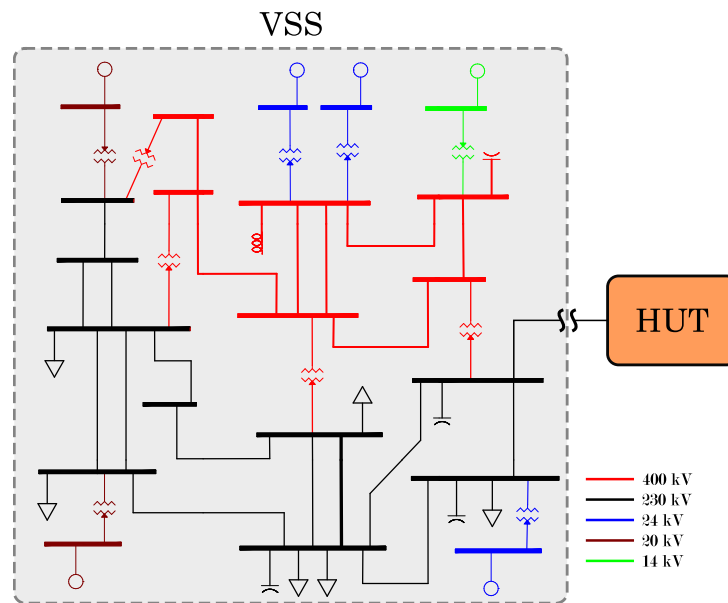
Aquestes noves normatives, per tant, no només exigeixen que els nous elements siguin capaços d'operar dins d'uns certs marges de tensió i freqüència, sinó que també donin una certa resposta a la xarxa controlant les potències actives i reactives que injecten o consumeixen. Així doncs, a part de saber com es comportaran certs elements davant de possibles contingències de la xarxa, també serà interessant saber com afectarà a la xarxa el comportament d'aquests aparells en aquestes situacions.

Per aquest motiu, una de les possibles aplicacions del PHIL és la que es mostra a la Figura 1.5, on dins d'una simulació d'un sistema elèctric de potència (VSS), s'incorpora un nou element (HUT) per observar el comportament dinàmic tant de la xarxa com d'aquest nou component en diverses situacions així com la seva interacció entre ells.

### 1.4.2 Estudi de microxarxes

Un altre context on es pot trobar una aplicació de les simulacions PHIL són les microxarxes. Una microxarxa es pot definir com un conjunt de consums i sistemes de generació que funcionen com a un únic sistema controlable que pot subministrar tant energia elèctrica com tèrmica en zones locals i que pot estar connectada a la xarxa pública o pot operar de forma aïllada [21]. A



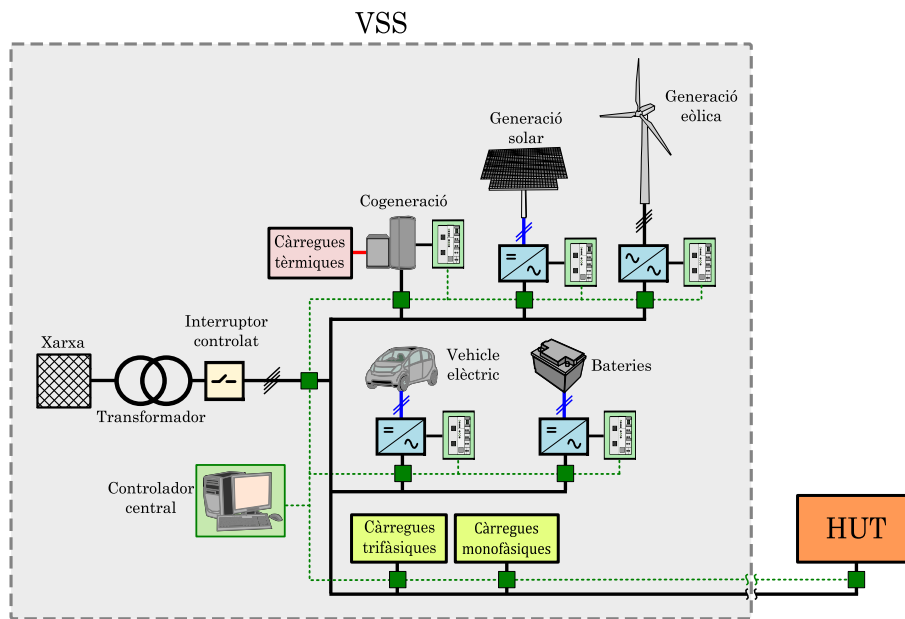


**Figura 1.5:** Aplicació d'una simulació PHIL per al sistema elèctric de potència SAVNW del PSS®E.

més a més, aquestes poden incorporar sistemes d'emmagatzemament d'energia.

L'ús de les simulacions PHIL pot ser apropiat en dos casos:

- Afectació de la microxarxa a la xarxa pública: En el cas en el que es vulgui connectar la microxarxa a la xarxa pública, es podria estudiar la seva interacció amb aquesta fent una simulació on la xarxa de distribució on es produirà la connexió és el VSS i la microxarxa al complet és el HUT.
- Introducció d'un nou element a la microxarxa: Si es disposa d'un model simulat de la microxarxa amb els seus algoritmes de control incorporats i es vol saber el comportament que tindrà aquesta davant la incorporació d'un nou component, es podria dur a terme una simulació PHIL on el VSS és la microxarxa, i el HUT és el nou element (Figura 1.6).



**Figura 1.6:** Aplicació d'una simulació PHIL per al estudi del comportament d'una micro-xarxa.

## Capítol 2

# Simulació d'un sistema en temps real

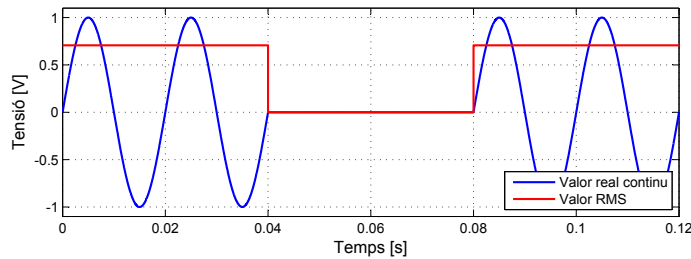
### 2.1 Introducció

Una part essencial d'una simulació PHIL serà el simulador en temps real o *Real Time Simulator* (RTS). Aquest és l'encarregat de computar la solució del model simulat del VSS i ha de ser capaç d'enviar i rebre dades a la interconnexió de potència. Degut a que el HUT operarà en temps real, el sistema simulat haurà de ser solucionat també en temps real [4]. Per això caldrà que sigui capaç de solucionar el sistema complet i enviar les dades amb un temps  $\delta_i$  molt petit per cada iteració.

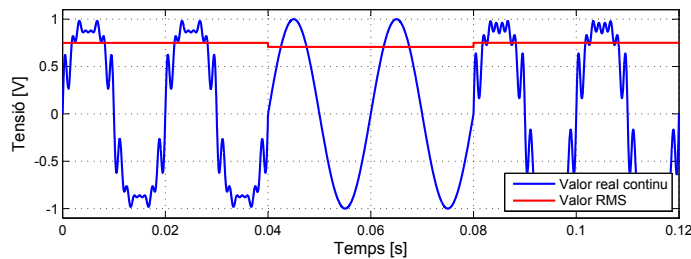
El programari utilitzat per tal d'efectuar aquestes simulacions es pot classificar en dues categories en funció de la metodologia utilitzada per a resoldre el sistema:

- **Fasor/RMS:** Aquest mètode s'utilitza principalment per a l'estudi de oscil·lacions electro-magnètiques on l'interès està en els canvis de magnitud i fase de les tensions i els corrents durant els transitoris (Figura 2.1a). Amb aquest mètode, s'aconsegueix una solució molt ràpida, però no és capaç de donar informació sobre la forma d'ona o els seus harmònics (Figura 2.1b).
- *Electromagnetic Transient Program* (EMTP): Aquests programes es basen en un conjunt d'eines dissenyades per a solucionar sistemes durant els transitoris, solucionant les equacions diferencials del sistema utilitzant mètodes numèrics d'integració. Amb aquesta metodologia sí que és possible obtenir les formes d'ona completes, però requereixen de més temps de còmput.

Dins de la categoria dels programes EMTP, hi ha diferents equips que ja venen preparats per a executar simulacions HIL. Els dos principals exemples es troben en les plataformes RTDS<sup>®</sup> i OPAL-RT, que utilitzant tècniques de processament en paral·lel aconseguen temps  $\delta_i$  de l'ordre de microsegons [4]. A més, també incorporen diferents targes de comunicació amb entrades i sortides digitals per tal de comunicar-se directament amb la interconnexió de potència. També hi ha hagut usuaris que han desenvolupat les seves pròpies plataformes a mida per preus més econòmics com a [15].



(a) Valor d'una senyal sinusoidal de 50 Hz i el seu valor RMS durant un sot de tensió.



(b) Valor d'una senyal sinusoidal amb harmònics i el seu valor RMS.

**Figura 2.1:** Comparativa entre la mesura RMS d'una senyal i el seu valor instantani en diferents situacions.

D'altra banda, hi ha una gran varietat de programes que són capaços de resoldre sistemes elèctrics i que no requereixen de plataformes de maquinari específiques. Alguns exemples són el Matlab Simulink<sup>®</sup>, el DiGSILENT PowerFactory, el PSCAD<sup>TM</sup>, el LabVIEW o el PSS<sup>®</sup>E. Aquests poden solucionar els sistemes tant utilitzant el mètode fasorial com el EMTP i alguns incorporen eines per a desenvolupar simulacions en temps real. En aquests casos, dependrà de l'usuari triar el sistema de comunicacions adequat per a enviar i rebre dades a la interconnexió de potència.

## 2.2 Power Systems Simulation for Engineering (PSS<sup>®</sup>E)

En aquest projecte s'ha utilitzat el PSS<sup>®</sup>E com a RTS. Creat al 1976, és un programa molt utilitzat en la indústria, sobretot per diferents TSOs i DSOs d'arreu del món [16–18]. Aquest fet suposa que moltes línies de distribució ja tenen un model validat en aquest programari i gran part dels fabricants d'elements de la xarxa proporcionen models compatibles amb aquest programa per a ser incorporats a la simulació del sistema.

Tot i que aquest programa permetrà simular xarxes de grans dimensions de forma molt ràpida, fet essencial per a desenvolupar simulacions PHIL, no està específicament pensat per a fer simulacions en temps real, així que s'han hagut de desenvolupar les eines necessàries per a aconseguir-ho. També cal tenir en compte que els resultats obtinguts de les diferents magnituds del sistema estudiat, són mostrats en el seu valor fasorial i, per tant, no dona informació de la forma d'ona de les tensions i corrents.

### 2.2.1 Característiques generals

Aquest programa té un ampli ventall d'aplicacions [22], entre les quals destaquen:

- Resolució de fluxos de càrrega.
- Flux de càrrega òptim.
- Anàlisi de faltes.
- Accés a xarxes de tercers i càlcul de peatges.
- Anàlisi dels límits de transferència.
- Reducció de xarxes.
- Simulació dinàmica.

En aquest projecte s'han utilitzat la resolució de fluxos de càrrega, que permet conèixer l'estat d'un sistema en règim estacionari, i la simulació dinàmica, que a partir de l'estat trobat anteriorment, permet iniciar una simulació al llarg del temps i observar el comportament del sistema davant de canvis a la xarxa.

### 2.2.2 Mètode de solució dinàmica

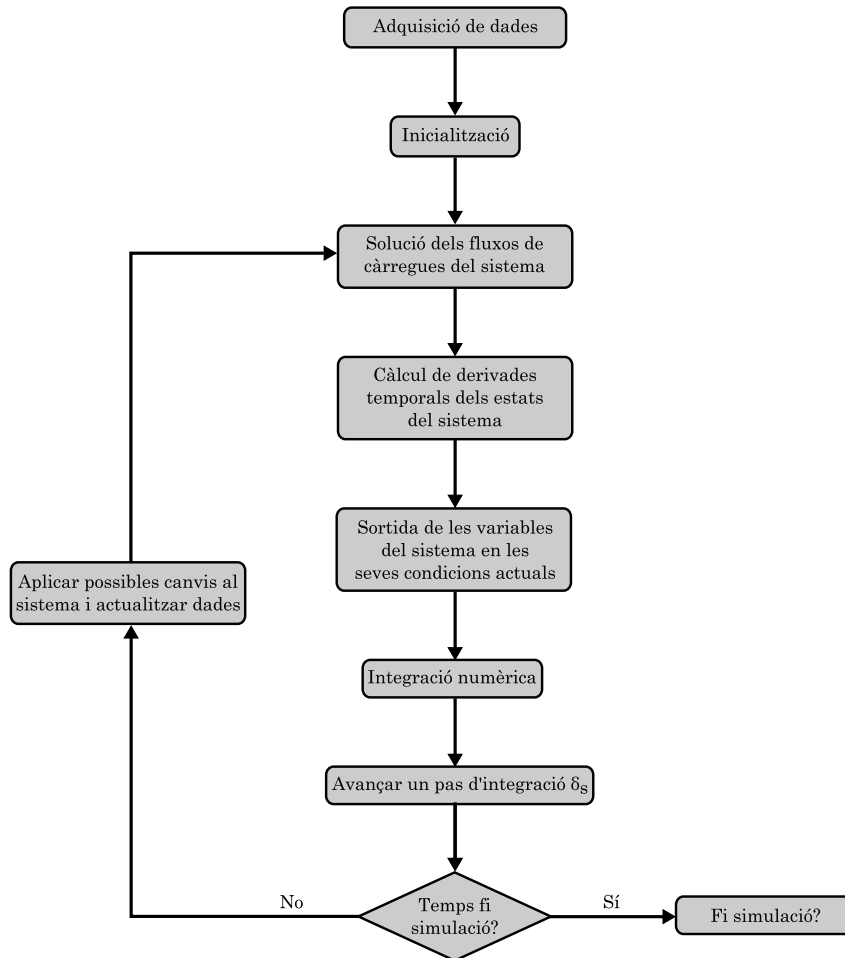
Un cop resolt el sistema en règim estacionari cal introduir els models dinàmics dels diferents elements de la xarxa (generadors, càrregues, dispositius FACTS, etc.) a través de les llibreries de models internes del propi programa o de models creats pel mateix usuari.

Aquests models estan compostos per dues subrutines [22]:

- CONEC: En aquesta rutina es resolen les equacions diferencials que defineixen la dinàmica del model. Els resultats obtinguts en aquest model es guarden en unes taules de vectors internes del PSS<sup>®</sup>E de manera que altres models poden accedir-hi. Per exemple, un model de generador pot accedir al resultat de la tensió d'excitació del model d'excitació corresponent. Aquests vectors també inclouen altres variables com són la tensió en cada un dels busos del sistema, les potències elèctriques dels generadors, la velocitat de la turbina, etc.
- CONET: En el cas que l'element sigui capaç d'injectar o consumir corrent, en aquesta subrutina es definirà la quantitat de corrent injectada. Aquest valor pot venir definit pels resultats obtinguts en la rutina CONEC associada al mateix model.

Aquestes subrutines s'executaran cada un cert temps de la simulació definit pel pas d'integració  $\delta_s$ . Quan més petit sigui aquest valor, més precises seran les solucions obtingudes de les equacions diferencials dels models de cada element. No s'ha de confondre aquest paràmetre amb el  $\delta_i$  definit anteriorment, que defineix el temps que passa en cada iteració de la simulació PHIL en que el resultat del VSS s'imposa en el HUT, i el sistema simulat s'actualitza amb les dades rebudes.

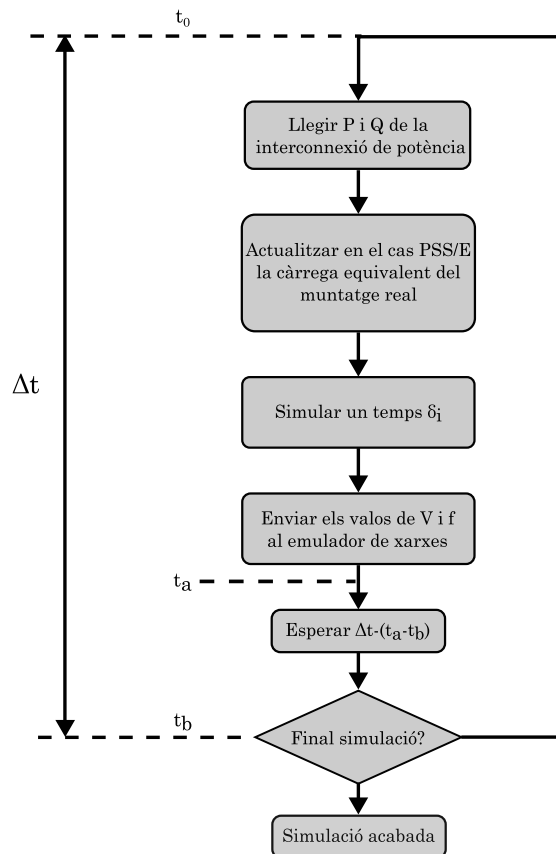
El procés que es segueix per tal d'executar una simulació dinàmica es pot dividir en diversos passos tal i com s'il·lustra a la Figura 2.2. Un cop introduïdes les dades del sistema, s'inicialitza el cas i es troba la solució en règim estacionari. Tot seguit, i per cada  $\delta_s$  que avança la simulació, es calculen les derivades temporals dels estats dels elements modelats, s'actualitzen els resultats als vectors interns del PSS<sup>®</sup>E i es procedeix a integrar numèricament per obtenir els nous estats. Si la simulació no ha acabat, s'augmenta un  $\delta_s$  i s'apliquen els canvis pertinents a la xarxa. En aquest moment també es poden aplicar contingències o canvis en el sistema si es desitja.



**Figura 2.2:** Esquema de la metodologia interna del PSS<sup>®</sup>E per a la solució de casos dinàmics.

## 2.3 Solució en temps real

Aquesta simulació cal executar-la en temps real. Tot i que el PSS<sup>®</sup>E no disposa de l'opció d'executar simulacions en temps real, fent ús de les funcions que ens proporciona la seva *Application Programming Interface* (API) [23] es pot aconseguir seguint la metodologia mostrada a la Figura 2.3. A més, en aquest codi, també es podran introduir les comunicacions amb la interconnexió de potència a través d'*ethernet* utilitzant el protocol TCP/IP.



**Figura 2.3:** Esquema de la metodologia de funcionament en temps real.

Un pas d'integració  $\delta_s$  massa petit farà que la simulació vagi massa lenta i no es pugui assolir la solució en temps real. Un pas d'integració massa gran, per altre banda, pot provocar que els models no funcionin correctament o que els resultats no siguin útils per a la simulació PHIL.

### 2.3.1 Anàlisi dels paràmetres de la simulació en temps real

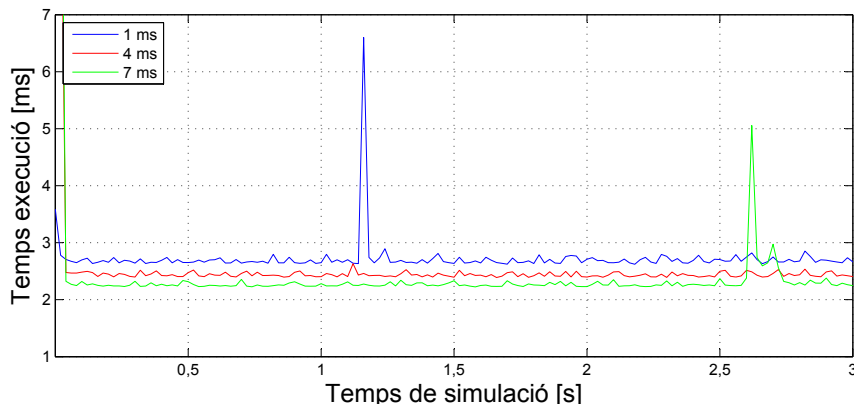
Per escollir el paràmetre  $\delta_i$ , cal fer un anàlisi del temps que necessita cada un dels processos de la metodologia exposada anteriorment, que es poden dividir en:

- Rebre dades: procés en el que es reben les dades per la connexió TCP/IP, es separen del paquet d'on venen i s'adapten al format adient.
- Modificar escenari: procés en el que, amb les dades obtingudes, s'actualitza l'escenari per a la següent iteració.
- Simulació: procés en el que es resol el sistema.
- Llegir dades: procés en el que s'accedeix als vectors del programa per agafar el valors de tensió i freqüència del bus on es connecta el HUT.
- Enviar dades: procés en el que s'agrupen les dades, es posen en el format adient i s'envien.

El temps total que consumiran aquests 5 processos haurà de ser menor a  $\delta_i$  per a poder aconseguir una simulació en temps real. Quan més petit sigui aquest  $\delta_i$  més precisa serà la simulació PHIL. Per tant, cal buscar el valor mínim de  $\delta_i$  que garanteix aquesta condició.

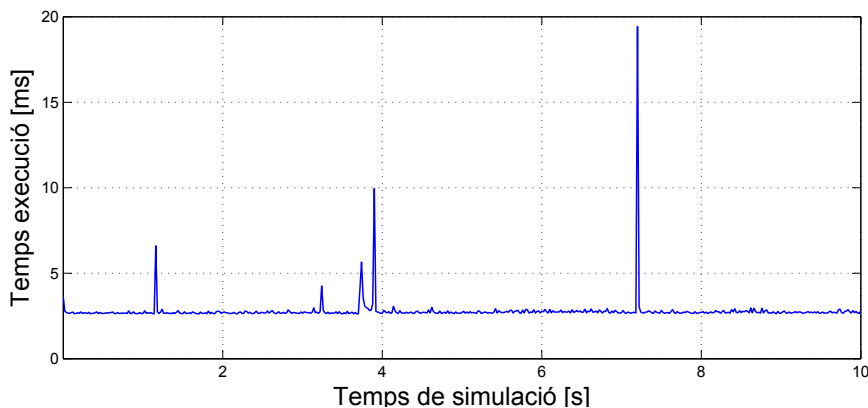
Per a trobar aquest valor, s'ha procedit a resoldre el cas de 21 busos mostrat anteriorment a la Figura 1.5 que té 18 dels seus elements modelats per a la simulació dinàmica, enviant i rebent dades a un servidor amb el protocol TCP/IP, i se'n n'han extret els temps que s'ha trigat a fer cada un dels processos explicats anteriorment.

Pel que fa al temps de simulació, aquest es veurà afectat per paràmetre  $\delta_s$ . Quan més gran sigui aquest, més ràpida serà la simulació tal i com es pot veure a la Figura 2.4. Al mateix temps, no interessa fer-lo massa gran ja que això farà que el comportament dels models dinàmics dels elements de la simulació no sigui el correcte.



**Figura 2.4:** Temps d'execució del procés de simulació per a diferents valors de  $\delta_s$ .

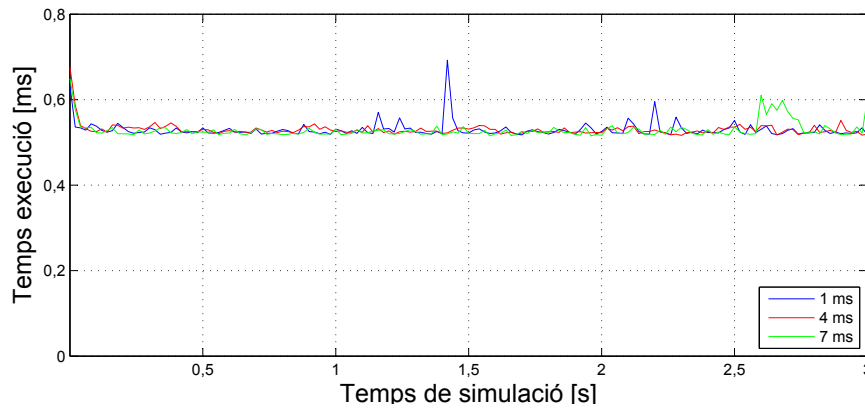
A més, es pot observar com aquest temps no és sempre constant i presenta certs pics de forma no periòdica, A la Figura 2.5 es pot veure com en el cas de  $\delta_s = 1$  ms el temps mitjà és inferior als 4 ms, però al llarg de 10 segons de simulació, en alguna iteració aquest valor augmenta fins gairebé els 20 ms.



**Figura 2.5:** Temps d'execució del procés de simulació per a  $\delta_s = 1$  ms.

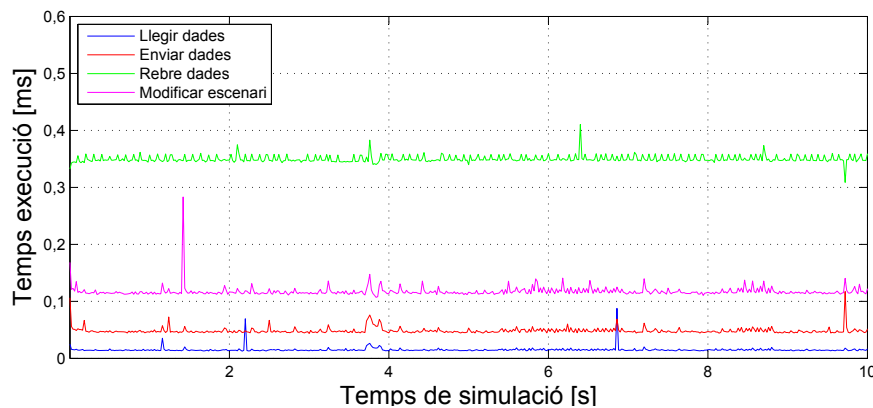


Pel que fa a la resta de processos, si es miren de forma conjunta es pot veure a la Figura 2.6 com aquests no depenen del paràmetre  $\delta_s$ . En aquest cas el temps destinat a fer aquestes tasques és inferior al temps de simulació i no presenta tanta variabilitat.



**Figura 2.6:** Temps d'execució dels processos de tractament i enviament de dades per a diferents valors de  $\delta_s$ .

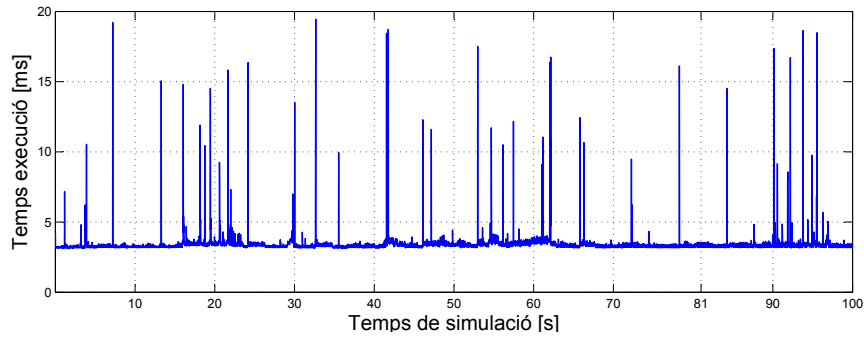
Aquests processos, que en conjunt no superaren un mil·lilegon, es poden veure desglossats en la Figura 2.7 pel cas  $\delta_s = 1$  ms. Com es pot veure, el procés que consumeix més temps és el destinat a rebre les dades a través de la connexió TCP/IP.



**Figura 2.7:** Temps d'execució dels processos de tractament i enviament de dades per a  $\delta_s = 1$  ms.

Així doncs, a partir d'aquestes dades es pot deduir que el coll d'ampolla del conjunt és la simulació ja que és el procés que més temps d'execució consumeix i que, a més a més, presenta certs pics no periòdics. Tenint en compte que els models del PSS<sup>®</sup>E acostumen a demanar  $\delta_s$  d'un mil·lilegon per donar bons resultats, aquest és el temps que s'ha escollit.

D'aquesta manera, observant 100 segons de simulació i veient el temps total que comporta cada iteració al llarg d'aquest temps (Figura 2.8), es pot veure com el temps òptim per al paràmetre  $\delta_i$  és de 20 ms. Tenint en compte que aquest és el temps d'un període a la freqüència de la xarxa elèctrica i que els resultats obtinguts seran en RMS, aquest és un valor prou petit.



**Figura 2.8:** Esquema de la metodologia de funcionament temps real.

Fent un anàlisi d'una simulació de 500 segons amb  $\delta_s = 1$  ms i  $\delta_i = 20$  ms, s'obtenen els resultats mostrats a la Taula 2.1. Es pot observar com el temps mitjà serà proper a 3 ms i veient que la mediana no és molt superior es pot deduir que aquest serà el cas per la majoria de casos.

Procés	Temps [ms]	
	Mitjana	Mediana
Simular	2,832	2,711
Llegir	0,015	0,014
Enviar	0,048	0,046
Rebre	0,349	0,3478
Modificar	0,115	0,114
<b>Total</b>	<b>3,359</b>	<b>3,2399</b>

**Taula 2.1:** Resum dels temps d'execució dels diferents processos d'una simulació PHIL.

D'altra banda, com s'ha vist, tot i que el temps mitja sigui inferior als 20 ms, aquest presenta pics elevats de forma no periòdica. Amb les mateixes dades analitzades, a la Taula 2.2 es veu com aquest pic mai serà molt superior als 20 ms, i els casos en que això passarà seran molts pocs respecte el total.

Resum paràmetres simulació	
Temps simulació [s]	500
Número d'iteracions	25000
Mitjana temps execució [ms]	3,359
Mediana temps execució [ms]	3,239
Temps execució màxim [ms]	21,534
Temps execució mínim [ms]	3,099
Iteracions per sobre del $\delta_i$	13
% Error	0,052

**Taula 2.2:** Resum dels resultats d'una simulació per a determinar el paràmetre  $\delta_i$ .

En les iteracions en les que això passi, als 20 ms s'enviaran les mateixes dades al HUT que en la iteració anterior. Com s'ha vist, aquest és un cas que es donarà en poques ocasions i en casos en els que es facin simulacions de llarga durada.



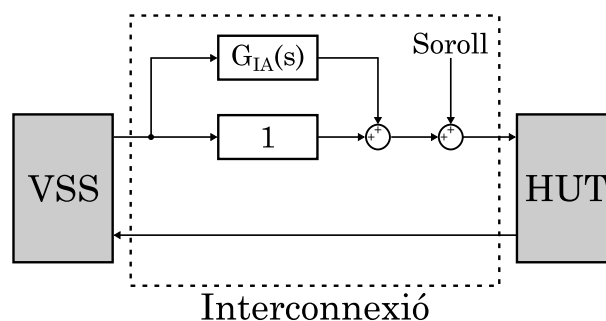
## Capítol 3

# Algoritme d'intercanvi de dades del PHIL

El HUT hauria de veure en els seus borns una xarxa elèctrica amb exactament les mateixes propietats que les que hi ha en el punt de connexió del VSS. Per a que això sigui cert, la interconnexió de potència ha de tenir les següents propietats [24]:

- Guany unitari.
- Temps de retard nul.
- Banda d'ample infinit.
- No ha d'afegir dinàmiques addicionals.

Aquests punts d'un sistema idealitzat no es compliran, i sempre s'inclouran errors en el HUT. Tal i com es pot observar a la Figura 3.1, hi ha dos tipus de perturbacions que poden afectar al sistema [11]: soroll ocasionat al sintetitzar les tensions al HUT i els temps de retràs i l'efecte de filtre passa baixos de la interconnexió de potència ( $G_{IA}(s)$ ).



**Figura 3.1:** Pertorbacions que poden afectar a una simulació PHIL.

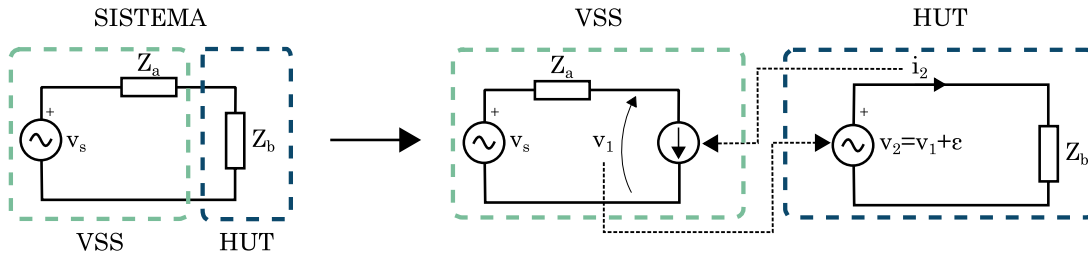
Pel que fa als errors provocats al sintetitzar les tensions en el HUT, aplicant un control eficaç (veure Capítol 5) i una modulació de les tensions adequada (veure Annex E), aquests seran

mínims. Aquest tipus d'errors agafen més importància quan més complicada és la ona de tensió que es vol sintetitzar, com en el cas dels harmònics d'ordre elevat. D'altra banda, per mitigar els errors provocats pel retràs i les seves conseqüències, serà vital escollir el que es coneix com *Interface Algorithm* o IA.

### 3.1 Algoritme d'Interfície

Així doncs, el IA serà una part molt important d'una simulació PHIL. Aquest defineix la manera en que es connecten el VSS i el HUT i les variables que s'han d'intercanviar entre ells. L'elecció d'un IA determinat pot afectar de manera significativa els seus resultats [11].

Per entendre la importància del IA, es pot considerar l'exemple de la Figura 3.2. El sistema a estudiar és un divisor de tensió on la font de tensió  $v_s$  i la impedància  $Z_a$  seran part de la simulació i  $Z_b$  serà un element real. El voltatge  $v_1$  mesurat a la simulació s'imposa en el HUT, i el corrent consumit per la impedància real  $Z_b$  s'enviarà de nou a la simulació.



**Figura 3.2:** Esquema de funcionament d'una primera variant d'un IA.

Tot i que aquest sistema elèctric és estable, la seva implementació amb una simulació PHIL pot no ser-ho. Si en el instant de temps  $k$ , hi ha un error  $\varepsilon$  en el voltatge  $v_2$ ,

$$\Delta v_2(k) = \varepsilon \quad (3.1)$$

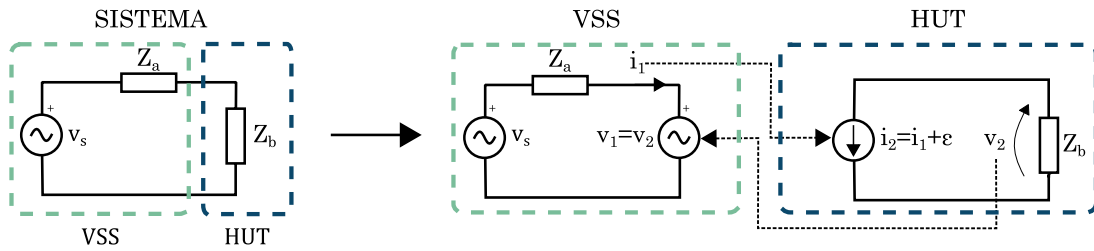
resolent el sistema, el corrent pel HUT i l'error comès serà:

$$i_2 = \frac{v_2 + \varepsilon}{Z_b} \rightarrow \Delta i_2(k) = \frac{\varepsilon}{Z_b} \quad (3.2)$$

Quan a la següent iteració el corrent mesurat amb l'error comès sigui enviat de nou cap a la simulació, aquest provocarà un error a  $v_1$

$$\Delta v_1(k) = -\frac{Z_a}{Z_b} \varepsilon \quad (3.3)$$

Així doncs, si al imposar la tensió desitjada al HUT es comet un error, aquest s'anirà amplificant amb un factor  $-(Z_a/Z_b)$ . En el cas de que  $Z_a/Z_b > 1$ , l'error anirà augmentant fins arribar al límit permès de la plataforma experimental utilitzada.



**Figura 3.3:** Esquema de funcionament d'una segona variant d'un IA.

Ara bé, també hi ha la opció de fer un muntatge dual a l'anterior tal i com el que es mostra a la Figura 3.3. En aquest cas és el corrent mesurat en el VSS la que s'imposa al HUT i la tensió mesurada en borns d'aquest és enviada de nou cap a la simulació.

Seguint un procediment anàleg al fet en el cas anterior, es troba que aquest cop el factor que amplifica l'error és  $-(Z_a/Z_b)$ , és a dir, l'invers. Tal i com es pot veure, l'elecció d'un IA o un altre afectarà en gran mesura els resultats de la simulació PHIL i la seva estabilitat. Per aquest motiu, abans de fer un estudi d'un sistema determinat utilitzant la tècnica PHIL, s'ha de determinar quin IA es vol utilitzar.

## 3.2 Anàlisi i comparació de metodologies

Existeixen varis IA que s'han utilitzat i descrit a la literatura. Cada un d'aquests té una funció de transferència  $G_{ia}$ , que en llaç obert és capaç de determinar l'evolució que tindran els errors comesos [11]. A continuació es farà una breu descripció dels principals IAs existents.

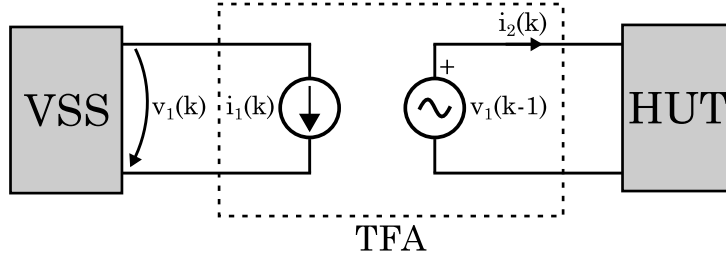
### 3.2.1 Model de transformador ideal (*Ideal Transformer Model*)

EL *Ideal Transformer Model* o ITM és el mètode que s'ha mostrat en el apartat anterior i té dues variants: el *node-inserted voltage-controlled* de la Figura 3.2, i el seu dual *loop-inserted current-controlled* mostrat a la Figura 3.3. És un mètode molt robust, senzill d'implementar i que dona bons resultats si només es vol sintetitzar la ona fonamental. Presenta més errors al treballar amb formes d'ona més complexes i té sempre un retard  $\delta_i$  inherent. Tal i com s'ha vist, la funció de transferència d'aquests algoritme és:

$$G_{ia,ITM}(s) = -\frac{Z_a}{Z_b} \quad (3.4)$$

### 3.2.2 Aproximació variable de primer ordre (*Time-variant First-Order Approximation*)

Aquest mètode té el mateix principi que el ITM, però assumint que el HUT es pot modelar com un sistema lineal de primer ordre (com per exemple un circuit RL o RC) i amb els resultats d'iteracions anteriors, el *Time-variant First-Order Approximation* o TFA modifica certs paràmetres del algoritme que ajuden a compensar els errors produïts per el retràs al enviar les dades [6].



**Figura 3.4:** Esquema de funcionament de la tècnica TFA.

El seu principal punt fort és que, enlloc d'utilitzar la dada de  $i_2$  per enviar-la a la simulació, s'envia una aproximació calculada a partir de l'expressió:

$$i_2(k) \approx \alpha v_1(k-1) + \beta i_2(k-1) \quad (3.5)$$

on els paràmetres  $\alpha$  i  $\beta$  es calculen a partir d'estats anteriors del sistema al resoldre l'expressió:

$$\begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_1(k-2) & i_2(k-2) \\ v_1(k-3) & i_2(k-3) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} i_2(k-1) \\ i_2(k-2) \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

Així doncs, el TFA no deixa de ser un mètode de predicció que intenta compensar els errors que sorgeixen amb els retards inherents al sistema. Cal notar, que com en el cas del ITM, existeix un dual, però el seu principi és el mateix.

Considerant un pas d'integració  $\delta_i$ , la impedància  $Z_b$  composta per la seva  $R_b$  i  $L_b$ , al aplicar el corrent calculat es pot aproximar com a [11]:

$$Z_b = \frac{R_b + sL_b}{1 - \frac{s\delta_i}{2}} \quad (3.7)$$

Per tant, la seva funció de transferència en llaç obert i en temps continu serà:

$$G_{ia,TFA}(s) = -\frac{Z_a}{R_b + sL_b} \left(1 - \frac{sT_s}{2}\right) \quad (3.8)$$

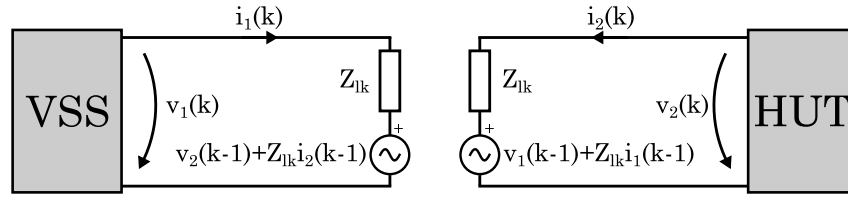
Aquest IA no funciona tant bé amb càrregues no lineals, i a més a més, cal anar amb compte amb els valors que se li donen a la inicialització, ja que el seu algoritme depèn de valors anteriors. Per últim, la matriu de l'equació (3.6), pot tenir alguna singularitat en els casos en que els valors entre dues iteracions són massa pròxims [6].

### 3.2.3 Model de línia de transmissió (*Transmission Line Model*)

La idea principal del *Transmission Line Model* o TLM és modelar l'enllaç entre el VSS i el HUT com un element reactiu (que pot ser tant inductiu com capacitiu), i considerar-lo una línia de transmissió. Aquestes línies tenen la propietat que un extrem no és capaç de veure el que passa



a l'altre extrem fins que no passa el temps de propagació d'ona. Aprofitant aquest aspecte, i amb la teoria de propagació d'ones, s'acaba obtenint el sistema de la Figura 3.5 [8].



**Figura 3.5:** Configuració del TLM per a una simulació PHIL.

La resistència  $Z_{lk}$  es pot calcular a partir de les següents expressions en funció de si l'enllaç considerat és inductiu o capacitiu:

$$Z_{lk} = \frac{L_{ln}}{\delta_i} \quad (3.9)$$

$$Z_{lk} = \frac{\delta_i}{C_{ln}} \quad (3.10)$$

on  $\delta_i$  és el període en que s'actualitzen les dades en cada costat.

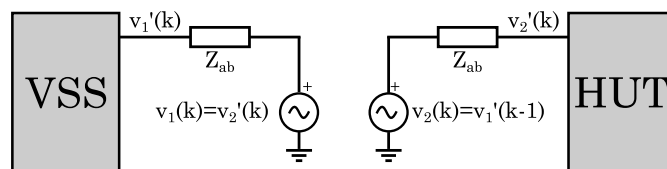
Aquests sistema presenta la següent funció de transferència enllaç obert:

$$G_{ia,TLM}(s) = \frac{Z_a - Z_{lk}}{Z_a - Z_{lk}} \frac{Z_b - Z_{lk}}{Z_b - Z_{lk}} \quad (3.11)$$

Tot i que aquesta metodologia presenta millors prestacions en termes d'estabilitat, té certs inconvenients, sobretot pel fet de reemplaçar l'enllaç amb la resistència  $Z_{lk}$ . Aquesta tindrà consums considerables per aplicacions de gran potència, i el fet de que el seu valor depèn del sistema estudiat comporta poca flexibilitat a la plataforma PHIL.

### 3.2.4 Duplicació Parcial del circuit (*Partial Circuit Duplication*)

EL mètode *Partial Circuit Duplication* (PCD) usa tècniques de relaxació emprades per a solucionar circuit en programes com el SPICE, que consisteixen en separar el circuits en múltiples subcircuits que són solucionats utilitzant mètodes iteratius com el *Gauss-Seidel*. L'esquema de funcionament d'aquesta tècnica aplicada a les simulacions PHIL es pot veure il·lustrat a la Figura 3.6.



**Figura 3.6:** Esquema de funcionament del PCD per a una simulació PHIL.

on la impedència  $Z_{ab}$  es troba repetida tant a la simulació com en el HUT.

A [9] hi ha una explicació detallada del mètode, però fent un petit anàlisi del circuit de la Figura 3.6, es poden trobar els seus avantatges. Si es produeix un error en el instant  $k$  a la tensió  $v_2'$  sintetitzada al HUT de  $\Delta v_2'(k)$ , a la següent iteració es produirà un error a l'altre part de

$$\Delta v_1'(k+1) = \frac{Z_a}{Z_a + Z_{ab}} \Delta v_2'(k) \quad (3.12)$$

que al mateix temps produirà un error de

$$\Delta v_2'(k+1) = \frac{Z_b}{Z_b + Z_{ab}} \Delta v_1'(k+1) \quad (3.13)$$

Així doncs, la funció de transferència en laç obert és:

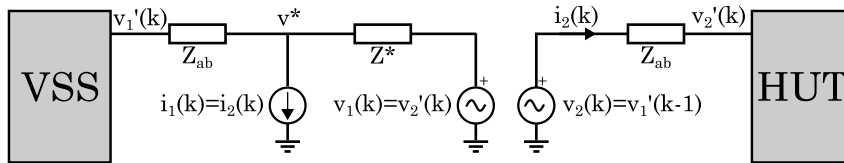
$$G_{ia,PCD}(s) = \frac{Z_a Z_b}{(Z_a + Z_{ab})(Z_b + Z_{ab})} \quad (3.14)$$

que per a qualsevol valor real de  $Z_a$ ,  $Z_b$  i  $Z_{ab}$  sempre serà menor que 1, i per tant serà convergent.

Aquesta és una metodologia que presenta resultats molt bons, sobretot en termes d'estabilitat, en el cas de circuits resistius on els valors de les impedàncies són tots reals. Tot i això, si el valor de  $Z_{ab}$  és petit en comparació amb el de  $Z_a$  i  $Z_b$ ,  $G_{ia,PCD}(s)$  pren un valor pròxim a 1, acostant-se a la inestabilitat.

### 3.2.5 Mètode d'impedància d'amortiment (*Damping Impedance Method*)

El *Damping Impedance Method* o DIM, es una combinació del ITM i del PCB. Al posar-hi una impedància de valor  $Z^*$ , tal i com es pot veure en la configuració de la Figura 3.7, s'aconsegueix un guany que està entre el que s'obté amb el ITM i el del PCB. Si  $Z^*$  és 0,  $v^*$  serà  $v_1'(k)$  i es tindrà la configuració del PCB. En canvi, si  $Z^*$  pren un valor infinit, el corrent per el VSS serà  $i_2(k)$  i la configuració serà la del DIM.



**Figura 3.7:** Configuració del TLM per a una simulació PHIL.

En aquest cas, el guany es pot calcular a partir de l'expressió:

$$G_{ia,DIM}(s) = \frac{Z_a(Z_b - Z^*)}{(Z_a + Z_{ab})(Z_b + Z_{ab} + Z^*)} \quad (3.15)$$

Observant l'expressió anterior es pot veure que quan  $Z^*$  pren el mateix valor que  $Z_b$ ,  $G_{ia,DIM}(s)$  passa a ser 0. En aquest cas, per tant, l'error generat en una iteració no es propagaria a la següent i es tindria un sistema completament estable. Tot i que el poc coneixement del HUT

pot provocar que obtenir el valor de  $Z_b$  sigui complicat, es poden fer aproximacions a partir dels resultats històrics d'anteriors simulacions amb els valors RMS de  $v_2'$  i  $i_2$ . Encara que es cometi un petit error en el càlcul de la  $Z^*$  ideal, aquest mètode continua donant resultats molt bons en quant a estabilitat.

### 3.3 Elecció del IA

Per tal de triar un IA apropiat, les característiques a tenir en compte són: la precisió, l'estabilitat i la dificultat d'implementar-los. A partir de l'anàlisi fet i tenint en compte les funcions de transferència en laç obert de cada IA, que es poden veure resumides a la Taula 3.1, es pot escollir el IA apropiat.

IA	Funció de transferència
ITM	$G_{ia,ITM}(s) = -\frac{Z_a}{Z_b}$
TFA	$G_{ia,TFA}(s) = -\frac{Z_a}{R_b + sL_b} \left(1 - \frac{sT}{2}\right)$
TLM	$G_{ia,TLM}(s) = \frac{Z_a - Z_{lk}}{Z_a - Z_{lk}} \frac{Z_b - Z_{lk}}{Z_b - Z_{lk}}$
PCD	$G_{ia,PCD}(s) = \frac{Z_a Z_b}{(Z_a + Z_{ab})(Z_b + Z_{ab})}$
DIM	$G_{ia,DIM}(s) = \frac{Z_a(Z_b - Z^*)}{(Z_a + Z_{ab})(Z_b + Z_{ab} + z^*)}$

**Taula 3.1:** Funcions de transferència en laç obert dels diferents IAs analitzats.

Resumint per a cada mètode:

- ITM: és el més robust, convencional i fàcil d'implementar. Triant encertadament entre el *node-inserted voltage-controlled* o el *loop-inserted current-controlled* s'obtinran resultats precisos per la majoria d'aplicacions. Presenta problemes d'estabilitat en els casos en que el VSS i el HUT tenen dimensions similars.
- TFA: tot i que presenta resultats tant precisos com el ITM i compensa els temps de retard, al basar-se en prediccions, a la pràctica en els moments en que intenta resoldre el paràmetres, certes singularitats el fan inestable. És més complex que l'anterior.
- TLM: tot i presentar gran estabilitat, és més complicat d'implementar i l'ús de  $Z_{lk}$  el fa menys flexible.
- PCD: té grans resultats pel que fa a l'estabilitat, però la seva precisió vindrà marcada fortament pel valor de  $Z_{ab}$ .
- DIM: al ser un punt mig entre el ITM i el PCD, pot tenir una bona estabilitat i precisió. Continua tenint una implementació més complicada que el ITM

Per aquests motius, i tenint en compte l'objectiu final d'aquest projecte en que el fet de que el  $\delta_i$  sigui de 20 ms i de que no s'arribi a treballar amb formes d'ona complexes, el mètode utilitzat serà el ITM. Aquest és un mètode molt robust i àmpliament utilitzat que dona resultats molt bons en la majoria de casos. Tot i això, si aquesta mateixa plataforma s'utilitzés en un futur per a altres projectes, s'haurien de tornar a analitzar totes les alternatives.

## Capítol 4

# Especificacions dels convertidors

Un cop es tenen els resultats de la simulació en temps real, cal imposar les característiques de la tensió obtinguda al HUT mitjançant l'etapa anomenada interconnexió de potència. Per a fer això es fa ús dels convertidors estàtics. Aquests, són unes màquines elèctriques que mitjançant interruptors estàtics basats en semiconductors són capaços de transformar l'energia elèctrica en totes les seves formes. D'aquesta manera es poden obtenir les etapes de transformació AC-DC, DC-AC, DC-DC i AC-AC on es poden obtenir els nivells de tensió i freqüència desitjats.

### 4.1 Tipologia dels convertidors

Per tal d'aconseguir imposar una xarxa determinada en el HUT obtenint l'energia de la xarxa, caldrà utilitzar una transformació AC-AC que al seu temps estarà composta per dues etapes:

- AC-DC: aquesta etapa serà l'encarregada de rectificar les tensions provinents de la xarxa i assegurar el flux de potència necessari per alimentar el HUT o extreure la potència generada per aquest.
- DC-AC: aquesta etapa inversora serà capaç de proporcionar una tensió alterna diferent a la de la xarxa inicial.

Aquestes dues etapes totalment controlades estan connectades entre elles a través d'un bus de continua que actua com a acumulador d'energia en una configuració coneguda com a *back-to-back*.

Aquests convertidors AC-DC són totalment bidireccionals, i per tant, el *back-to-back* estarà constituït per dos convertidors idèntics connectats pel bus DC. Cada un d'aquests pot ser classificat en dos categories en funció de les formes d'ona de tensió i corrent de la seva banda de contínua:

- CSC (*Current Source Converter*): En aquesta tipologia (Figura 4.1a) el bus de contínua on es connecta una inductància en sèrie, actua com una font de corrent mantenint la polaritat del corrent del bus DC. D'aquesta manera, la direcció del flux la determina la polaritat de la tensió  $E_{DC}$ .

- VSC (*Voltage Source Converter*): En aquest cas (Figura 4.1b) el bus DC, on hi ha connectat un condensador en paral·lel, actua com a font de tensió i la direcció del flux de potència vindrà determinada pel sentit del corrent.

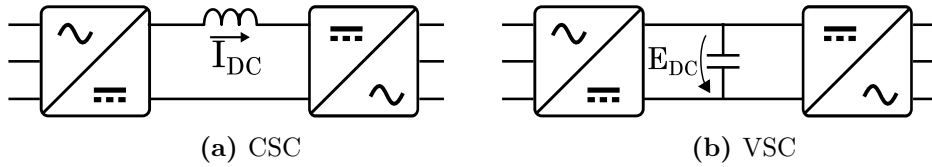


Figura 4.1: Esquema de les configuracions VSC i CSC dels convertidors AC-DC

Els convertidors del tipus CSC necessiten unes tècniques de control de més complexitat, utilitzen interruptors de potència unidireccionals bipolars poc estesos en el mercat i en cas de fallada sempre han de garantir un pas per el corrent elèctric. D'altra banda, els convertidors del tipus VSC utilitzen interruptors amb conducció inversa, com poden ser els IGBT (*insulated-gate bipolar transistor*) amb un díode en antiparal·lel, i el seu control és molt més senzill. Per aquest motiu, aquesta és la tipologia més estesa i serà la utilitzada en aquest projecte.

## 4.2 Modelització del convertidors

Cada un dels dos convertidors VSC utilitzats consta de tres branques amb dos interruptors totalment controlables IGBT amb un díode en antiparal·lel, on el punt mig de cada branca està connectat a la corresponent fase del sistema AC (Figura 4.2). Aquests convertidor de dos nivells permetrà controlar els fluxos de potència activa i reactiva bidireccionals entre el bus DC i el sistema trifàsic. Al ser de només tres branques, no permetrà controlar el neutre i per tant no es podran controlar desequilibris no simètrics ni harmònics amb component homopolar. Només es podrà treballar amb sistemes simètrics i equilibrats.

Per a fer l'estudi dels controls dels convertidors que es mostra en el capítol 5 a continuació, aquests s'han modelitzat tal com es mostra a la Figura 4.2. D'aquesta manera la xarxa trifàsica del costat AV queda representada com a tres fonts de tensió controlables, mentre que el bus DC esta modelat amb una font de corrent controlable, on la relació entre els dues parts ve determinada per les equacions (4.1):

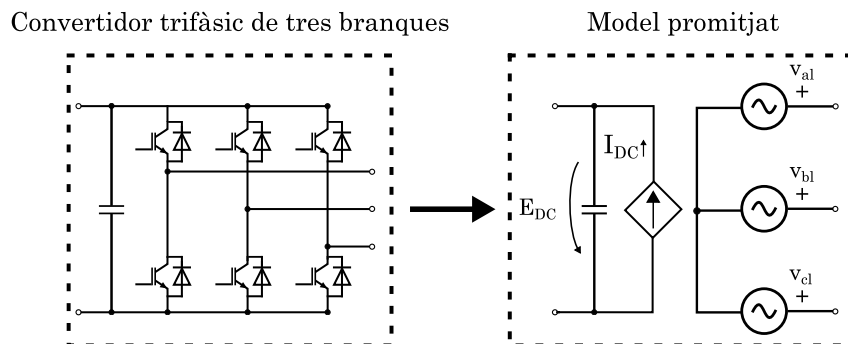


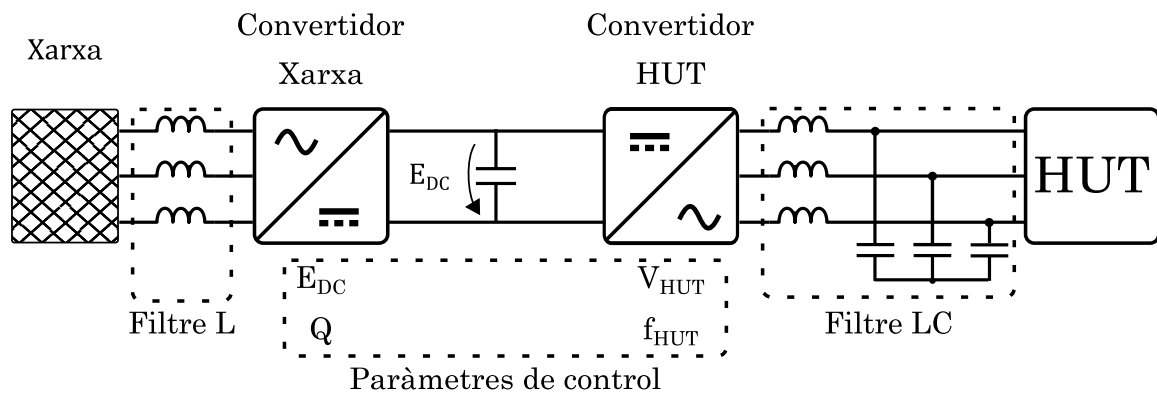
Figura 4.2: Convertidor trifàsic de dos nivells i equivalent simplificat.

$$\begin{aligned}
 P_{AC} &= P_{DC} \\
 P_{DC} &= E_{DC} I_{DC} \\
 I_{DC} &= \frac{P_{AC}}{E_{DC}}
 \end{aligned}
 \tag{4.1}$$

Amb aquesta metodologia no es tenen en compte les pèrdues del convertidor, ni es veuran les components d'alta freqüència de les magnituds degudes a les commutacions dels interruptors de potència. D'altra banda, simplificarà l'estudi del disseny del seu control i els resultats seran molt propers als de la realitat.

### 4.3 Sistema utilitzat en la plataforma experimental

La plataforma utilitzada en aquest projecte estarà composta per dos convertidors VSC amb la configuració que es mostra a la Figura 4.3.



**Figura 4.3:** Representació general de la interconnexió de potència utilitzada.

Cada un d'aquests dos convertidors haurà de controlar diferents paràmetres:

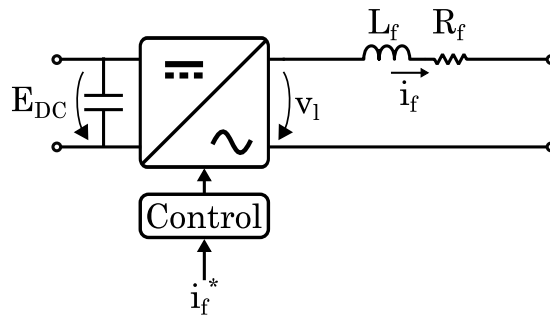
- **Convertidor xarxa:** Aquest serà l'encarregat de rectificar les tensions alternes provinents de la xarxa i passar-les a DC. Tindrà com a objectiu regular les potències activa i reactiva intercanviades amb la xarxa. La potència reactiva tindrà sempre una consigna nul·la, mentre que la potència activa que injectarà o consumirà serà aquella que mantingui el nivell de la tensió del bus DC estable. D'aquesta manera, el seu consum serà el mateix que el del convertidor HUT.
- **Convertidor HUT:** Aquesta etapa tindrà com a objectiu passar la tensió DC del bus de contínua a una senyal alterna on la tensió tindrà l'amplitud i la freqüència consignades i enviades des de la simulació en temps real. D'aquesta manera s'aconseguirà crear una xarxa independent de la pública que tingui les característiques corresponents al HUT en cada moment.

### 4.3.1 Filtres etapa trifàsica

En la connexió de l'etapa trifàsica dels convertidors VSC sol haver-hi un filtre per tal de filtrar els harmònics de freqüència elevada, provocats per les commutacions. També són necessaris per tal de poder-se connectar a la xarxa si és el que es desitja. Els filtres utilitzats en aquest cas són un filtre inductiu de primer ordre (L) pel convertidor costat xarxa, i un filtre de segon ordre (LC) pel cas del convertidor del costat HUT.

#### Filtre L

El filtre L, representat a la Figura 4.4, on la tensió aplicada pel convertidor en el costat d'alterna  $v_l$  vindrà determinada per un control que tindrà el corrent  $i_f$  que circula per la bobina com a entrada. Aquesta bobina  $L_f$  té una resistència en sèrie  $R_f$  composta per la resistència de la pròpia bobina així com del cablejat.



**Figura 4.4:** Representació monofàsica d'un sistema amb VSC amb un filtre L.

D'aquesta manera, la funció de transferència de la planta serà:

$$G_L = \frac{I_f(s)}{V_l(s)} = \frac{1}{sL_f + R_f} \quad (4.2)$$

#### Filtre LC

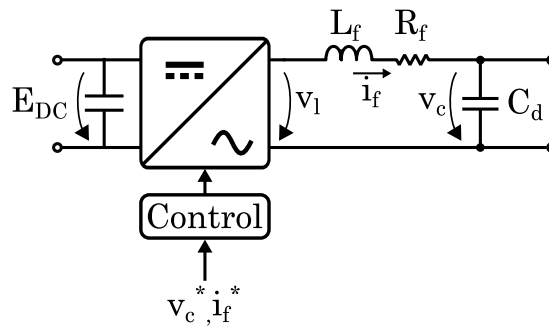
En aquest cas, a la bobina i la resistència en sèrie del cas anterior, s'hi afegeix un condensador  $C_d$  en paral·lel (Figura 4.5). La tensió  $v_l$  sintetitzada pel convertidor vindrà determinada per un control que podrà tenir com a consignes tant el corrent per la bobina  $i_f$  com la tensió als condensadors  $v_c$ .

En aquest cas, les funcions de transferència que relacionaran les tensions imposades pel convertidor amb els corrents per la bobina i la tensió dels condensadors són les següents.

$$G_L = \frac{I_f(s)}{V_l(s) - V_c(s)} = \frac{1}{sL_f + R_f} \quad (4.3)$$

$$G_{LC} = \frac{V_c(s)}{I_f(s)} = \frac{1}{sC_d} \quad (4.4)$$





**Figura 4.5:** Representació monofàsica d'un sistema amb VSC amb un filtre LC.

En el cas del convertidor HUT, on es vol emular una xarxa, l'ús dels condensadors és imprescindible, ja que el que es controlarà serà la tensió en aquests condensadors, que al seu temps serà la tensió en borns del HUT, que és la variable que es vol controlar.



## Capítol 5

# Control dels convertidors

### 5.1 Sistemes de control

Per tal que el sistema sigui capaç de seguir les senyals de referència, s'ha d'aplicar un control sobre la planta que es vulgui controlar en cada cas. Tot seguit es presenten les dues tècniques de control utilitzades.

#### 5.1.1 Sistema de referència síncron

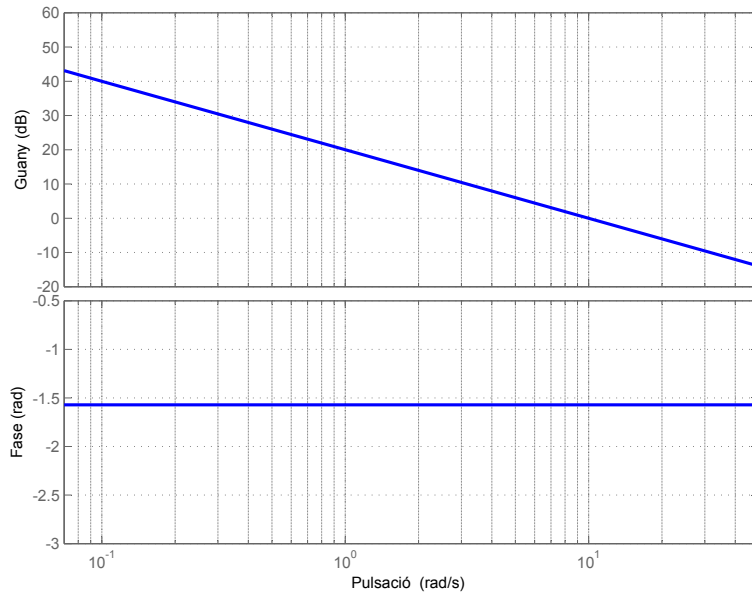
Si la senyal de referència és constant o té una variació molt lenta, una tècnica de control àmpliament utilitzada és el control proporcional-integral (PI). Aquest, que té la funció de transferència de l'equació (5.1), es pot ajustar i sintonitzar a partir dels paràmetres  $k_p$  i  $k_i$ , i el seu principal avantatge és que el integrador té un guany molt elevat per a les freqüències nul·les de les senyals constants, tal i com es pot veure a la Figura 5.1

$$G_{PI}(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (5.1)$$

Ara bé, quan les senyals aplicades al control són alternes com en el cas d'una tensió o un corrent, cal transformar aquestes senyals a contínues, ja que sinó apareixerà un error a mesura que va augmentant la freqüència. Això es pot fer amb la transformada de Park (veure C) i s'obté el que es coneix com un control PI amb referència síncrona (SRF o *Synchronous Reference Frame*) que sí que permetrà obtenir un error en estat estacionari nul.

Al aplicar la transformada de Park, es passarà d'una senyal alterna per cada una de les tres fases, a dues senyals constants en referència  $qd$ . Cal anar en compte, però, ja que si es volen controlar aquestes dues senyals per separat, apareixerà un terme d'acoblament  $j\omega L_f$  [25] que caldrà desacoblar correctament com es veurà més endavant.

Els sistemes simètrics i equilibrats són especialment adequats per a aquesta metodologia gràcies a les propietats de la transformada de Park, que no serà tant adient per a sistemes desequilibrats o monofàsics. Un altre inconvenient d'aquesta tipologia de control és el major temps de còmput al haver d'utilitzar la transformada de Park i que si s'ha de tractar amb un gran nombre d'harmònics s'haurà de disposar de diversos sistemes de referència síncrons.



**Figura 5.1:** Diagrama de Bode d'un integrador.

Aquest serà el sistema utilitzat en el convertidor costat xarxa en el que es regularà la tensió del bus de contínua. D'altra banda, com que l'objectiu d'aquest projecte és deixar l'etapa de interconnexió de potència preparada per a futurs projectes PHIL on potser es vulgui treballar amb altres tipus de programaris de simulació on es puguin aplicar desequilibris o harmònics, el control del segon convertidor es farà amb alguna altra metodologia més adient.

### 5.1.2 Controlador ressonant

Així doncs, en el convertidor costat HUT s'utilitzarà una metodologia amb una dinàmica equivalent a la de la tècnica dels SFR, però que sigui capaç de controlar senyals alterns amb error permanent nul. Això es farà mitjançant els controladors ressonants que permetran seguir els senyals sinusoidals de les tensions i corrents del sistema.

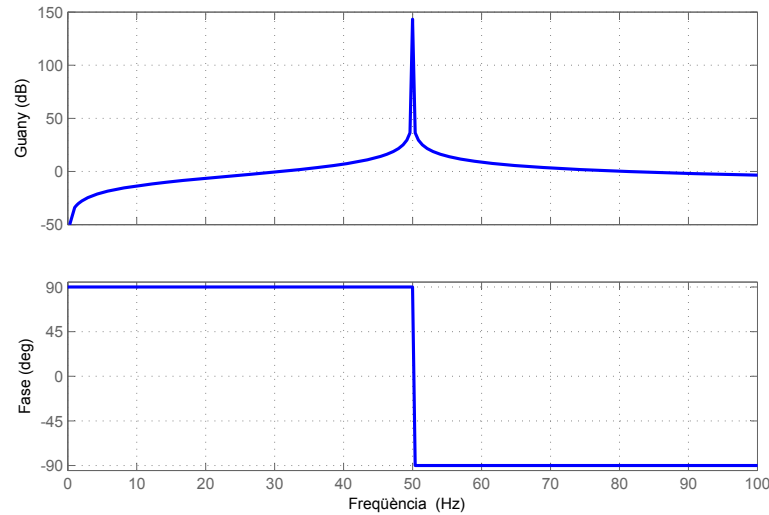
La funció de transferència d'un controlador PR (proporcional-ressonant) és la mostrada a l'equació (5.2) i prové de a suma d'aplicar desplaçaments de  $\pm\omega_0$  a totes les freqüències per obtenir les funcions de transferència equivalents en referència estacionària de controladors PI en SRF de seqüències directa i inversa.

$$G_{PR}(s) = G_{PI}(s - j\omega_0) + G_{PI}(s + j\omega_0) = k_p + k_i \frac{s}{s^2 + \omega_0^2} = k_p + k_i R(s) \quad (5.2)$$

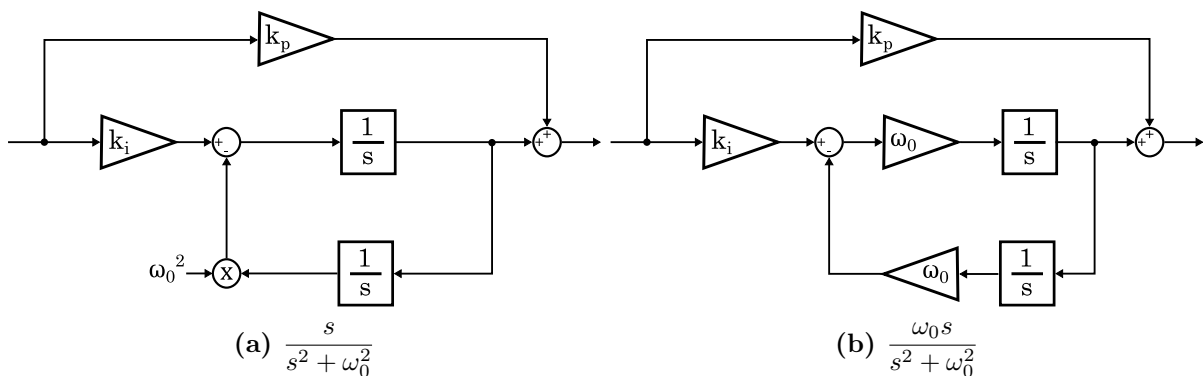
on  $R(s)$  té idealment un guany infinit a la freqüència de ressonància  $\omega_0$ , tal i com es mostra al diagrama de bode de la Figura 5.2, donant un error permanent nul. Aquest controlador, que serà sintonitzat a partir dels paràmetres  $k_p$  i  $k_i$ , pot ser implementat descomponent  $R(s)$  en dos integradors, tal i com es mostra a la Figura 5.3, podent-se expressar la seva funció de transferència també de la següent forma:

$$G_{PR}(s) = \frac{\omega_0 s}{s^2 + \omega_0^2} \quad (5.3)$$

Degut a la naturalesa del controlador, és possible implementar diferents PR en cascada i con-



**Figura 5.2:** Diagrama de Bode de  $R(s)$  amb  $\omega_0 = 2\pi 50$  rad/s



**Figura 5.3:** Representació del controlador PR descompost en dos integradors

trolar varies freqüències de forma simultània (equació (5.4)), sense que uns afectin als altres. D'aquesta manera, per exemple, és pot aconseguir controlar una senyals amb harmònics a diferents freqüències aconseguint la forma d'ona desitjada.

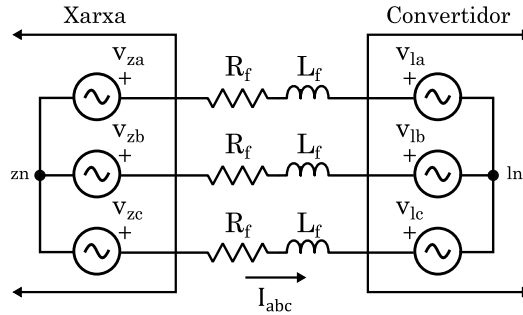
$$G_{PR}(s) = k_p + k_i \sum_{n=0}^n R(s) \tag{5.4}$$

Cal anar en compte amb el mètode de discretització que es tria en el moment d'implementar els controladors PR (veure Annex F), ja que depenent de la metodologia triada poden sorgir petits desplaçaments dels pols que en aquest cas comporten grans diferències en la resposta d'aquests controladors degut a tenir un guany molt gran en una banda molt estreta.

## 5.2 Convertidor Xarxa

Aquest és el convertidor que està directament connectat a la xarxa pública i que regularà els intercanvis de potència activa i reactiva amb aquesta. Mentre que la consigna de potència reactiva a generar o consumir sempre serà nul·la, la potència activa intercanviada estarà regulada en funció de la tensió del bus DC.

Si es considera l'esquema de la Figura 5.4, on es mostren les tensions sintetitzades pel convertidor  $v_l$  connectades a la xarxa (tensions  $v_z$ ) a través d'un filtre d'acoblament inductiu  $L$ , les equacions



**Figura 5.4:** Esquema elèctric de la connexió trifàsica entre el convertidor i la xarxa.

del sistema, sense considerar la seqüència homopolar, poden ser expressades [25]:

$$\begin{bmatrix} v_{za} \\ v_{zb} \\ v_{zc} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_{la} \\ v_{lb} \\ v_{lc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_f & 0 & 0 \\ 0 & R_f & 0 \\ 0 & 0 & R_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_f & 0 & 0 \\ 0 & L_f & 0 \\ 0 & 0 & L_f \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (5.5)$$

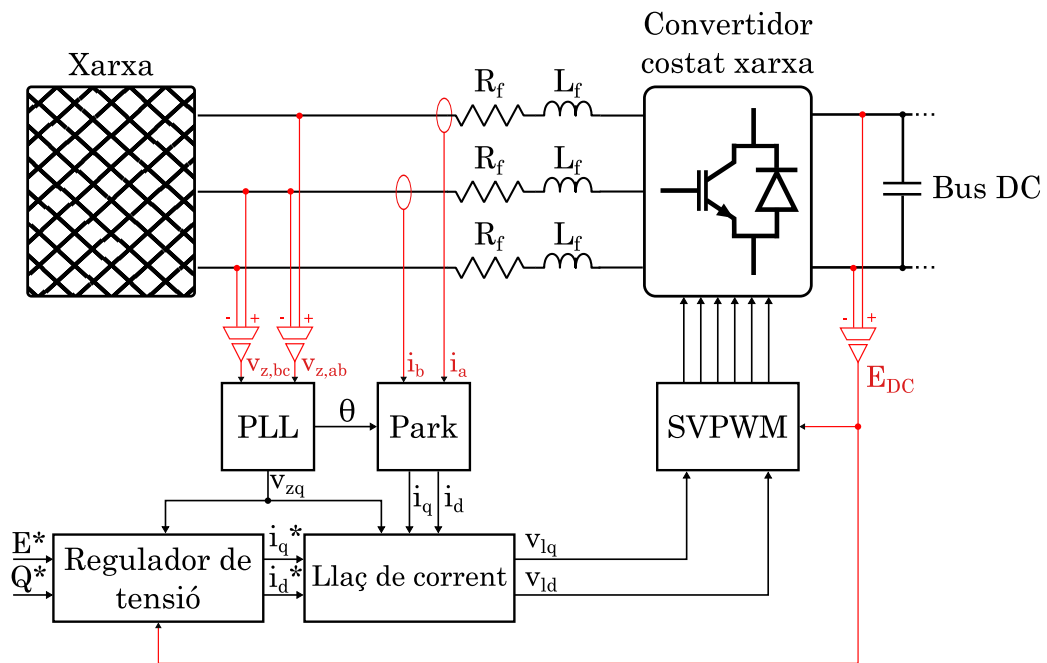
que passades a referència  $qd0$  són:

$$\begin{bmatrix} v_{zq} \\ v_{zd} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_{lq} \\ v_{ld} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_f & -L_f\omega_e \\ L_f\omega_e & R_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ i_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_f & 0 \\ 0 & L_f \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_q \\ i_d \end{bmatrix} \quad (5.6)$$

El sistema de control d'aquest convertidor, il·lustrat a la Figura 5.5, sintetitzarà les tensions adequades al convertidor controlant els corrents que passen pel filtre  $L$ .

Les parts més importants d'aquest sistema són:

- PLL: es sincronitza amb la velocitat angular de la xarxa i en treu l'angle d'aquesta per a poder implementar la transformada de Park.
- Transformada de Park: transforma les senyals en referència  $abc$  a referència  $qd$  per a implementar el control en referència SRF (Annex C).
- Llaç de corrent: a partir de les equacions (5.6) troba les tensions a modular per a intercanviar els corrents consignades amb la xarxa.
- Regulador de tensió: és un llaç més extern que determina el corrent de referència  $i_q^*$ , per tal de mantenir la tensió del bus DC constant.
- SVPWM: rebudes les tensions de la sortida del llaç de corrent, les sintetitza a la sortida del convertidor (Annex E).

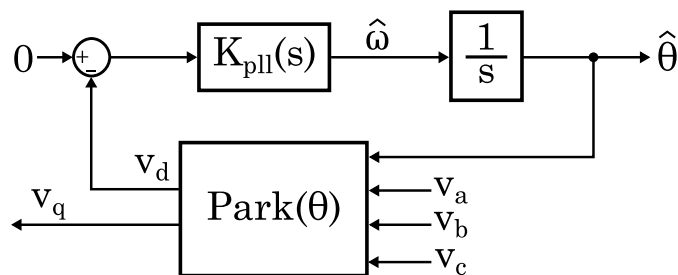


**Figura 5.5:** Esquema general del control del convertidor costat xarxa.

A continuació s'exposen en més detall el disseny dels controls de la PLL, el llaç de corrent i el regulador de tensió.

### 5.2.1 PLL (*Phase Locked Loop*)

En aquest projecte, per al disseny de la PLL, s'ha utilitzat el mètode que es representa a la Figura 5.6. Aquest es basa en la realimentació de la component  $v_d$  de la xarxa, filtrada amb un controlador PI. La sortida d'aquest bloc serà la velocitat angular estimada de la xarxa  $\hat{\omega}_e$  que passada per un integrador donarà com a resultat l'angle estimat de la xarxa  $\hat{\theta}_e$ .



**Figura 5.6:** Diagrama de blocs de la PLL trifàsica utilitzada.

Si s'assumeix que la diferència entre l'angle estimat  $\hat{\theta}_e$  i l'angle real de la xarxa  $\theta_e$  és molt petita, s'obté el següent sistema de segon ordre [26]:

$$\frac{\hat{\theta}_e}{\theta_e} = \frac{2\xi\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (5.7)$$

Si el controlador de la PLL  $K_{pll}$ , es defineix com un sistema PI,

$$K_{pll}(s) = k_{p,pll} + \frac{k_{i,pll}}{s} = k_{p,pll} \left( \frac{1}{\tau_{pll}} + s \right) \quad (5.8)$$

i els paràmetres de control  $k_{p,pll}$  i  $\tau_{pll}$  per a obtenir la resposta desitjada, es poden determinar a partir de les expressions següents [26]:

$$\omega_n = \sqrt{\frac{k_{p,pll} E_m}{\tau_{pll}}} \quad (5.9)$$

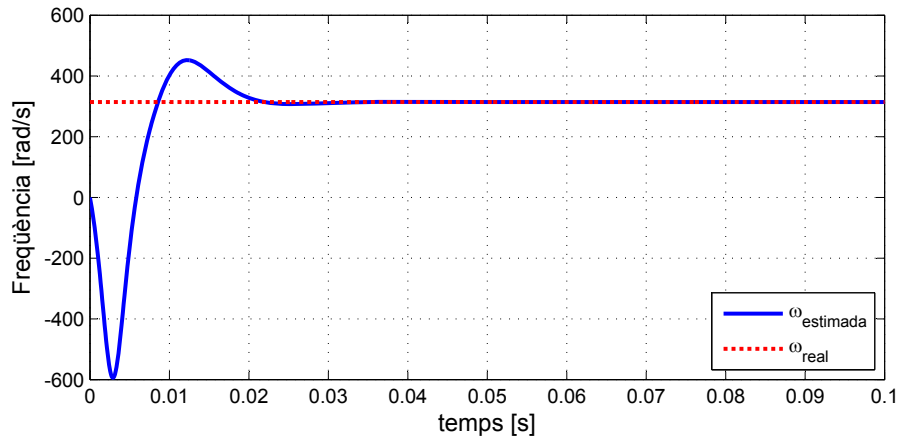
$$\xi = \frac{\sqrt{k_{p,pll} E_m \tau_{pll}}}{2} \quad (5.10)$$

on  $E_m$  serà el valor pic del voltatge,  $\omega_n$  la freqüència natural i  $\xi$  el factor d'amortiment.

Utilitzant els valors mostrats a la Taula 5.1, s'han obtingut els resultats que es poden observar a la Figura 5.7. Es pot veure com durant una inicialització, la PLL és capaç d'obtenir la freqüència de la xarxa amb un error nul en estat estacionari en menys de 5 ms, és a dir en menys d'un quart de període de la xarxa. Integrant aquest valor, es trobarà l'angle de la xarxa que s'utilitzarà per al càlcul de la transformada de Park  $T(\theta)$ .

Paràmetres	Valor
$\tau_{pll}$	0.0045 s
$\omega_n$	$2\pi 50$ rad/s
$\xi$	$1/\sqrt{2}$
$E_m$	$400\sqrt{2}/\sqrt{3}$
$k_{p,pll}$	$2\xi_{pll}\omega_n/E_m$
$k_{i,pll}$	$\omega_n^2/E_m$

**Taula 5.1:** Paràmetres de control utilitzats en la PLL



**Figura 5.7:** Resposta de la PLL durant la inicialització.



### 5.2.2 Llaç de corrent

Assumint que com a resultat de la PLL implementada i explicada anteriorment,  $v_{zd} = 0$ , es pot reescriure l'equació (5.6) com a:

$$\begin{bmatrix} v_{zq} \\ 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_{lq} \\ v_{ld} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_f & -L_f\omega_e \\ L_f\omega_e & R_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ i_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_f & 0 \\ 0 & L_f \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_q \\ i_d \end{bmatrix} \quad (5.11)$$

on es pot veure de forma clara que existeix un acoblament entre les components  $q$  i  $d$  de les tensions i els corrents. Per tal de controlar els corrents  $i_q$  i  $i_d$  de manera independent, les dues opcions principals són:

- Control multivariable: on es controlen les components  $q$  i  $d$  amb un sol controlador de dues dimensions.
- Desacoblar: aconseguint controlar les dues variables de forma independent.

En aquest projecte s'ha utilitzat el desacoblament utilitzant el canvi de variable definit en la següent expressió:

$$\begin{bmatrix} v_{lq} \\ v_{ld} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\hat{v}_{lq} + v_{zq} - L_f\omega_e i_d \\ -\hat{v}_{ld} + L_f\omega_e i_d \end{bmatrix} \quad (5.12)$$

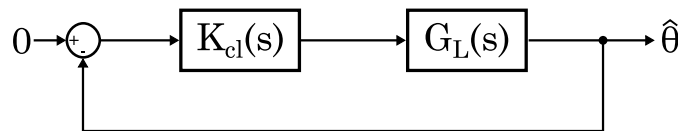
Aplicant aquesta substitució a (5.11), s'obté:

$$\begin{bmatrix} \hat{v}_{lq} \\ \hat{v}_{ld} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_f & 0 \\ 0 & r_l \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ i_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_f & 0 \\ 0 & L_f \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_q \\ i_d \end{bmatrix} \quad (5.13)$$

on es pot observar com les components  $q$  i  $d$  ara sí que estan totalment desacoblades. Amb les variables desacoblades, el disseny del controlador es simplifica i s'obtenen dos sistemes (un per a la component  $q$  i un altre per la  $d$ ) que seran exactament iguals i tindran la funció de transferència del filtre L corresponent:

$$G_L = \frac{\hat{V}_l(s)}{I(s)} = \frac{1}{R_f + sL_f} \quad (5.14)$$

Per a desenvolupar el control del llaç de corrent s'ha emprat la metodologia IMC (*Internal Model Control*) [27] il·lustrada a la Figura 5.8. Coneguda la funció de transferència de la planta a controlar, s'utilitza un controlador genèric  $K(s)$  i una realimentació unitària. Tot seguit, s'igualava la funció de transferència en llaç tancat obtinguda amb la funció de transferència desitjada i es calculen els paràmetres del controlador.



**Figura 5.8:** Esquema de la metodologia IMC

Així doncs, si es desitja obtenir un sistema amb una resposta de primer ordre, i s'igualen les expressions, s'obté:

$$X(s) = \frac{1}{\tau s + 1} = \frac{K_{cl}(s)G_L(s)}{1 + K_{cl}(s)G_L(s)} \quad (5.15)$$

Aïllant, el controlador quedarà de la forma:

$$K_{cl}(s) = \frac{X(s)}{G_L(s)(1 - X(s))} = \frac{\frac{1}{\tau s + 1}}{\frac{1}{R_f + sL_f} \left(1 - \frac{1}{\tau s + 1}\right)} = \frac{R_f + L_f s}{\tau s} \quad (5.16)$$

Si es vol expressar la funció de transferència obtinguda per aquest controlador com un PI de la forma

$$K_{cl}(s) = \frac{k_{cl,p}s + k_{cl,i}}{s} \quad (5.17)$$

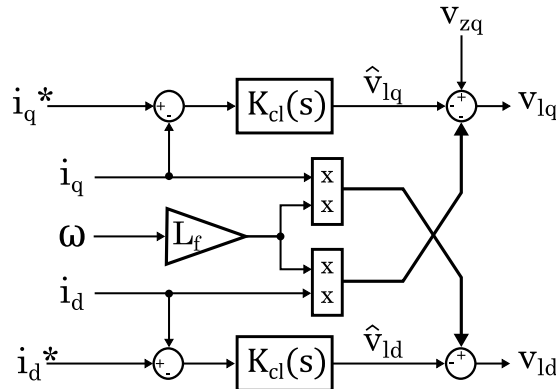
igualant les expressions (5.16) i (5.17) s'obtenen els paràmetres de control  $k_{cl,p}$  i  $k_{cl,i}$  en funció de les característiques del filtre L.

$$k_{cl,p} = \frac{L_f}{\tau} \quad (5.18)$$

$$k_{cl,i} = \frac{R_f}{\tau} \quad (5.19)$$

on el paràmetre de control és  $\tau$ .

D'aquesta manera i seguint les equacions obtingudes anteriorment, l'esquema de control pel llac de corrent és el que queda il·lustrat a la Figura 5.9, on  $i_q^*$  i  $i_d^*$  són les consignes de corrent desitjades. Es pot observar com a la sortida dels controladors  $K_{cl}(s)$  es produeix el desacoblament que s'havia fet seguint l'expressió (5.12).

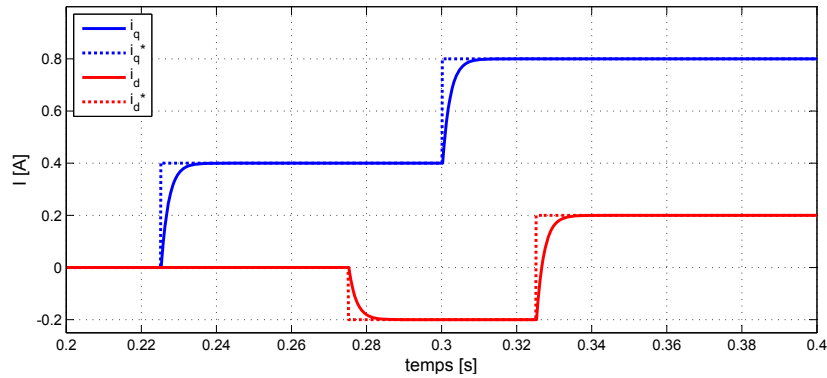


**Figura 5.9:** Esquema del control del llac de corrent

Utilitzant els paràmetres de la Taula 5.2 per al disseny del llac de corrent, que són els presents a la plataforma experimental que s'ha implementat, es pot observar a la Figura 5.10 la resposta del control davant de canvis de tipus graó de la consigna.

Paràmetres	Valor
$\tau$	1 ms
$R_f$	1,6 $\Omega$
$L_f$	6 mH

**Taula 5.2:** Paràmetres de control utilitzats en el llac de corrent del convertidor xarxa.



**Figura 5.10:** Respostat del llac de corrent davant de canvis de consigna de les components  $d$  i  $q$  de corrent.

Com es pot veure, es poden controlar les component  $q$  i  $d$  del corrent de manera independent, sense que el canvi d'una afecti a l'altra, i aconseguint la dinàmica desitjada d'un sistema de primer ordre amb  $\tau = 1$  ms.

### 5.2.3 Regulador de la tensió del bus DC

Un cop dissenyat el llac de corrent, és necessari enviar-li les consignes necessàries  $i_q^*$  i  $i_d^*$ . Aquestes poden ser trobades a partir de les expressions que determinen els fluxos de potència activa i reactiva [28]:

$$P^* = \frac{3}{2} (v_{qz}i_q^* + v_{dz}i_d^*) \quad (5.20)$$

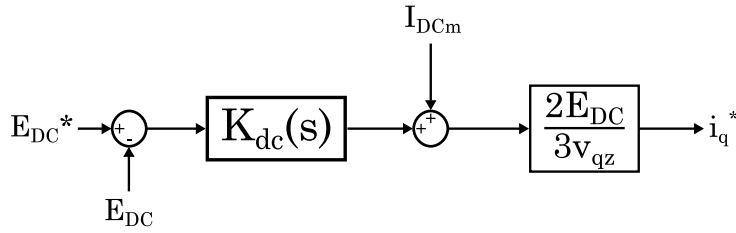
$$Q^* = \frac{3}{2} (v_{qz}i_d^* - v_{dz}i_q^*) \quad (5.21)$$

on aïllant els corrents i tenint en compte que la component  $v_{dz}$  és nul·la, s'obté el càlcul de les consignes a partir de:

$$i_q^* = \frac{2 P^*}{3 v_{qz}} \quad (5.22)$$

$$i_d^* = \frac{2 Q^*}{3 v_{qz}} \quad (5.23)$$

Si bé pel cas de la reactiva, i en conseqüència de  $i_d^*$ , aquesta serà la metodologia utilitzada i se li consignarà una  $i_d^* = 0$ , pel cas de la potència activa, la consigna  $i_q^*$  serà aquella que garanteixi que la potència activa consumida sigui igual a la subministrada per la xarxa. Això es farà a partir del regulador de tensió del bus DC, l'esquema del qual es pot veure a la Figura 5.11.

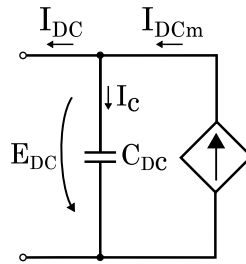


**Figura 5.11:** Esquema del llaç de regulació de la tensió del bus DC

Aquest regulador té com a entrades la tensió mesurada del bus DC  $E_{DC}$ , la referència de tensió que es vol mantenir  $E_{DC}^*$  i com a sortida el corrent  $i_q^*$ . El corrent  $i_{DCm}$  és el consumit pel convertidor. Així doncs, aquest convertidor actuarà a partir del condensador del bus DC on la variació de la seva tensió determinarà l'intercanvi de potència activa. La funció de transferència del controlador vindrà donada per les equacions del bus DC (Figura 5.12):

$$I_c = I_{DCm} - I_{DC} \quad (5.24)$$

$$I_c = -C_{dc} \frac{dE_{dc}}{dt} \quad (5.25)$$



**Figura 5.12:** Esquema elèctric simplificat del bus DC.

Per tant, la planta a controlar en aquesta ocasió serà:

$$G_{DC} = \frac{1}{C_{dc}s} \quad (5.26)$$

Utilitzant la mateixa metodologia que en el cas del llaç de corrent, amb un controlador PI, s'obté la següent equació de segon ordre:

$$\frac{k_{p,dc}s + k_{i,dc}}{C_{dc}(s^2 + \frac{k_{p,dc}s}{C_{dc}} + \frac{k_{i,dc}}{C_{dc}})} \rightarrow \frac{2\xi\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (5.27)$$

Igualant les dues expressions, s'obtenen els paràmetres de control:

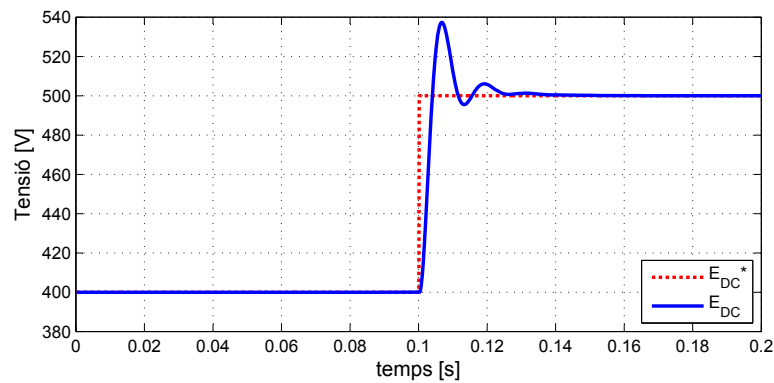
$$k_{p,dc} = 2C_{dc}\xi\omega_n \quad (5.28)$$

$$k_{i,dc} = C_{dc}\omega_n^2 \quad (5.29)$$

Escollint els valors apropiats d'aquests paràmetres s'obté el control desitjat de la tensió del bus DC davant de canvis en la referència  $E_{DC}^*$ . S'ha de tenir en compte, que al ser un llaç més extern que el de corrent vist anteriorment, ha de ser més lent. Així doncs, amb els valors de la plataforma utilitzada i els paràmetres mostrats a la Taula 5.3, es pot observar la variació de la tensió del bus DC  $E_{DC}$  davant d'un canvi de la referència  $E_{DC}^*$  a la Figura 5.13. Cal notar, que aquest és el paràmetre del control utilitzat en el disseny del regulador de tensió.

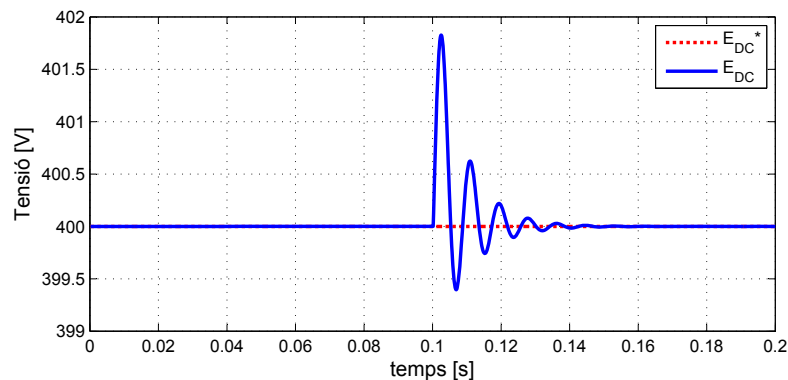
Paràmetres	Valor
$C_{dc}$	2,04 mF
$w_n$	$2\pi/0.02$ rad/s
$\xi$	0.707

**Taula 5.3:** Paràmetres de control utilitzats en el regulador de tensió



**Figura 5.13:** Tensió mesurada en el bus DC davant d'un canvi de consigna.

D'altra banda, la tensió del bus també es podrà veure modificada per altres motius, com ara un canvi en la potència activa injectada o consumida pel convertidor. Així doncs, a la Figura 5.14, es mostra l'evolució de la tensió del bus DC davant d'un canvi de la potència activa provinent del bus DC del 100%.



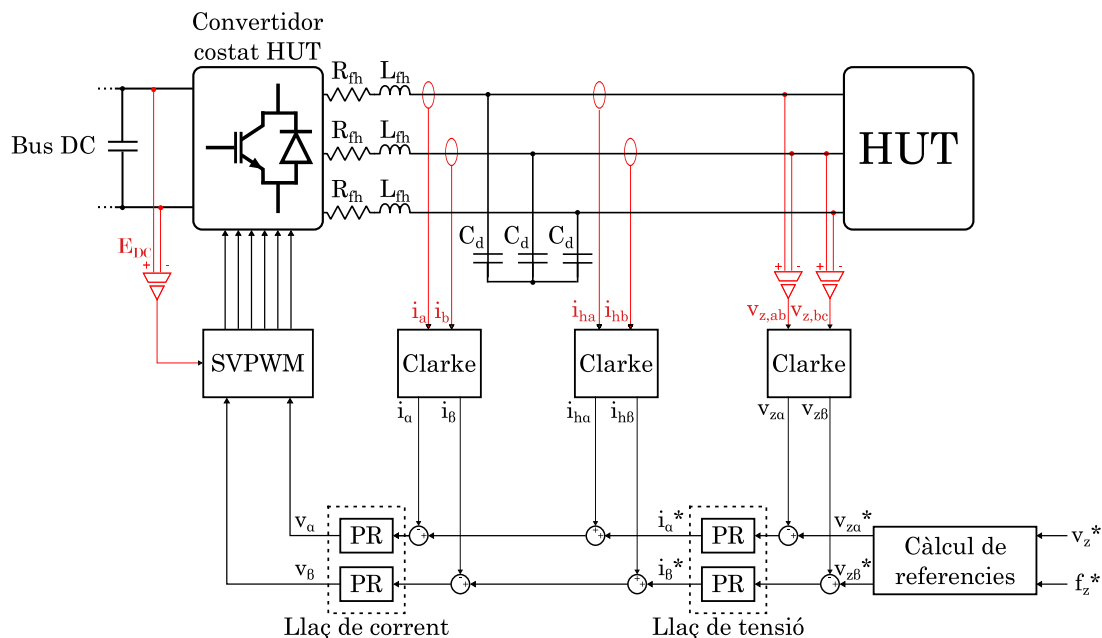
**Figura 5.14:** Tensió mesurada en el bus DC davant d'un canvi de potència activa injectada.

### 5.3 Convertidor HUT

Aquest convertidor serà l'encarregat de, a partir de les consignes rebudes dels resultats de la simulació, crear una xarxa independent amb les característiques desitjades. El sistema de control que durà a terme aquesta tasca es pot veure a la Figura 5.15, i utilitzarà controladors del tipus PR.

Les parts més importants d'aquest sistema, es poden dividir en:

- Transformada de Clarke: aquesta transformada permet passar de tres magnituds a controlar (una per cada fase) a dues (Annex C). A més, els resultats obtinguts del control ja seran introduïts al algoritme del SVPWM directament en aquesta base.
- Càlcul de referències: a partir de les consignes d'amplitud i freqüència obtinguts a la simulació, crea les senyals  $v_{z\alpha}$  i  $v_{z\beta}$  consigna.
- Llaç de tensió: controla la tensió dels condensadors del filtre i determina la consigna de corrent per les inductàncies per a seguir la referència de tensió.
- Llaç de corrent: determina les tensions a aplicar al convertidor per a arribar a la consigna desitjada.
- SVPWM: rebudes les tensions de la sortida del llaç de corrent, les sintetitza a la sortida del convertidor (Annex E).

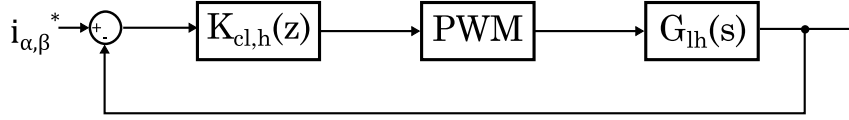


**Figura 5.15:** Esquema general del control del convertidor costat HUT.

A continuació es descriuran els controls implementats en els llaços de corrent i de tensió, així com la seva sintonització.

### 5.3.1 Llaç de corrent

El llaç de corrent controlarà el corrent que circula per la inductància  $L_{fh}$  del filtre LC. El seu sistema de control es pot veure il·lustrat a la Figura 5.16.



**Figura 5.16:** Diagrama de blocs del llaç de corrent del convertidor HUT.

La planta a controlar relaciona el corrent que circula amb la tensió entre els borns d'aquesta. La seva funció de transferència en temps continu serà:

$$G_{lh}(s) = \frac{1}{L_{fh}s + R_{fh}} \quad (5.30)$$

Donada la importància de la metodologia de discretització utilitzada (veure Annex F), s'estudiarà la sintonització del controlador directament en temps discret. Així doncs, la funció de transferència en temps discret de la planta, al afegir-hi la modulació de tensions que tindrà el mateix comportament que un mantenidor d'ordre zero (ZOH), serà la següent:

$$G_{lh}(z) = (1 - z^{-1}) \mathcal{Z} \left\{ \left[ \frac{G_{lh}(s)}{s} \right]_{t=kT_s} \right\} = \frac{1}{R_{fh}} \frac{1 - e^{-\frac{RT_s}{L_{fh}}}}{z - e^{-\frac{R_{fh}T_s}{L_{fh}}}} \quad (5.31)$$

Pel que fa al controlador PR, s'ha discretitzat amb un mantenidor de primer ordre (FOH), al tenir les millors propietats per a aquest projecte (Annex F), quedant la seva funció de transferència en temps discret de la següent forma.

$$K_{cl,h}(z) = k_{p,ih} + k_{i,ih} \frac{1 - \cos(\omega_0 T_s)}{\omega_0 T_s} \frac{z^2 - 1}{z^2 - 2z + 1} \quad (5.32)$$

D'aquesta manera, la funció de transferència del sistema en llaç tancat serà

$$\begin{aligned} G_{cl,i}(z) &= \frac{K_{cl,h}(z)G_{lh}(z)}{1 + K_{cl,h}(z)G_{lh}(z)} = \\ &= \frac{(b[(ak_p + k_i - k_i \cos(a))z + k_i - k_i \cos(a) - ak_p])}{aRz^2 + z(a(bk_p - R - Re^{-\frac{RT_s}{L}}) + bk_i(1 - \cos(a)) + aRe^{-\frac{RT_s}{L}}) + b(k_i - k_i \cos(a) - ak_p)} \end{aligned} \quad (5.33)$$

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

Es desitja que aquesta planta es comporti com un sistema de segon ordre, que té com a equació característica:

$$D(z) = (z - \rho e^{-j\theta})(z - \rho e^{j\theta}) = z^2 + 2\rho \cos(\theta)z + \rho^2 \quad (5.34)$$

on el mòdul i l'angle dels pols complexos conjugats es pot calcular a partir de les expressions

$$\rho = e^{-\xi\omega_n T_s} \quad (5.35)$$

$$\theta = \omega_n T_s \sqrt{1 - \xi^2} \quad (5.36)$$

Igualant les expressions i operant, els paràmetres  $k_{p,ih}$  i  $k_{i,ih}$  del controlador PR seran calculats se la següent manera.

$$k_{p,ih} = -\frac{1}{2} \frac{R(2\rho \cos(\theta) + \rho^2 - 2e^{-\frac{RT_s}{L}} - 1)}{b} \quad (5.37)$$

$$k_{i,ih} = \frac{1}{2} \frac{aR(2\rho \cos(\theta) - \rho^2 - \rho - 1)}{b(\cos(a) - 1)} \quad (5.38)$$

Per tal de fixar la dinàmica desitjada, s'imposarà un factor d'amortiment  $\xi$  i el temps d'establiment, que és el temps en que l'error triga a assolir un  $\pm 2\%$ . Aquest ve determinat per:

$$t_{set} \simeq \frac{4}{\xi\omega_n} \quad (5.39)$$

Amb els paràmetres mostrats a la Taula 5.4, s'han obtingut els resultats que es poden observar a la Figura 5.17, on es pot veure com davant d'un canvi de consigna de corrent, aquesta assoleix el nou valor de referència amb els temps desitjats.

Paràmetres	Valor
$L_{fh}$	4,6 mF
$R_{fh}$	0,3 $\Omega$
$t_{set}$	2 ms
$T_s$	0,05 ms
$\xi$	0,8
$k_{p,ih}$	17,055
$k_{i,ih}$	82,972

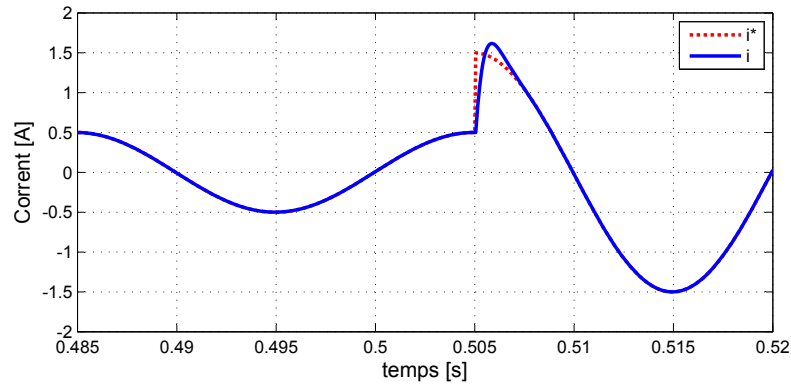
**Taula 5.4:** Paràmetres de control utilitzats en el llaç de corrent del convertidor HUT

### 5.3.2 Llaç de tensió

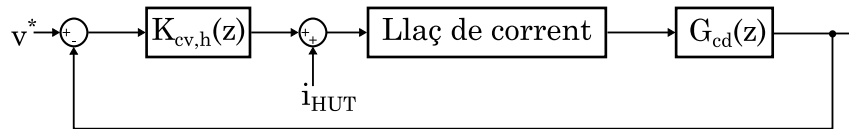
El llaç de tensió, que té l'estructura mostrada a la Figura 5.18, regularà la tensió que hi haurà entre els condensadors del filtre LC, i per tant, la tensió en borns de la càrrega. El llaç de corrent, que es troba dins d'aquest sistema es podrà considerar un guany unitari si es té en compte que el disseny del llaç de tensió imposarà una dinàmica molt més lenta per aquest.

En aquest cas, cal anar en compte ja que no tot el corrent passarà pel condensador, sinó que una gran part d'aquest anirà cap a la càrrega, i es té una pertorbació al sistema. Per aquest motiu s'utilitza l'estructura del *feed-forward*, i es suma aquest corrent a la sortida del controlador.





**Figura 5.17:** Resposta del laç de corrent del convertidor HUT davant d'un canvi de consigna de 0,5 A a 1,5 A en una fase.



**Figura 5.18:** Diagrama de blocs del laç de tensió del convertidor HUT..

La planta a controlar, que relaciona el corrent i la tensió pel condensador serà,

$$G_{cd}(s) = \frac{1}{C_d s} \quad (5.40)$$

i un cop discretitzada seguint la mateixa metodologia que en el cas del laç de corrent quedarà de la següent forma:

$$G_{cd}(z) = \frac{T_s}{C_d(z-1)} \quad (5.41)$$

Utilitzant un controlador amb la mateixa estructura que el del cas anterior

$$K_{vl,h}(z) = k_{p,vh} + k_{i,vh} \frac{1 - \cos(\omega_0 T_s)}{\omega_0 T_s} \frac{z^2 - 1}{z^2 - 2z + 1} \quad (5.42)$$

es podrà seguir una metodologia anàloga que la utilitzada en el laç de corrent. Així doncs, obtenint la funció de transferència en laç tancat i igualant-la a la d'un sistema de segon ordre, els paràmetres  $k_p$  i  $k_i$  del controlador PR es calcularan a partir de les expressions:

$$k_{p,vh} = -\frac{1}{2} \frac{C_d(2\rho \cos(\theta) + \rho^2 - 3)}{T_s} \quad (5.43)$$

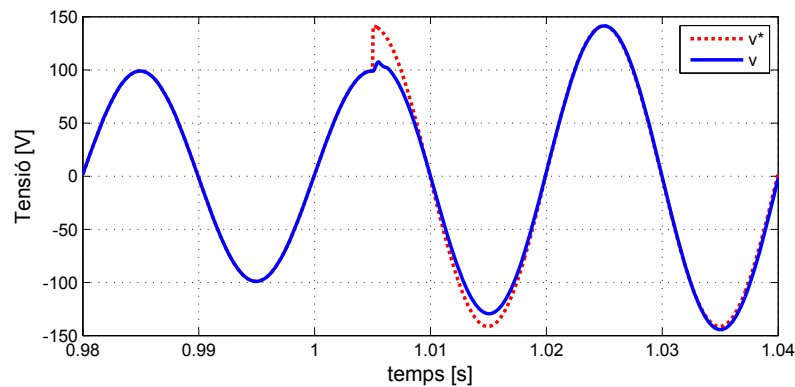
$$k_{i,vh} = \frac{1}{2} \frac{C_d \omega_0(2\rho \cos(\theta) - \rho^2 - 1)}{\cos(a) - 1} \quad (5.44)$$

Per a sintonitzar el controlador per a que tingui la dinàmica desitjada es tornaran a fixar els paràmetres  $\xi$  i  $t_{set}$  que determinaran la posició dels pols del controlador.

D'aquesta manera, i utilitzant els paràmetres mostrats a la Taula 5.5, es pot observar el comportament del sistema davant d'un canvi de consigna de tensió a la Figura 5.19.

Paràmetres	Valor
$L_{fh}$	4,6 mF
$R_{fh}$	0,3 $\Omega$
$C_d$	4,7 $\mu H$
$t_{set}$	0,01 ms
$T_s$	0,05 ms
$\xi$	1
$k_{p,vh}$	0,00606
$k_{i,vh}$	0,000714

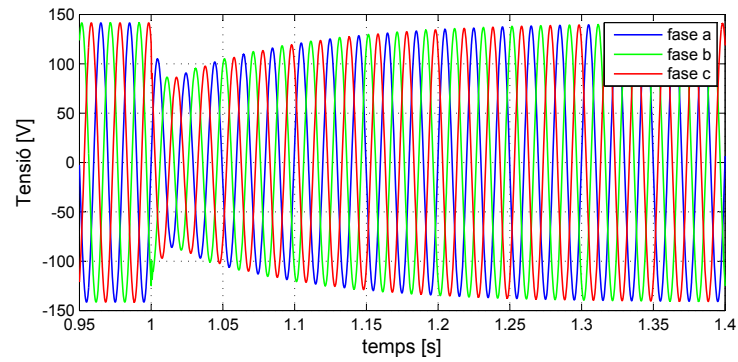
**Taula 5.5:** Paràmetres de control utilitzats en el llaç de tensió del convertidor HUT



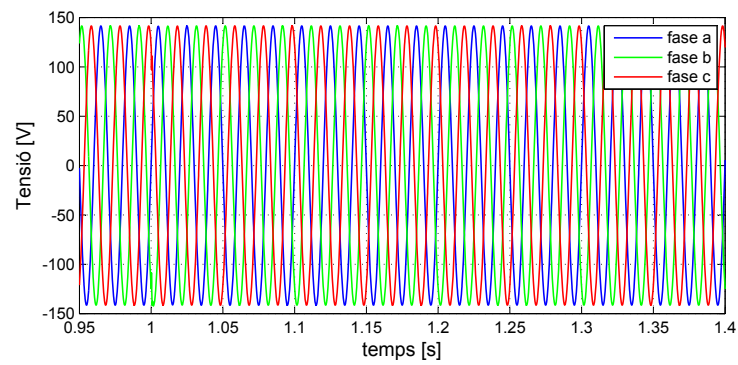
**Figura 5.19:** Tensió en una fase davant d'un canvi de consigna en esglaió al incorporar el llaç de tensió

Es pot observar com el sistema és capaç d'arribar a la tensió referenciada en menys de 20 ms que és el període en que s'actualitzaran les consignes provinents de la simulació en temps real.

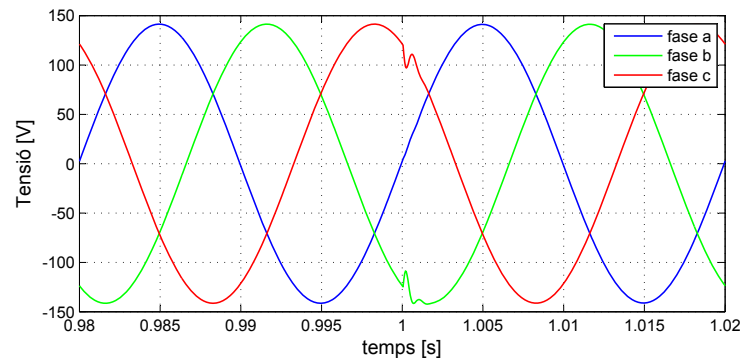
Pel que fa al *feed-forward* utilitzat, es pot veure com la seva presència millora molt el comportament del sistema davant d'un canvi de càrrega. Si s'observa la Figura 5.20a, en que mantenint la consigna de tensió als condensadors es passa d'estar al buit a alimentar una càrrega de 90 W en el segon 1, es pot veure com la tensió baixa fortament ja que el llaç de corrent triga a corregir el corrent que s'ha de proporcionar. En canvi, al introduir el *feed-forward*, si es mira l'evolució de la tensió en la mateixa escala de temps (Figura 5.20b), s'aconsegueix mantenir la consigna de tensió desitjada. De fet, si s'amplia en detall en el moment de la connexió de la càrrega (Figura 5.20c), es pot observar com les tensions només es veuen afectades durant un transitori molt curt.



(a) Sense *feedforward*.



(b) Amb *feedforward*.



(c) Detall en el moment de connexió amb *feedforward*.

**Figura 5.20:** Tensions a les tres fases davant d'un canvi de la potència consumida per la càrrega en el segon 1 de simulació.



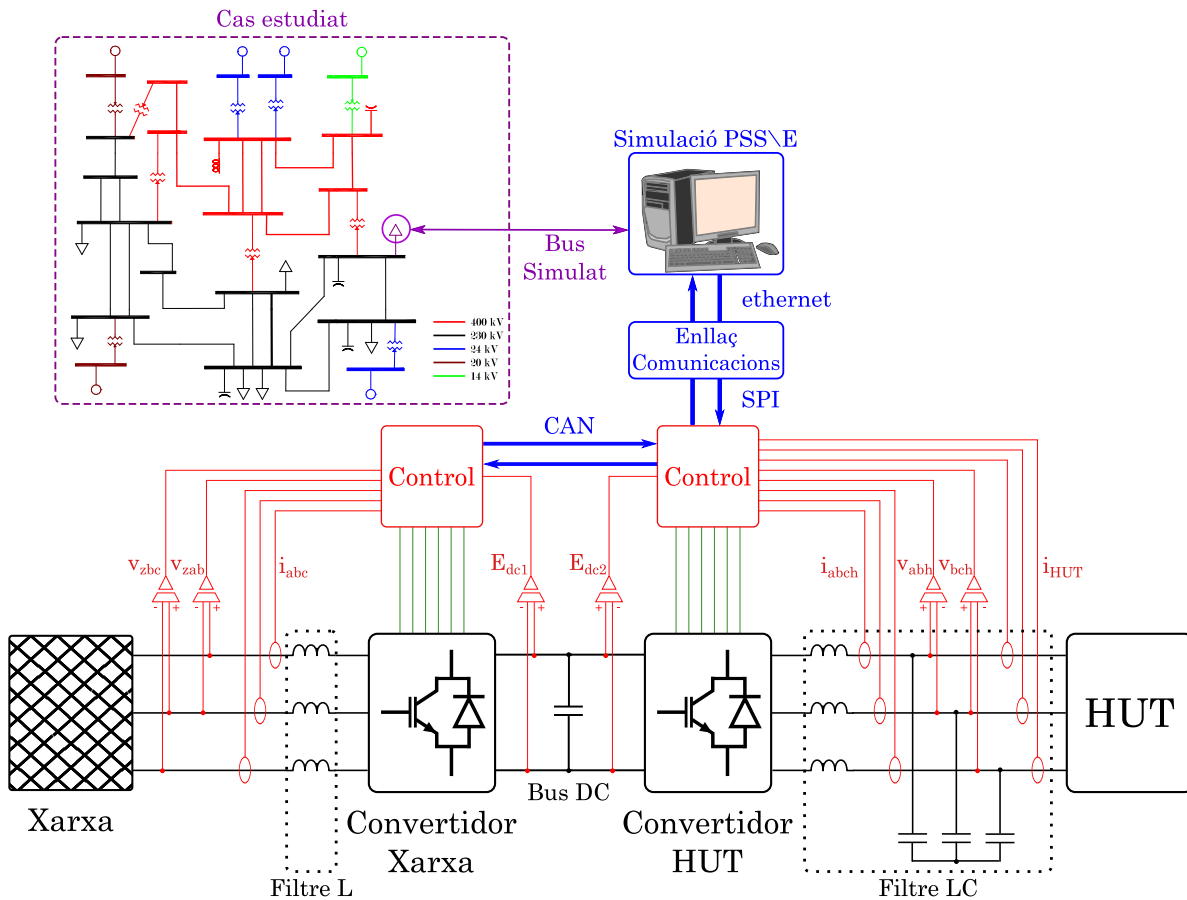
## Capítol 6

# Plataforma experimental

### 6.1 Muntatge complet

El muntatge complet de la plataforma experimental és el que es mostra a la Figura 6.1 i del qual se'n poden veure imatges a l'Annex G. Aquest consta de les següents parts:

- Xarxa: connexió trifàsica a la xarxa elèctrica d'on prové l'energia per a executar les simulacions. Aquesta pot estar connectada al convertidor Xarxa a través d'un autotransformador per a poder fer proves amb tensions més baixes.
- Simulació: en un ordinador extern s'executa la simulació en temps real d'un cas d'estudi concret en PSS<sup>®</sup>E. Aquest component és capaç de rebre i enviar dades per actualitzar la simulació.
- Convertidors: dos convertidors AC-DC en configuració *back-to-back* que passen l'energia elèctrica provinent de la xarxa a les característiques adequades per a desenvolupar la simulació. Cada un d'aquests convertidors està connectat a la seva respectiva xarxa a través d'un filtre L (convertidor xarxa) o LC (convertidor HUT).
- Control: plaques de control que reben les senyals mesurades de tensió i corrent de la plataforma i executen els algorismes de control i determinen les senyals a enviar als *drivers* dels convertidors. En el cas de la placa de control del convertidor HUT, també és l'encarregada de rebre i enviar els senyals cap a la RTS. Cal notar que les dues plaques de control també es troben comunicades entre elles per a sincronitzar les seves accions.
- Enllaç comunicacions: degut a que la plataforma utilitzada no es pot comunicar directament amb l'ordinador on es fa la simulació, aquest component fa de pont per tal de poder enviar les dades corresponents d'un element a l'altre i viceversa. Aquest element es troba entre el convertidor HUT i l'ordinador on s'executa la simulació en temps real.
- HUT: element real que s'incorpora a la simulació. En el cas d'aquest projecte s'utilitzarà una càrrega resistiva.

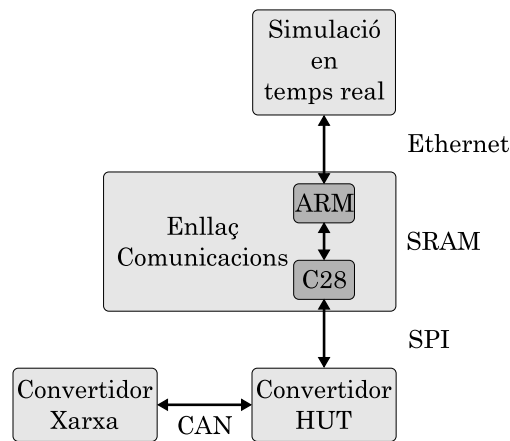


**Figura 6.1:** Esquema de tots els elements de la plataforma experimental utilitzada.

## 6.2 Comunicacions entre els elements

Per tal d'executar una simulació completa és de vital importància que cadascun dels elements sàpiga en quin estat es troben els altres. Per aquest motiu les plaques de control dels dos convertidors i l'ordinador on es produeix la simulació en temps real estan constantment comunicats. D'altra banda, i degut a que l'ordinador utilitzat per a fer la simulació en PSS<sup>®</sup>E no disposa un sistema de comunicació compatible amb les opcions disponibles a les plaques de control, s'ha utilitzat una plataforma que actua com a pont de comunicacions, tal i com es pot veure a la Figura 6.2.

Així doncs, l'ordinador es comunica amb el pont de comunicacions a través d'Ethernet fent ús del protocol TCP/IP. Aquest pont de comunicacions està format per dos nuclis: un processador ARM que s'encarrega de, entre altres, les comunicacions Ethernet, i un DSP (*Digital Signal Processing*) de la família C28 de *Texas Instruments*, que té el bus SPI com a perifèric. Per tal d'intercanviar-se dades entre ells es fa ús d'una regió de la memòria RAM que tenen compartida (SRAM). D'aquest C28 les dades surten pel bus SPI cap a un altre DSP de la família C28, que és el lloc on s'executa l'algorisme del convertidor HUT. Per últim, aquest convertidor i el del costat xarxa es troben comunicats a través d'un bus CAN. Les comunicacions utilitzades es troben explicades amb més detall a l'Annex D.

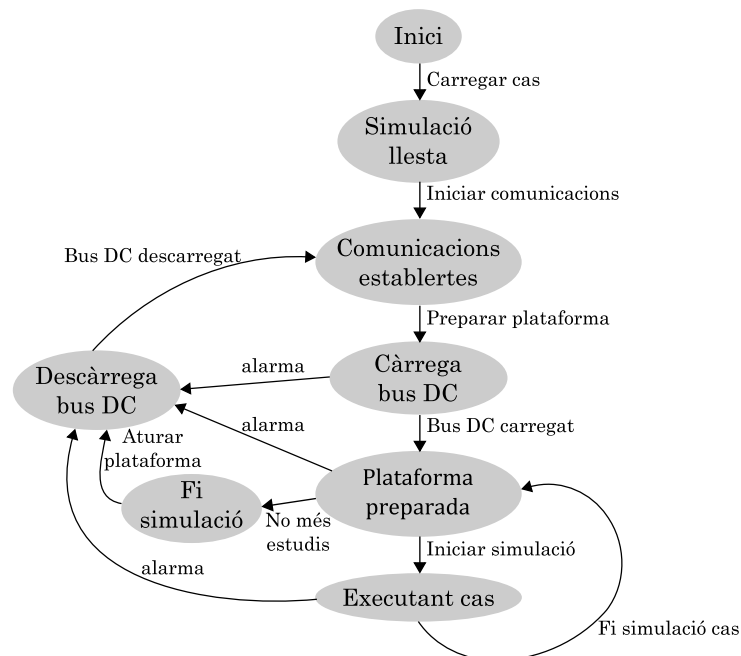


**Figura 6.2:** Esquema dels sistemes de comunicació utilitzats entre els diferents components que formen la plataforma experimental

Tot i que el pont de comunicacions afegeix un retard més gran, tal i com s'ha vist en el capítol 2, aquest és negligible en front al temps que es necessita per a executar la simulació.

### 6.3 Funcionament general

El procediment seguit per a cada una de les simulacions és el que es mostra a la Figura 6.3 a continuació.

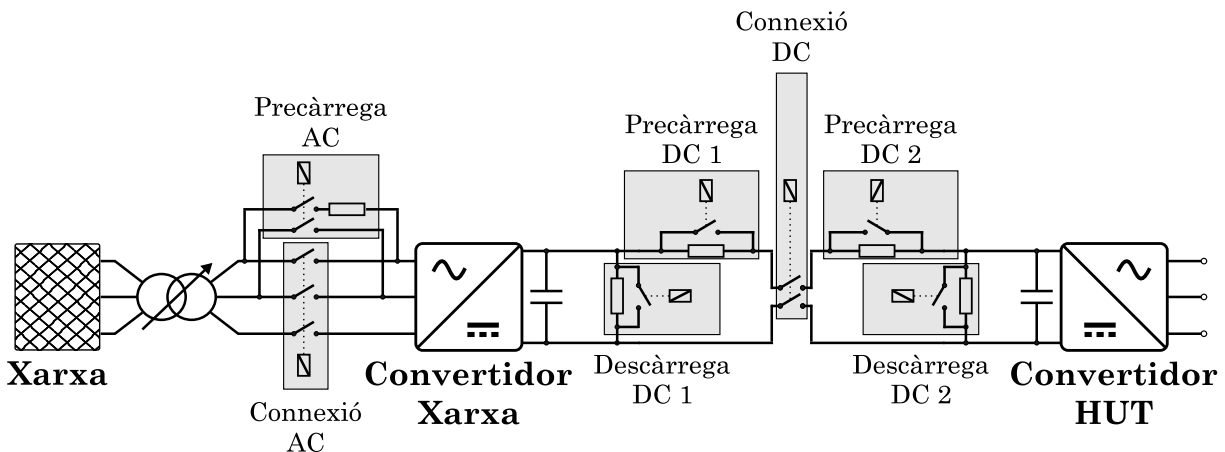


**Figura 6.3:** Diagrama d'estats general del funcionament d'una simulació a la plataforma experimental.

Al iniciar la simulació d'un cas, el primer que es fa és carregar les dades del sistema simulat al PSS<sup>®</sup>E així com els seus models dinàmics. Un cop s'ha resolt el cas en règim estacionari i s'esta llest per a començar la simulació dinàmica, s'inicien les comunicacions (Ethernet, SPI i CAN). Quan s'ha rebut confirmació de que totes les plataformes estan comunicades, es prepara la plataforma carregant el bus DC fins a la tensió determinada, moment en el que ja es pot iniciar la simulació desitjada. Un cop acabada, hi ha l'opció de simular un altre cas (aplicar una altra contingència en el mateix sistema estudiat) o donar la simulació per acabada i descarregar el bus DC. Cal dir que davant de qualsevol tipus d'alarma rebuda per alguns dels elements de la plataforma (mesures fora dels rangs permesos, temps d'execució massa elevats, etc.) es procedeix a parar el que s'estava fent i es passa a l'estat de descàrrega del bus DC directament. Amb el bus DC descarregat, es torna a l'estat inicial en que les plataformes estaven llestes i comunicades entre sí i es pot tornar a provar de carregar el bus DC o donar la simulació per finalitzada.

### 6.3.1 Càrrega bus DC

Dins dels estats mostrats a la Figura 6.3, hi ha un estat que presenta per si mateix prou complexitat, la càrrega del bus DC. Per a executar aquest procediment es fa ús dels diferents elements mostrats a la Figura 6.4 que estan controlats per les dues plaques de control. Aquestes dues, a més, estan coordinades per tal d'executar les accions amb l'ordre apropiat.



**Figura 6.4:** Esquema del conjunt del sistema *back-to-back* amb els seus components de precàrrega i descàrrega.

El procediment següent, és el que es mostra a la Figura 6.5 a continuació i consta de les següents parts:

- Inicialitzar: al començar, el primer pas és inicialitzar tots els perifèrics del DSP i executar totes les rutines d'inicialització del control. En aquest estat tots els contactors de la Figura 6.4 es troben oberts.
- Sincronització xarxa: en aquesta etapa, es comença a executar la PLL que permet saber l'amplitud i fase de la tensió de la xarxa, que s'utilitzaran més tard. A més, es tanquen els



relés de precàrrega i descàrrega del bus DC, i es connecten els dos convertidors a través del contactor de la connexió DC.

- Precàrrega: un cop els busos DC dels dos convertidors estan connectats en un de sol, es tanca el contactor de precàrrega AC i es comença a carregar el bus. Aquest estat acaba quan la tensió arriba a un estat estacionari i ha passat un temps prudencial. Durant aquesta etapa el corrent passa pels díodes en antiparal·lel dels IGBTs que actuen com un pont rectificador.
- Preparat: en aquest estat, es tanca el contactor de la connexió AC, de manera que el convertidor xarxa es troba connectat a la xarxa a través de les inductàncies. Passats tres segons s'obre el contactor de precàrrega AC.
- Funcionament normal: en aquest punt, en el que tot està preparat, els interruptors de potència del convertidor comencen a commutar executant l'algoritme de control i controlant la tensió del bus DC. La seva consigna pot canviar, i davant de qualsevol canvi es procedirà a arribar a la nova tensió de referència a través d'una rampa.
- Descàrrega: si en qualsevol dels estat anteriors es detecta una mesura de tensió i/o corrent fora del normal, o algun dels paràmetres de funcionament està fora dels rangs establerts, s'alta una alarma que activa una interrupció del programa i que força a la descàrrega del bus DC. Així doncs, es desconnecta la connexió a la xarxa i s'obren els relés de la part DC, fent passar el corrent per les resistències i descarregant el bus DC. Un cop la tensió mesurada torna a ser zero, es torna a l'estat inicial amb els perifèrics funcionant correctament.

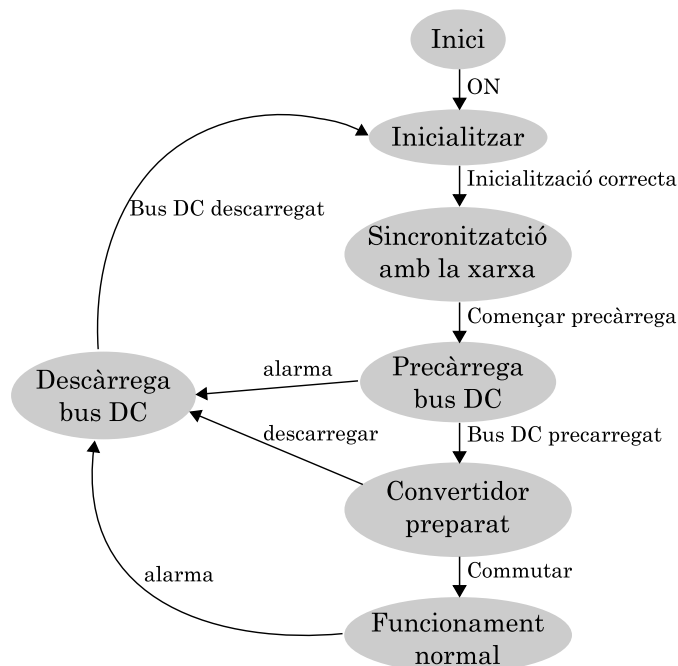
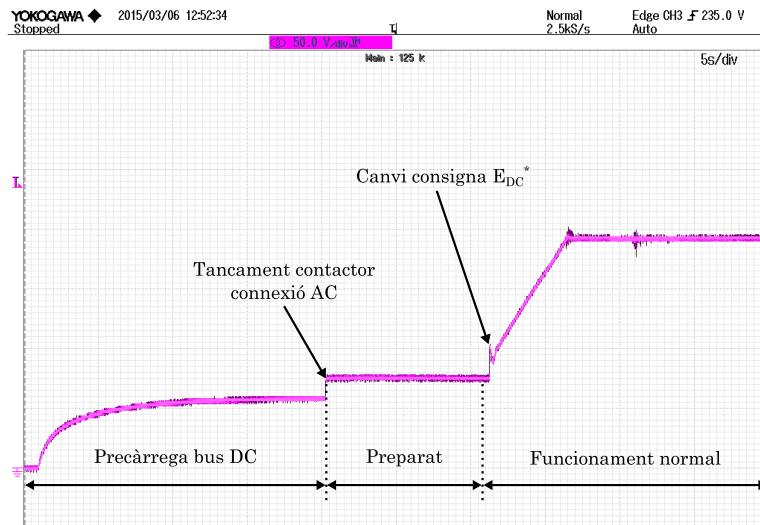


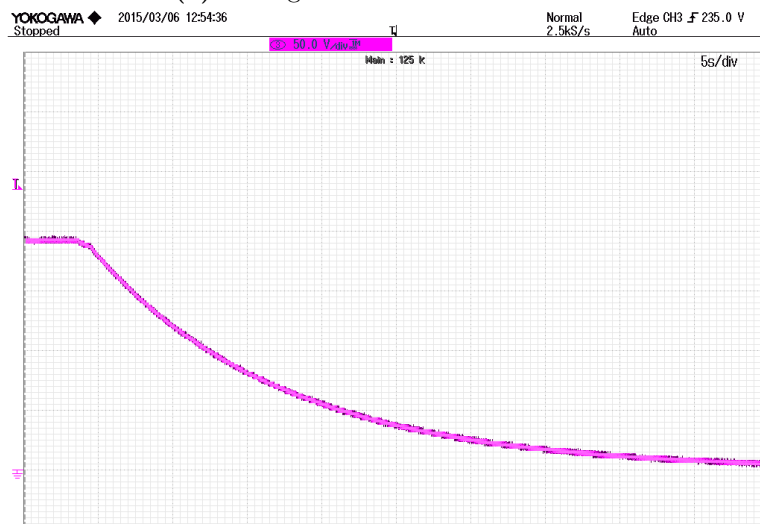
Figura 6.5: Diagrama d'estats del funcionament de la precàrrega del bus DC.

Un cop s'ha arribat a la tensió desitjada del bus de contínua, s'envia una senyal al convertidor HUT, per tal que aquest comenci a commutar i ja es té la plataforma preparada per a que el RTS envii les senyals apropiades i es simuli el cas carregat.

A la Figura 6.6 a continuació es mostra l'evolució de la tensió  $E_{DC}$  durant els processos de càrrega (Figura 6.6a) i de descàrrega (Figura 6.6b). En la precàrrega es poden observar els diferents estats pels que passa el convertidor fins a arribar a la tensió  $E_{DC}^*$  desitjada que en aquest cas d'exemple és de 180 V, mentre que en la descàrrega es pot veure com la tensió segueix l'evolució d'un sistema de primer ordre amb una constant de temps que vindrà donada pels valors de les resistències de descàrrega i de  $C_{dc}$ .



(a) Càrrega del bus DC fins a 180 V



(b) Procés de descàrrega del bus DC

**Figura 6.6:** Processos de càrrega i descàrrega del bus DC de la plataforma utilitzada fins a 180 V

## Capítol 7

# Resultats experimentals

### 7.1 Introducció

En aquest capítol es validaran els controls dels convertidors, el disseny i funcionament dels quals ha estat explicat i simulat en el capítol 5. Un cop s'ha comprovat el seu correcte funcionament, s'ha procedit a efectuar simulacions PHIL completes utilitzant la plataforma explicada anteriorment en el capítol 6.

### 7.2 Validació del control dels convertidors

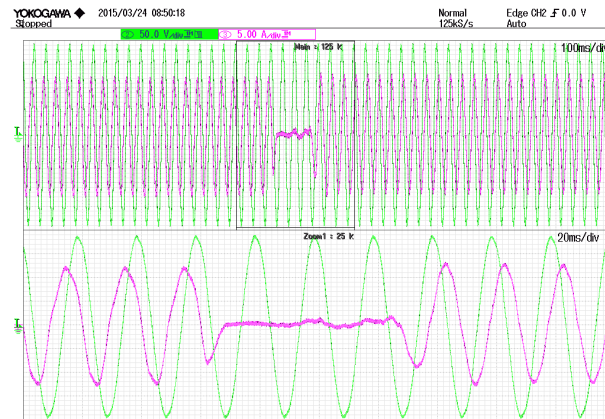
Abans de procedir a efectuar una simulació completa on també intervindran la simulació en temps real i els sistemes de comunicació entre el VSS i els convertidors que formen la interconnexió de potència, cal comprovar que aquests convertidors funcionen correctament de manera individual.

#### 7.2.1 Convertidor Xarxa

Aquest convertidor, com s'ha vist en els capítols 6 i 5, és l'encarregat de mantenir la tensió del bus DC a un valor determinat regulant la potència activa que consumeix o exporta de la xarxa. A més, és capaç de controlar la potència reactiva intercanviada amb la xarxa de manera independent.

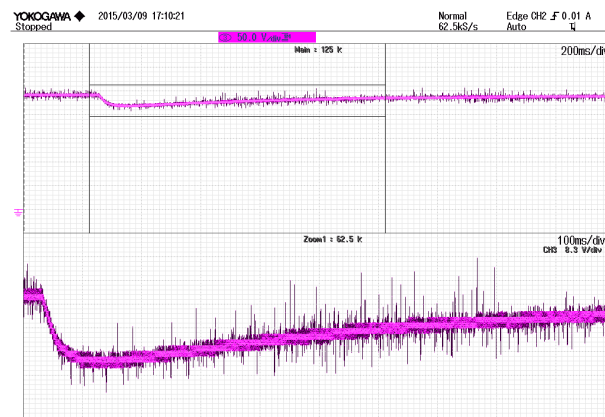
Pel que fa al control de la potència reactiva, aquesta està directament relacionada amb la component  $d$  del corrent. A la Figura 7.1, es pot veure l'evolució d'aquesta component del corrent al passar d'una consigna de  $-12$  A a una de  $12$  A passant per una consigna de  $0$  A durant  $60$  ms. Com es pot observar, al tenir una consigna de corrent només amb component  $d$ , quan aquest és negatiu el corrent per una fase (senyal magenta) és completament inductiu i està retardat  $90^\circ$  respecte la tensió (senyal verda). Al passar a una consigna positiva, el corrent passa a ser completament capacitiu i està  $90^\circ$  avançat de la tensió.

Pel que fa a la component  $q$  del corrent, aquesta controlarà la potència activa que s'intercanvia amb la xarxa, i la seva consigna serà aquella que aconsegueixi mantenir la tensió del bus DC a la referència. Així doncs, a la Figura 7.2, es pot veure l'evolució de  $E_{DC}$  quan el bus DC passa



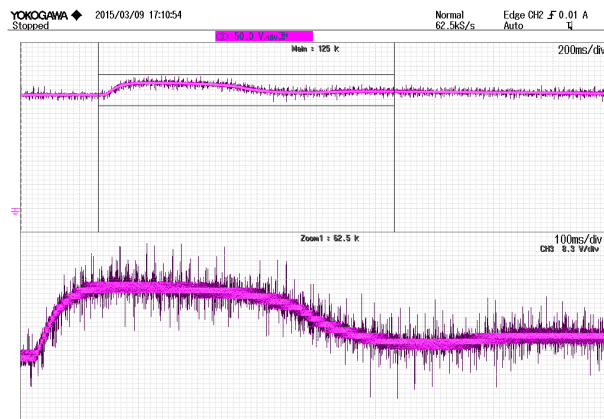
**Figura 7.1:** Evolució de les tensions i corrents a la xarxa davant d'un canvi de consigna de la component  $i_d$ .

a consumir una càrrega de 90,89 W. En el moment de la connexió d'aquesta càrrega, la tensió  $E_{DC}$  (senyal magenta) comença a baixar fins que el regulador de tensió actua i passa a demanar una consigna de  $i_q$  superior. En aquest moment, es recupera la tensió de referència anterior, que en aquest cas és de 180 V.



**Figura 7.2:** Evolució de la tensió del bus DC davant d'un augment de la potència consumida.

Si es produeix una desconexió de la mateixa càrrega, el procés és el mateix però aquest cop la tensió del bus DC augmenta, i el control implementat la fa baixar per tornar a la referència corresponent. Aquest cas es veu representat a la Figura 7.3.

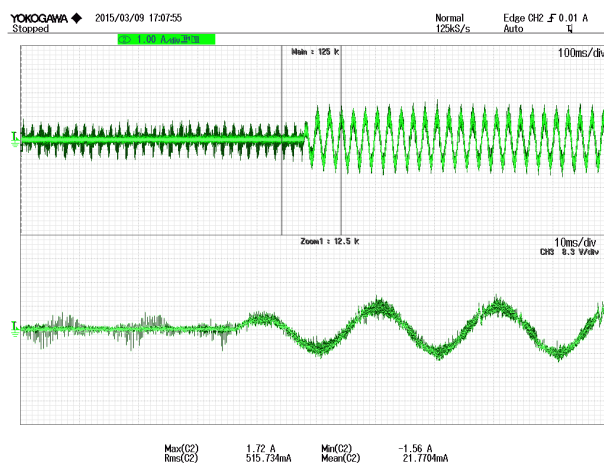


**Figura 7.3:** Evolució de la tensió del bus DC davant d'una disminució de la potència consumida.

## 7.2.2 Convertidor HUT

Aquest segon convertidor, és l'encarregat de traslladar les consignes de tensió rebudes de la simulació en temps real al HUT. Com s'ha vist anteriorment en el capítol 5, el seu sistema de control està compost per un llaç que controla els corrents que circulen per les inductàncies del filtre LC, i per un llaç més extern que regula la tensió entre els condensadors d'aquest filtre, que serà la tensió que hi haurà en els borns del HUT.

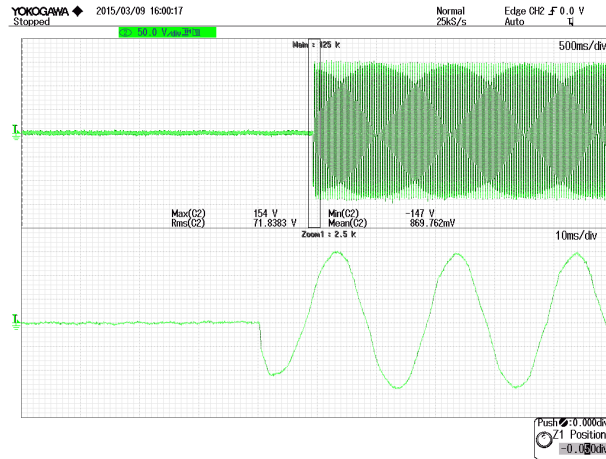
Si s'observa el comportament del llaç de corrent, a la Figura 7.4 es veu la resposta del corrent d'una fase que circula per la inductància del filtre LC davant d'un canvi de consigna en graó, que passa de 0 a 1 A.



**Figura 7.4:** Evolució dels corrents a la sortida del convertidor davant d'un canvi graó de consigna.

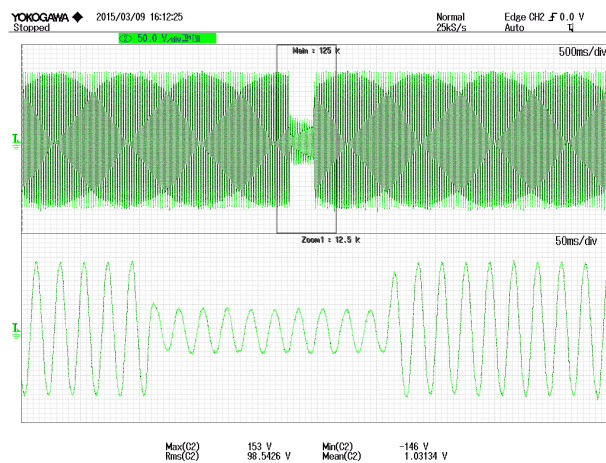
Pel que fa al llaç de tensió, si es fa un procés anàleg a l'anterior i s'aplica un canvi de consigna en graó, tal i com es pot veure a la Figura 7.5, s'arriba a la tensió de referència, que en aquest

cas és de 150 V de valor de pic, en menys d'un període també complint amb les especificacions del control dissenyat.



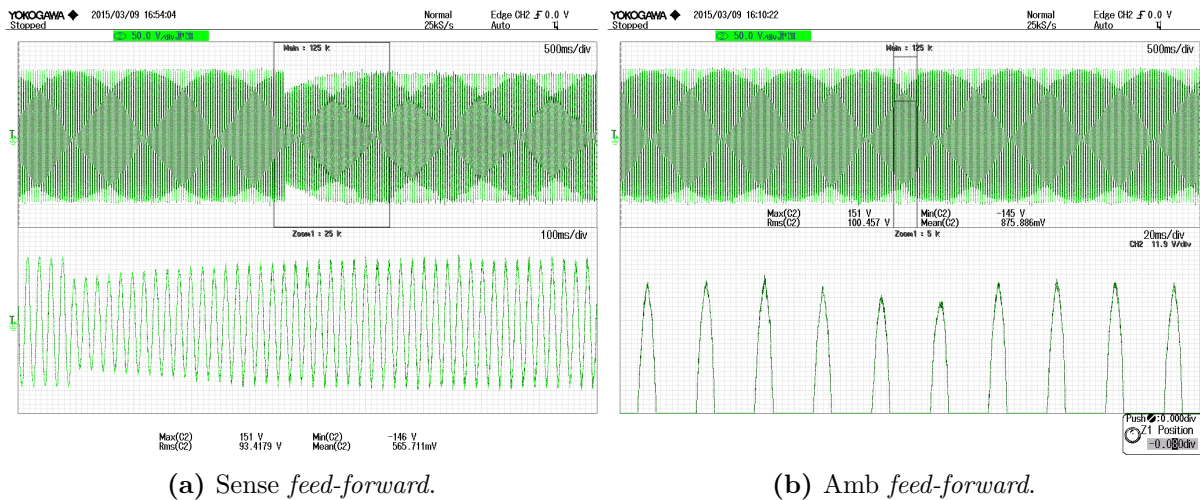
**Figura 7.5:** Evolució de les tensions en borns del HUT davant d'un canvi graó de consigna.

D'aquesta manera, aquest control permetrà aplicar canvis de tensió ràpids, com ara un sot de tensió. A la Figura 7.6, es pot veure l'evolució de la tensió al fer un sot de tensió d'una ona de 150 V de valor de pic a una de 50 V durant 200 ms.



**Figura 7.6:** Evolució de les tensions en borns del HUT davant de diversos canvis de la consigna de tensió.

D'altra banda, tal i com s'ha vist a les simulacions efectuades anteriorment en el capítol 5, és interessant veure l'efecte que té l'ús de la tècnica del *feed-forward*. Si s'observa la Figura 7.7, es pot veure com al no utilitzar el *feed-forward* (Figura 7.7a), les tensions baixen al aplicar un canvi de càrrega de 90 W i es triga més d'un segon a recuperar la tensió de referència. En canvi, si s'utilitza el *feed-forward* (7.7b), es pot veure com les tensions no pateixen un canvi tan gran. De fet si es mira en la imatge ampliada es veu com només hi ha una petita baixada durant tres períodes.



**Figura 7.7:** Diferència de l'evolució de les tensions al aplicar un canvi de càrrega en el convertidor HUT amb i sense *feed-forward*.

### 7.3 Sistema PHIL complet

Un cop s'ha validat el funcionament dels dos convertidors per separat, ja es pot procedir a efectuar simulacions PHIL completes on intervindran els dos convertidors de manera simultània, així com la simulació en temps real explicada en el capítol 2 i les comunicacions entre tots els elements de la plataforma experimental que s'ha mostrat en el capítol 6. Per tal de validar la plataforma completa, s'han plantejat dos casos que permetran mostrar les possibles aplicacions d'aquest tipus de simulacions. Per una banda s'ha simulat un cas en el que es té un generador síncron alimentant una càrrega real, i més tard es presenta un sistema format per una microxarxa a la que se li connecta una càrrega real en un dels seus nodes.

En les simulacions fetes utilitzant tota la plataforma, cal tenir en compte dos aspectes:

- Els paràmetres dels models de generador del PSS<sup>®</sup>E, estan donats en una referència que té com a potència base  $S_b$  100 MVA, que és la que ve imposada per defecte.
- Degut a que en el laboratori on es troba instal·lada la plataforma no es tenen els nivells de tensió adequats per a dur a terme totes les simulacions, i tenint en compte que el HUT serà sempre una càrrega resistiva en les proves realitzades, la tensió aplicada ha estat adaptada a un valor més baix a partir del seu valor en p.u. De la mateixa manera, els valors de potència mesurats han estat adaptats abans de ser enviats a la RTS, multiplicant-los per un factor:

$$\frac{V_s^2}{V_h^2} \quad (7.1)$$

on  $V_s$  és el valor de la tensió obtingut a la simulació i  $V_h$  el que s'ha aplicat al HUT.

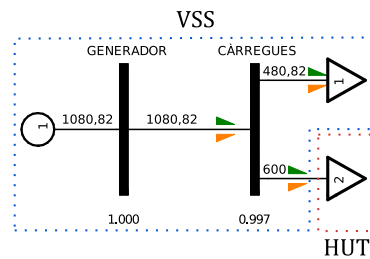
#### 7.3.1 Simulació d'una màquina síncrona

En aquest primer cas, s'ha simulat el sistema que es pot observar a la Figura 7.8. Aquest sistema està compost per un generador síncron en un bus que alimenta a dues càrregues situades en un

segon bus unit al primer amb una línia. De les dues càrregues, la número 1 està inclosa a la simulació, mentre que la número dos és una càrrega real de  $110 \Omega$ . Les característiques principals del sistema es troben resumides a la Taula 7.1.

Paràmetre	Valor
Tensió nominal busos	230 V
Impedància línia	$0,5856029 + j0,01058 \Omega$
Càrrega 1	600 W
Càrrega 2	$110 \Omega$

**Taula 7.1:** Paràmetres principals del sistema simulat amb un generador síncron.

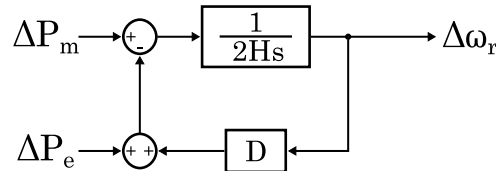


**Figura 7.8:** Sistema simulat en el PSS®E.

Mentre que les dues càrregues, tant la real com la simulada, estan compostes per elements purament resistius i no presenten cap dificultat per a modelar-les, per al generador síncron s'ha utilitzat un model inclòs en les llibreries pròpies del PSS®E. Primer s'ha considerat el cas en que el generador no té cap control sobre la potència que genera, i després s'ha considerat el cas en el que el generador té un regulador de freqüència.

### Generador síncron sense regulació de freqüència

En aquest cas s'ha utilitzat el model *GENCLS* el comportament dinàmic del qual ve determinat pel sistema que es pot observar a la Figura 7.9.



**Figura 7.9:** Diagrama de blocs del model de generador síncron utilitzat.

on  $\Delta\omega_r$  és la desviació de la velocitat  $\omega_r$  respecte la velocitat de referència  $\omega_0$ , i  $\Delta P_m$  i  $\Delta P_e$  són les variacions de potència mecànica i elèctrica respectivament. El paràmetre  $H$  ve determinat per l'equació (7.2) i és la constant d'inèrcia del motor i representa l'energia cinètica acumulada a l'eix del motor [29].



$$H = \frac{\frac{1}{2} J \omega_0^2}{S_{base}} \quad (7.2)$$

Amb aquest paràmetre, es pot relacionar la velocitat de gir del motor  $\omega_r$  amb les potències elèctriques i mecàniques ocasionades pels parells a l'eix a partir de l'expressió:

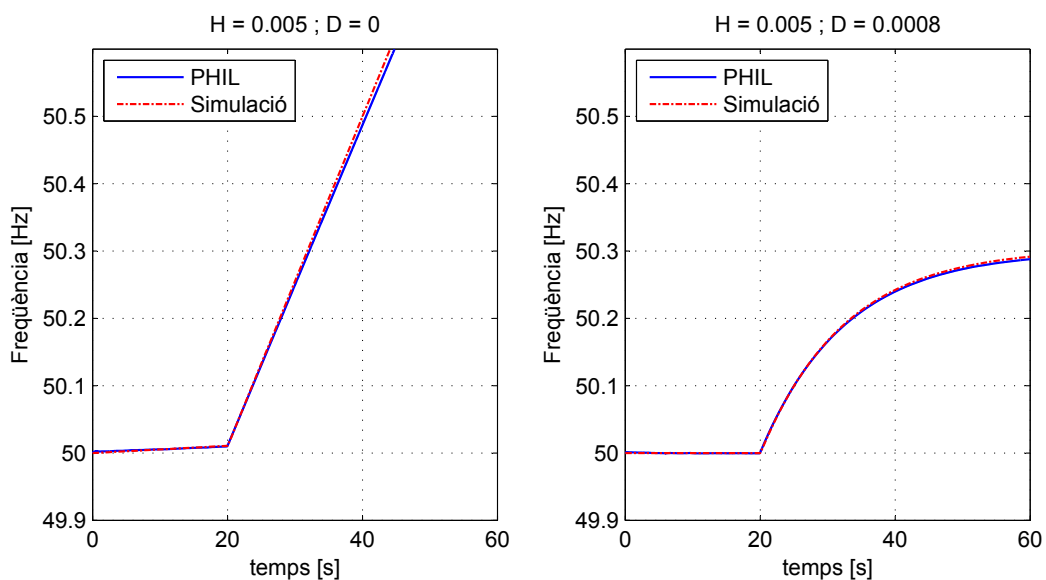
$$\frac{d\Delta\omega_r}{dt} = \frac{1}{2H} (\Delta P_m - \Delta P_e) \quad (7.3)$$

Algunes càrregues consumeixen una potència determinada independentment de la freqüència de la xarxa que les alimenta com ara les càrregues resistives. Tot i això, certes càrregues com els ventiladors i les bombes que davant d'un increment de freqüència responen augmentant el seu consum elèctric. Per aquest motiu, en l'esquema de blocs del model de generador síncron de la Figura 7.9, apareix el paràmetre  $D$  que és una constant que relaciona el increment de potència degut a un augment de la freqüència. Així doncs, l'increment de potència elèctrica vindrà determinat per l'expressió:

$$\Delta P_e = \Delta P_l + D \Delta\omega_r \quad (7.4)$$

on  $\Delta P_l$  és l'increment de potència independent de les variacions de freqüència.

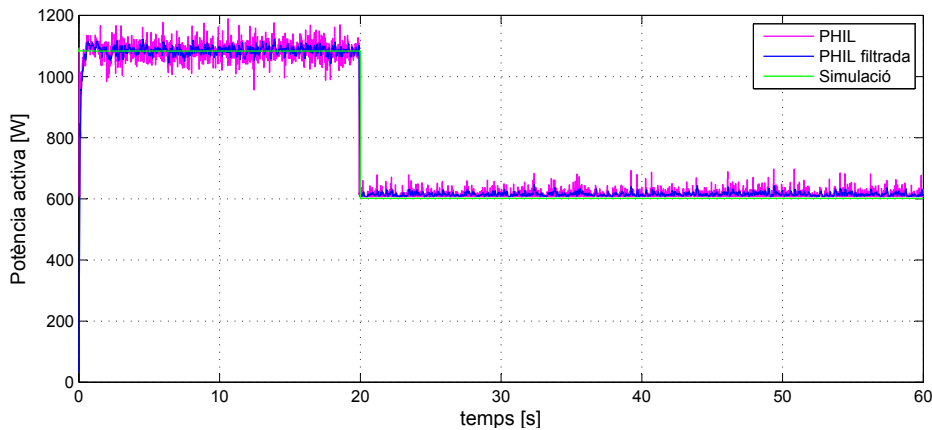
Per tal de validar el sistema PHIL complet, s'ha procedit a simular diferents casos utilitzant primer un model per a la càrrega 2 i després efectuant la mateixa simulació amb una càrrega real utilitzant la plataforma experimental implementada. Així doncs, a la Figura 7.10 es pot veure la resposta de freqüència davant de la desconexió de la càrrega 2 en el segon 20 de simulació considerant diferents valors de  $D$ .



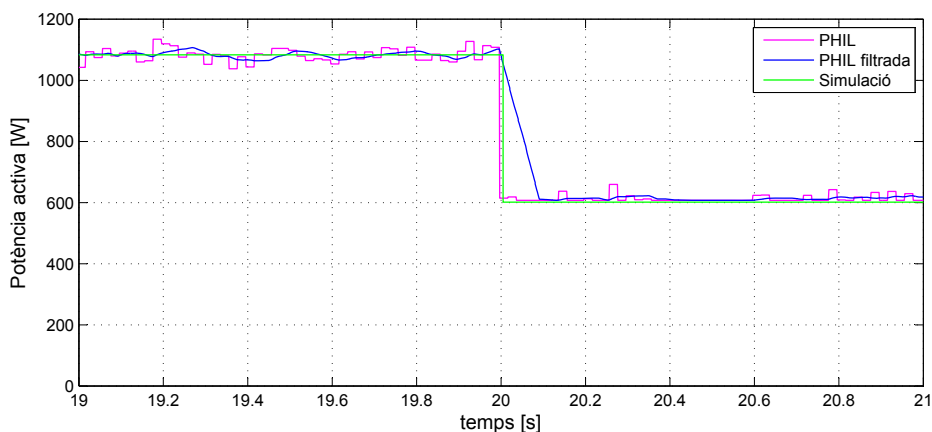
**Figura 7.10:** Variació de la freqüència per un sistema amb la mateixa constant  $H$ , i canviant els valors de  $D$  al desconectar la càrrega 2 en el segon 20 de simulació.

Com es pot veure, en el cas de considerar  $D = 0$ , al haver-hi una baixada de la demanda, la freqüència augmenta de manera constant, mentre que si es considera que la càrrega 1 no és purament resistiva i té una demanda que és dependent de la freqüència, aquesta s'estabilitzarà abans. D'altra banda, també es pot observar com el cas que està completament simulat en un ordinador, i el que s'ha simulat utilitzant la plataforma implementada donen resultats molt propers.

Si s'agafa el primer cas, també es pot observar com la potència elèctrica demandada al generador (Figura 7.11) pateix un canvi en el segon 20 de la mateixa magnitud tant en el cas purament simulat com en el cas simulat utilitzant la tècnica PHIL. La senyal mesurada en el cas de la simulació PHIL, com es pot veure, no és constant com en el cas de la simulació pura i té un cert soroll degut a la mesura. Per aquest motiu, i per poder veure millor els resultats, se li ha aplicat un filtre que consta d'una mitja mòbil amb una finestra de 100 dades (Figura 7.11a). Si s'observa amb detall en el moment de la desconnexió, es veu com la senyal mesurada té una certa variació cada  $\delta_s$  20 ms (Figura 7.11b).



(a) Resultats de la simulació completa de 60 segons.



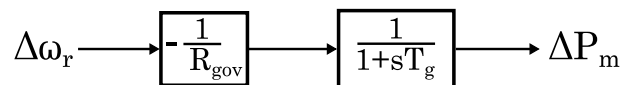
(b) Ampliació en detall del moment de la desconnexió.

**Figura 7.11:** Evolució de la potència activa consumida pel conjunt de les dues càrreges davant la desconnexió de la càrrega 2 en el segon 20.

### Generador síncron amb regulació de freqüència

Com s'ha vist en el cas anterior, si no es disposa d'un control sobre el generador, la freqüència del sistema patirà variacions davant canvis de càrrega. Per aquest motiu, s'acostuma a implementar un control que varia la potència mecànica del generador en funció de la variació de freqüència aconseguint que no hi hagi grans diferències entre els parells mecànics i elèctrics que s'apliquen sobre l'eix i garantint més estabilitat a la freqüència.

En aquest cas s'ha utilitzat el model inclòs en les llibreries del PSS<sup>®</sup>E anomenat *TGOV1*. Aquest segueix la dinàmica exposada en el diagrama de la Figura 7.12 a continuació, on a partir de la variació de freqüència  $\Delta\omega_r$  provocada per una variació de la potència elèctrica, s'aplica un canvi a la potència mecànica aplicada al generador.



**Figura 7.12:** Diagrama de blocs del model de regulador de freqüència utilitzat.

La constant  $T_g$  es calcula a partir de la següent expressió

$$T_g = \frac{1}{K_{i,gov} R_{gov}} \quad (7.5)$$

on  $K_{i,gov}$  és la constant integral del control i  $R$  és el paràmetre que determina el increment de freqüència desitjat davant d'un canvi relatiu de potència i es determina a partir de la següent equació.

$$R_{gov} = \frac{\text{increment relatiu de freqüència}}{\text{increment relatiu de potència}} \quad (7.6)$$

Utilitzant els paràmetres mostrats a la Taula 7.2, i desconnectat la càrrega 2 en el segon 20 com en el cas anterior, la freqüència evoluciona tal i com es mostra a la Figura 7.13.

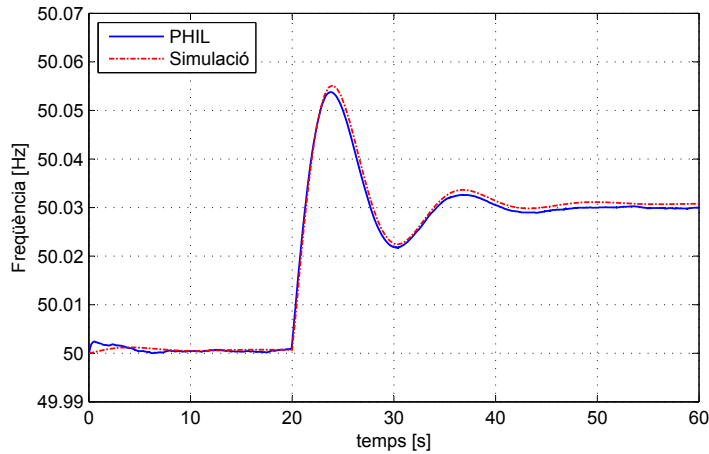
Paràmetre	Valor
$H$	0,005
$D$	0
$K_{i,gov}$	2,66
$R$	1,25

**Taula 7.2:** Paràmetres del generador síncron amb regulador de freqüència.

Si s'aplica l'equació (7.6), tenint en compte la potència base de 100 MVA s'obté:

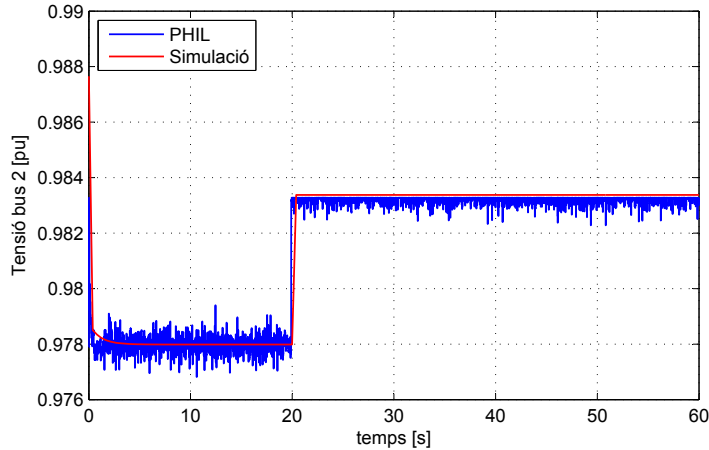
$$\Delta f = \frac{R_{gov} \Delta P_e}{S_b} = \frac{1,25 \cdot 480,82}{10^6} = 5,4 \cdot 10^{-4} \quad (7.7)$$

Per tant, si es té una freqüència inicial de 50 Hz, la seva variació serà de  $50 \cdot 5,4 \cdot 10^{-4} = 0,0301$ , que concorda amb els resultats obtinguts tant en el cas en que s'ha simulat tot el sistema, com en el cas en que s'ha utilitzat la plataforma PHIL.



**Figura 7.13:** Evolució de la freqüència davant la desconexió de la càrrega 2 en el segon 20 amb el model *TGOV1*.

Per últim, en el mateix cas de la desconexió de la càrrega 2, es pot observar a la Figura 7.14 com en el moment de la baixada de la demanda, la tensió del bus on estan situades les dues càrregues augmenta lleugerament. Això és degut a que al baixar la demanda de les càrregues, el corrent que passa per la línia que uneix els dos busos disminueix i, per tant, també baixa la caiguda de tensió ocasionada per la impedància de la línia.



**Figura 7.14:** Evolució de la tensió davant la desconexió de la càrrega 2 en el segon 20 amb el model *TGOV1*.

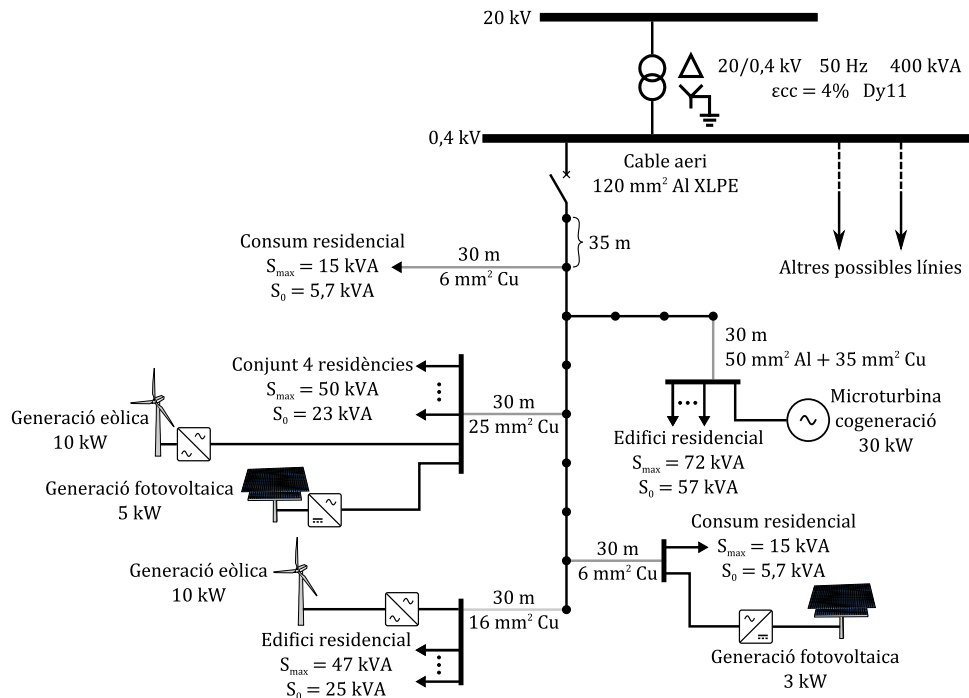
### 7.3.2 Simulació del comportament d'una microxarxa

#### Presentació del sistema estudiat

Aquest segon cas d'estudi mostra les possibles aplicacions de les simulacions PHIL en el camp de l'estudi de sistemes formats per microxarxes. S'ha modelat la microxarxa exposada a [30]

que es mostra a la Figura 7.15 amb les dades les les línies resumides a la Taula 7.3 i adaptant-la per tal de fer les proves pertinents amb la plataforma implementada.

S'ha considerat un estat en el que tots els generadors estan entregant la seva potència nominal. Pel que fa a les càrregues dels diferents consums, aquestes tenen un consum individual màxim de  $S_{max}$ , però d'acord amb [30] s'ha considerat el moment el que la suma de tots presenta un consum màxim a la capçalera de la línia  $S_0$ . Aquestes càrregues tenen totes un factor de potència de 0,85 inductiu.



**Figura 7.15:** Esquema de la microxarxa proposada, adaptada per a fer proves a la plataforma PHIL.

Tipus de línia	R ( $\Omega/\text{km}$ )	X ( $\Omega/\text{km}$ )
120 mm Al XLPE	0,284	0,083
6 mm Cu	3,690	0,094
25 mm Cu	0,871	0,081
50 mm Al + 35 mm Cu	0,822	0,077
16 mm Cu	1,380	0,082

**Taula 7.3:** Paràmetres de les línies que formen la microxarxa.

Un cop modelada en PSS<sup>®</sup>E (Figura 7.16), s'ha afegit una nova càrrega de 1454,28 W en el bus 112. En aquesta figura també es poden veure els fluxos de potència activa i es pot comprovar que la càrrega de la que es disposa és petita en comparació amb la resta del conjunt del sistema.

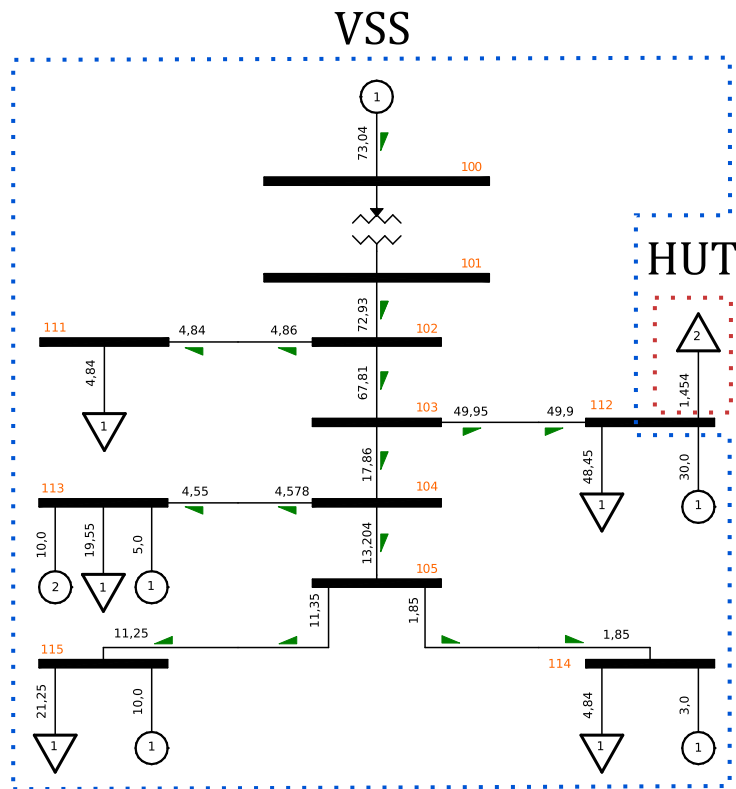


Figura 7.16: Modelització de la microxarxa d'estudi al PSS®E.

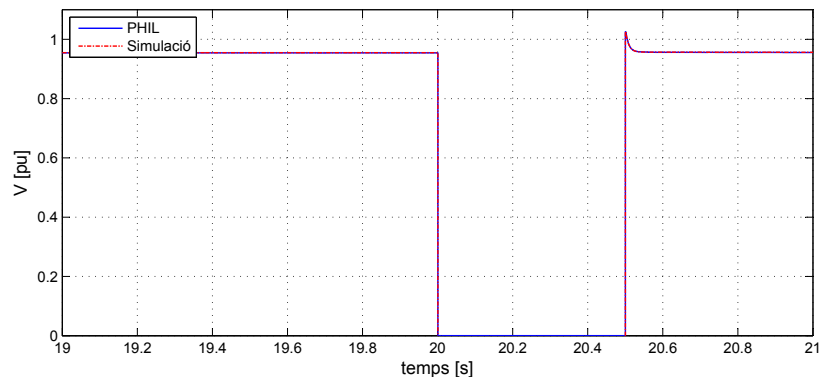
## Proves realitzades

Amb la xarxa modelada s'ha procedit a realitzar diferents proves per a observar el comportament de la càrrega introduïda en el bus 112 davant de certes contingències, i al mateix temps també veure com afectarà la introducció d'aquesta nova càrrega a la xarxa existent.

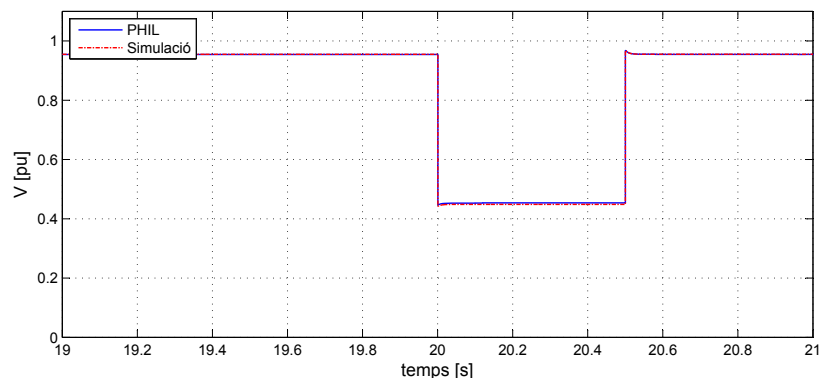
Una primera prova ha estat aplicar faltes de 500 ms a la xarxa en punts a diferents distàncies del punt de connexió del HUT i veure els resultats tant procedint a fer una simulació amb la nova càrrega també simulada, com utilitzant la plataforma per fer simulacions PHIL. Així, a la Figura 7.17 es pot observar la variació de la tensió al haver-hi una falta a la línia que uneix els busos 102 i 103, mentre que a la Figura 7.18 es veu la tensió en el mateix bus però al aplicar la mateixa falta entre els busos 104 i 105.

Tal i com es pot veure, mentre que la primera falta provoca un sot de tensió total al bus estudiat, la segona falta no arriba a fer baixar la tensió fins a 0 V, sinó que aquesta baixa fins a 0,42 pu. A més a més, es pot veure com el sistema respon de manera estable al netejar-se la falta 500 ms més tard. Per últim, tal i com ja s'ha vist en les proves del cas anterior del generador síncron, els resultats obtinguts utilitzant la tècnica PHIL, són els mateixos que els obtinguts utilitzant només el programari de simulació.

La tensió mesurada al efectuar els dos casos anteriors en borns del HUT utilitzant la plataforma es poden observar a la Figura 7.19. Aquí, es veu com el sistema es capaç de respondre suficientment ràpid per imposar les condicions obtingudes a la simulació en temps real.



**Figura 7.17:** Evolució de les tensions en el bus del HUT durant una falta a la línia que uneix els busos 102 i 103.

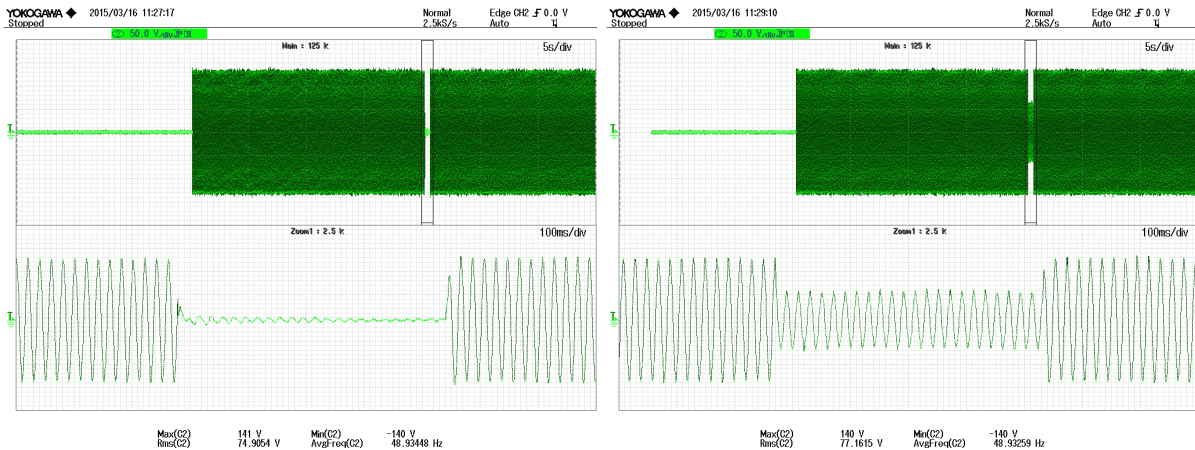


**Figura 7.18:** Evolució de les tensions en el bus del HUT durant una falta a la línia que uneix els busos 104 i 105.

Per últim, s'ha comprovat com reacciona el sistema davant d'una desconexió de la càrrega durant 5 segons. A la Figura 7.21 es pot veure el canvi de la potència activa que circula per la línia que alimenta al bus 112. En aquesta situació la potència baixa amb el mateix valor que la càrrega que s'ha desconnectat i tant en la desconexió com en la connexió la xarxa respon de manera estable.

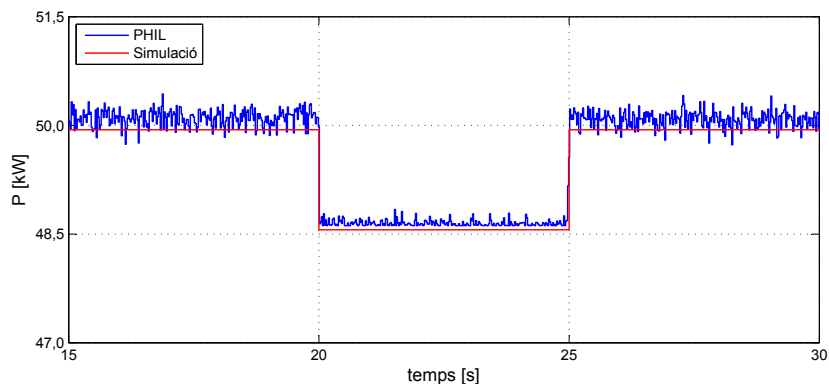
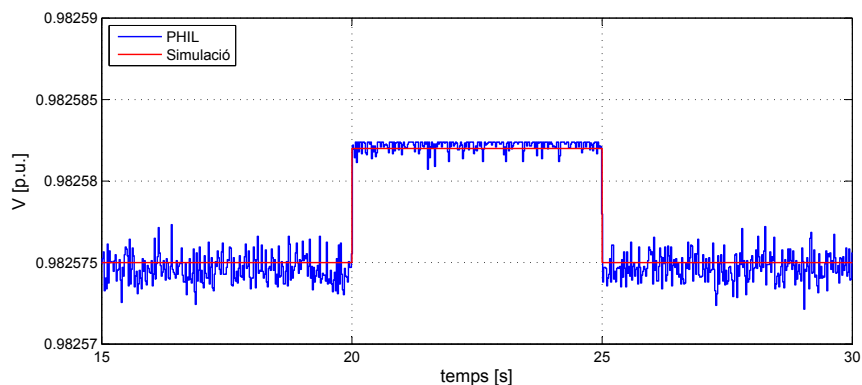
Pel que fa a l'estabilitat el mateix es pot observar a la Figura 7.21 en el que es mostren les evolucions de les tensions en el bus 112 al llarg de la mateixa simulació. Aquest quasi no varia i, de fet, la variació és menor que 0,0001 pu. Això és degut a que el canvi de càrrega és petit en comparació amb la totalitat del sistema.

D'aquesta manera, es pot veure com la introducció de la nova càrrega no afecta a l'anterior microxarxa, ja que aquesta continua operant amb normalitat.



(a) Falta a la línia entre els busos 102 i 103.

(b) Falta a la línia entre els busos 104 i 105.

**Figura 7.19:** Evolució de les tensions a la càrrega al aplicar una falta en diferent punts de la microxarxa estudiada, mesurades a l'oscil·loscopi.**Figura 7.20:** Potència injectada en el bus 112 al llarg d'una desconnexió del HUT de 5 segons.**Figura 7.21:** Tensió en el bus 112 al llarg d'una desconnexió del HUT de 5 segons.



## Conclusions

Aquest projecte ha presentat un estudi de la tècnica de simulació PHIL i ha desenvolupat el disseny i implementació d'una plataforma experimental per a desenvolupar simulacions mitjançant aquesta tècnica assolint els objectius presentats a l'inici.

Primerament s'han analitzat les especificacions necessàries que ha de tenir un programari per a poder realitzar simulacions en temps real de sistemes elèctrics i s'han comparat les diferents alternatives. En aquest sentit, s'ha escollit el PSS<sup>®</sup>E per a realitzar aquesta tasca. Seguidament, s'han estudiat els diferents tipus de convertidors estàtics de potència necessaris per a poder desenvolupar la plataforma experimental, així com els filtres L i LC que els connecten a la xarxa i al HUT respectivament, triant dos convertidors VSC de dos nivells.

A continuació, amb els components que formen la plataforma escollits, s'ha procedit a dissenyar el sistema de control necessari per a poder controlar els dos convertidors amb les especificacions desitjades amb respostes ràpides però mantenint l'estabilitat del sistema. Així doncs, s'ha obtingut un regulador de la tensió del bus de contínua en el convertidor costat xarxa, mentre que en el costat HUT s'ha dissenyat un control per imposar la consigna de tensió rebuda des de la simulació en els temps desitjats fent ús de controladors ressonants.

Finalment, s'han implementat els controls obtinguts a la plataforma experimental a través de dos DSPs per a poder comprovar el seu correcte funcionament. En aquest sentit, s'han realitzat proves experimentals per a validar el funcionament dels dos convertidors per separat, i també s'ha verificat el funcionament adequat del conjunt del sistema PHIL implementat. Per això s'han estudiat dos casos: la connexió d'una carga real a un generador síncron simulat, i la introducció d'una càrrega real a una microxarxa simulada.

Per a futures línies de treball a realitzar, hi ha diferents aspectes a tenir en compte. En primer lloc, seria interessant utilitzar un altre programari que permetés escurçar el pas d'integració i també fes possible estudiar més fenòmens com faltes desequilibrades, injecció d'harmònics, etc. En segon lloc, s'haurien d'utilitzar convertidors més específics amb targetes de control amb comunicacions *ethernet* ja integrades permetent escurçar els temps de comunicació, així com passar de convertidors de tres a quatre branques per a poder controlar el neutre, ampliant els possibles estudis a realitzar a la plataforma. Per últim, es planteja la possibilitat de, fent ús de dues plataformes d'interconnexió de potència, poder realitzar simulacions HUT amb dos components reals connectats entre ells a través d'un sistema més gran simulat.



## Agraïments

En primer lloc, agraeixo al Eduardo Prieto haver-se fet càrrec de la direcció d'aquest projecte. La seva dedicació i els seus consells han estat determinants per a poder acabar aquest projecte. També dono les gràcies al Oriol Gomis, codirector del projecte, per la seva atenció i suport durant la realització d'aquest i, juntament amb l'Andreas Sumper, per l'oportunitat d'entrar com a becari al CITCEA-UPC.

Agraeixo també als companys del CITCEA-UPC la seva companyia i el seu suport, especialment al Edu, al Gerard, al Joan Marc i als companys d'Urgell.

Finalment també vull agrair a la meva família i amics el seu suport i la seva amistat.



## Annex A

# Impacte ambiental

Durant els darrers anys, des del món de la indústria s'ha sotmès al medi ambient a una pressió massa elevada prioritzant el creixement econòmic sense considerar la sostenibilitat dels projectes desenvolupats. Per aquest motiu, darrerament s'han impulsat tot un seguit de directrius i normes per tal d'intentar assegurar un desenvolupament sostenible de la societat.

En aquest apartat s'ha realitzat una avaluació de l'impacte ambiental que suposa aquest projecte. D'aquesta manera es poden avaluar els aspectes que poden arribar a afectar al medi ambient per eliminar o reduir el màxim el seu impacte.

Els components elèctrics i electrònics utilitzats en la plataforma experimental d'aquest projecte han de complir les directrius imposades pel real decret RD 208/2005 sobre la fabricació i gestió dels seus residus. Aquest real decret es basa en dues normatives europees: la normativa de Restricció de Substàncies Perilloses (RoHS) i la normativa de Reciclatge d'Aparells Elèctrics i Electrònics (RAEE).

### A.1 RoHS

La RoHS (*Restriction of Hazardous Substances*) és la directiva 2002/95/CE, adoptada el febrer del 2003 per la Unió Europea i que va entrar en vigor l'1 de juliol del 2006. Aquesta limita l'ús de materials perillosos en la fabricació de diferents tipus d'equips elèctrics i electrònics, reduint els riscos del posterior tractament i manipulació dels residus generats.

Concretament, els materials amb ús restringit són: el plom, el mercuri, el cadmi, el crom IV (crom hexavalent), el PBB (Polibrombifenils) i els PBDE (Polibromodifenil èters). Aquests dos últims elements, són substàncies retardants de la flama utilitzades en alguns plàstics. Les concentracions màximes permeses són del 0,1 % del pes, a excepció del cadmi que és del 0.01 %.

El 21 de juliol del 2011 es va aprovar la directiva RoHS2 (2011/65/EU), que va entrar en vigor el 2 de gener del 2013. Aquesta, és una evolució de la directiva anterior on es mantenen totes les restriccions i s'hi afegeix una reavaluació periòdica dels seus requeriments per ampliar els seus efectes a nous components elèctrics com són els cables.

En aquest sentit, els elements implicats en el desenvolupament de la plataforma experimental d'aquest projecte han estat escollit tenint present aquesta normativa, incloent l'estany utilitzat

en les soldadures, que té baix contingut en plom.

## A.2 RAEE

La normativa de Reciclatge d'Aparells Elèctrics i Electrotècnics (RAEE), provinent de la directiva 2002/96/EC, és una llei en vigor des del 13 d'agost del 2005 en tot l'àmbit de la Unió Europea. Aquesta, té com a objectiu promoure el reciclatge, la reutilització i la recuperació dels residus d'aquests equips per tal de reduir la contaminació.

La plataforma utilitzada en aquest projecte està formada per elements fàcilment reemplaçables en cas d'avaría per ser sotmesos al corresponent procés de reciclatge. Aquests estan units amb soldadures d'estany, de manera que en cas de desmantellament, la majoria dels components es podrien reutilitzar en altres muntatges.

A més a més, aquesta plataforma té un objectiu experimental i està construïda de forma modular, a partir d'elements que poden ser substituïts de manera independent sense afectar a la resta de la plataforma, reduint els residus generats. D'altra banda, aquest muntatge pot ser utilitzat en un futur en altres projectes, assegurant la seva reutilització fora de l'àmbit d'aquest projecte.

## Annex B

# Pressupost

Per a realitzar el pressupost d'aquest projecte s'han considerat les diferents partides involucrades: els recursos humans, els recursos materials i els associats al I+D.

### B.1 Recursos humans

Aquesta partida té en compte les hores invertides al llarg de tot el projecte. Aquestes es divideixen en diferents parts segons el tipus de tasques realitzades:

- Investigació: temps dedicat a l'estudi i recerca en temes relacionats amb el projecte, com són l'estat de l'art dels sistemes PHIL, el control de convertidors, així com l'aprenentatge dels diferents programaris utilitzats.
- Simulació: període de temps dedicat a plasmar els coneixements adquirits en dissenys conceptuals i en els sistemes de control emprats, que s'han validat mitjançant simulacions.
- Implementació: temps dedicat a traslladar les etapes anteriors a un sistema real implementant el codi del control i de les comunicacions, realitzant les proves experimentals i depurant els errors sorgits.
- Redacció memòria: temps dedicat a documentar el projecte recollint tota aquesta informació en una memòria.

El cost d'aquestes tasques es pot veure desglossat en la Taula B.1 a continuació. Cal tenir en compte que el cost associat a aquestes hores és el d'un enginyer en pràctiques i serà menor al habitual. Al mateix temps, un enginyer amb més experiència hauria dedicat menys hores i el cost total obtingut acaba sent representatiu.

### B.2 Recursos materials i I+D

En aquesta partida s'hi inclouen tots els equips utilitzats durant el projecte, des del material d'oficina fins a les plataformes experimentals o el programari que s'ha necessitat. Aquest es troba desglossat a la Taula B.2.

Concepte	Preu[€/h]	Temps dedicat (h)	Cost total(€)
Investigació	35	250	8.750
Simulació	35	250	8.750
Implementació	35	350	12.250
Redacció memòria	20	150	3.000
Subtotal		1.000	32.750
IVA(21%)			6.878
<b>Total</b>			<b>39.627</b>

Taula B.1: Cost dels recursos humans

Gran part d'aquestes eines, però, ja han estat utilitzades anteriorment i seran reutilitzades en un futur. Per aquest motiu no se'ls hi pot imputar la totalitat del seu preu. Per això s'ha considerat una amortització corresponent al temps d'ús d'aquests elements.

Concepte	Preu unitari[€]	Unitats	Cicle vida [anys]	Amortització
Ordinador Personal	600	2	4	300
Code Composer Studio®	0	1	-	0
Matlab® 2014	0	1	-	0
PSS®E	0	1	-	0
Emulador USB per a DSP	200	2	5	80
Oscil·loscopi Yokogawa	6.000	1	5	300
Sonda tensió diferencial	150	2	4	75
Multímetre	150	1	5	25
Piça corrent	150	2	4	76
Autotransformador	150	1	5	30
Font d'alimentació	230	1	5	46
Plataforma <i>Back-to-Back</i>	20.000	1	5	4.000
<i>Concerto Cotrol stick</i>	430,90	1	5	86,18
Banc Resistències (15 kW )	3.000	1	10	300
<b>Total (IVA inclòs)</b>				<b>5.318,16</b>

Taula B.2: Cost dels recursos materials i I+D

### B.3 Cost total

Considerant les partides mostrades anteriorment el preu total es pot veure a la Taula B.3. S'hi ha afegit una partida d'imprevistos on s'hi inclouen costos no esperats i substitucions de material que s'hagi pogut malmetre durant el projecte. Aquesta partida s'ha estimat d'un 5 %.



<b>Partida</b>	<b>Cost[€]</b>
Recursos humans	39.627
Recursos materials i I+D	5.318,16
Imprevistos	2.247,26
<b>Total (IVA inclòs)</b>	<b>44.945,16</b>

**Taula B.3:** Cost total del projecte

Data: 7 d'abril de 2015.

Signatura: Ricard Ferrer i San José.



## Annex C

# Transformades de Park i Clarke

La dependència del temps de les magnituds elèctriques i la seva naturalesa sinusoidal pot dificultar el seu control. Per aquest motiu, és habitual transformar les magnituds en referència  $abc$  a una referència ortogonal  $qd0$ , aconseguint unes senyals de magnitud constant que permeten facilitar el disseny del seu control. La transformació matemàtica que ho permet s'anomena transformada de Park [31].

### C.1 Transformada de Park

Hi ha diferents tipologies de transformades, i en aquest projecte s'ha utilitzat aquella que manté el mòdul de les tensions i dels corrents. La transformació és la següent:

$$[x_{qd0}] = T(\theta) [x_{abc}] \quad (\text{C.1})$$

on la matriu  $T(\theta)$  és:

$$T(\theta) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{C.2})$$

Al ser  $T(\theta)$  una matriu invertible, és possible aplicar una transformada de Park inversa i aconseguir expressar un vector  $x_{dq0}$  en referència  $abc$ :

$$[x_{abc}] = T(\theta)^{-1} [x_{dq0}] \quad (\text{C.3})$$

on la matriu de la transformada de Park inversa  $T(\theta)^{-1}$  és la següent:

$$T(\theta)^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{C.4})$$

## C.2 Transformada de Clarke

En el cas particular en el que la la velocitat de gir de la referència  $d\theta/dt = 0$  és nul·la, l'angle de la transformació serà constant. En el cas d'agafar  $\theta = 0$ , s'obté la transformada de Clarke que també té la seva inversa:

$$[x_{\alpha\beta 0}] = T_{\alpha\beta 0} [x_{abc}] \quad (\text{C.5})$$

$$[x_{abc}] = T_{\alpha\beta 0}^{-1} [x_{\alpha\beta 0}] \quad (\text{C.6})$$

on les corresponents matrius per fer efectuar les transformacions respectives per a poder treballar amb la referència  $\alpha\beta 0$ , també coneguda com a referència estacionària, presenten les següents expressions [28]:

$$T_{\alpha\beta 0} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{-\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{C.7})$$

$$T_{\alpha\beta 0}^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{C.8})$$

## Annex D

# Comunicacions

### D.1 Introducció

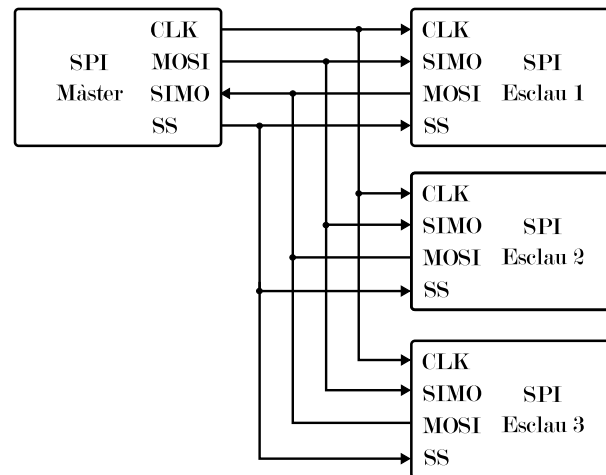
En aquest annex es descriuen totes les comunicacions emprades en el desenvolupament d'aquest projecte i que han servit per comunicar els diferents DSPs entre ells, així com els DSPs amb l'ordinador que du a terme la simulació en temps real. Els tres estàndards de comunicació utilitzats han estat el SPI, el CAN i el TCP/IP.

### D.2 Bus SPI

EL bus SPI (*Serial Peripheral Interface*) és un estàndard de comunicació en el que el flux d'informació és regulat mitjançant un senyal de rellotge i, per tant, és un protocol síncron. En una comunicació entre dispositius mitjançant un bus SPI sempre n'hi haurà un que actuarà com a màster i que serà el que imposarà la senyal de rellotge, i un o més dispositius que actuaran com a esclaus.

La connexió entre dos microcontroladors mitjançant un bus SPI consta de 4 cables:

- Senyal de rellotge (CLK): aquest és el senyal que marcarà la sincronització. En cada senyal de rellotge s'enviarà i es llegirà un bit.
- Senyal del màster a l'esclau (MOSI o *Master Output Slave Input*): porta les dades que surten del màster i van cap a l'esclau.
- Senyal de l'esclau al màster (SOMI o *Slave Output Master Input*): porta les dades que surten de l'esclau i van cap al màster.
- Senyal d'activació (SS): senyal que serveix, en cas d'haver-hi més d'un dispositiu esclau, per seleccionar aquell microcontrolador amb el que el màster vol establir la comunicació.



**Figura D.1:** Esquema de la connexió entre dos dispositius mitjançant un bus SPI

Les característiques del perifèric del bus SPI de *Texas Instruments* utilitzat en aquest projecte són les següents:

- Dos possibles modes per a cada dispositiu: esclau i màster.
- 125 possibles velocitats de transmissió programables.
- Possibilitat d'enviar paraules d'entre 1 i 16 bits.
- Quatre possibles configuracions del rellotge que permeten enviar i rebre dades en diferents punts de la senyal de sincronització.
- Dos *buffers* de 16 paraules.

### D.3 Model de referència de capes OSI

La ISO/IEC 7498-1 defineix els sistemes de comunicació mitjançant un sistema de capes. Aquest, estableix un model de referència amb 7 capes diferents, en el que cada arquitectura pot utilitzar totes les capes tot i que algunes poden ser prescindibles.

- Capa física (Capa 1): defineix les especificacions físiques i elèctriques de la connexió, com poden ser les característiques del cable, el nombre de cables o els nivells de tensió.
- Capa d'enllaç de dades (Capa 2): s'ocupa del direccionament físic, accés al medi, detecció d'errors, de la distribució ordenada de les trames i del control del flux.
- Capa de xarxa (Capa 3): s'encarrega de la transmissió de paquets de dades entre dos nodes, encara que aquests dos no estiguin connectats directament. Aquí s'especifica la ruta a seguir per connectar dos dispositius.
- Capa de transport (Capa 4): la seva funció és la de transferir els paquets de dades d'un node a un altre de forma segura.

- Capa de sessió (Capa 5): la seva funció és la de controlar l'inici i el final de cada sessió de comunicació. Normalment és prescindible.
- Capa de presentació (Capa 6): aquesta capa es podria dir que actua com a traductor entre la capa d'aplicació superior i les inferiors. Pot permetre la comunicació entre equips amb representacions diferents o també es pot utilitzar pel xifratge o compressió de la informació.
- Capa d'aplicació (Capa 7): Aquesta capa s'utilitza per definir l'aplicació final de la comunicació.

Aquest sistema ens permet definir l'arquitectura de diferents sistemes de comunicacions, i seran utilitzats a continuació per definir el bus CAN i la comunicació per TCP/IP.

### D.3.1 Bus CAN

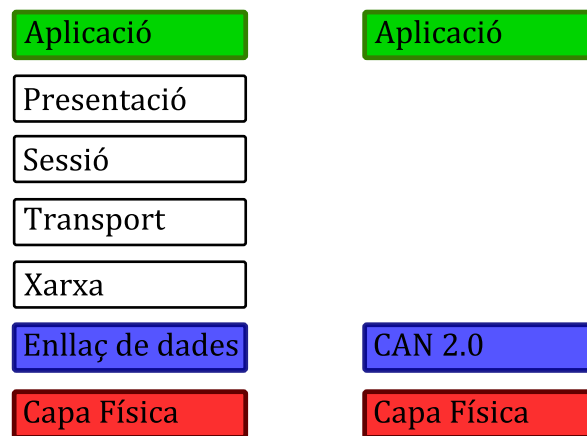
El bus CAN (*Controler Area Network*) és un protocol de comunicació estàndard per a comunicar microcontroladors entre ells, originalment desenvolupat per la indústria de l'automòbil, però que ha estès la seva presència en altres aplicacions.

Aquest protocol pot ser explicat a través del model de capes OSI, tal i com es mostra a la Figura D.2, de la següent manera:

- Capa d'aplicació: en aquest cas l'aplicació és la de comunicar els dos convertidors entre ells enviant-se l'estat en el que es troben i les alarmes corresponents en el cas en que s'hagi d'aturar la simulació i procedir a la descàrrega del bus DC.
- Capa d'enllaç de dades: aquesta és la capa on es troba la major part del protocol CAN. Inclou la creació del paquet del missatge, la detecció d'errors, la verificació de la rebuda del missatge i la sincronització dels rellotges dels diferents elements que formen el bus.
- Capa física: defineix els aspectes de l'enllaç físic del bus. Tot i que les especificacions relacionats amb el nivell de tensió i corrent, així com el nombre de conductors venen determinades per normatives, els aspectes mecànics d'aquesta capa, com és el connector, no estan formalment definits. El connector que s'utilitza més usualment és un D-subminiature (D-SUB) de 9 pins, dels quals només 4 són utilitzats de la següent forma:
  - pin 2: CAN-LOW (CAN-)
  - pin 3: GND (*ground*)
  - pin 7: CAN-HIGH (CAN+)
  - pin 9: CAN V+ (*power*)

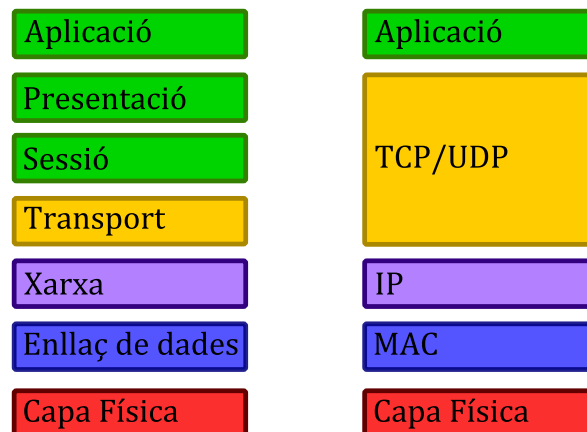
### D.3.2 Protocol TCP/IP

Per tal de dur a terme les comunicacions entre l'ordinador on es desenvolupa la RTS i el pont de comunicacions, s'ha utilitzat el protocol TCP/IP per *ethernet*. Si s'explica a partir de les capes OSI, tal com es veu a la Figura D.3, les capes 5, 6 i 7 es troben agrupades en una sola capa



**Figura D.2:** Bus CAN segons el model de referència de capes OSI.

on hi haurà l'aplicació desenvolupada per l'usuari, que en aquesta aplicació és rebre i enviar les senyals apropiades amb la RTS. En aquest cas, la capa física, és a dir el medi pel qual es fan les comunicacions, és a través d'un cable *ethernet*. Per últim, les dues capes més importants en aquest protocol seran les capes 3 i 4 que s'explicaran més detalladament a continuació.



**Figura D.3:** Protocol TCP/IP segons el model de referència de capes OSI.

### *Internet Protocol (IP)*

El protocol d'Internet (IP), que forma part de la capa 3 segons el model OSI, té principalment dues funcions: adreçar i fragmentar. L'adreçat serveix per enviar els missatges a les adreces apropiades i seleccionar la millor ruta possible per la xarxa. D'altra banda, el fragmentat consisteix en dividir el missatge en petits paquets i enviar-los per diverses rutes.

Es poden definir direccions IP fixes tant per l'ordinador com per l'enllaç de comunicacions connectat els dos elements directament entre sí. En aquest projecte, però, al necessitar que l'ordinador on es desenvolupa la RTS tingui connexió a la xarxa global per a poder fer ús de la llicència, s'ha utilitzat aquesta xarxa per a la comunicació. Així doncs, és necessari conèixer les dues direccions IP abans de poder desenvolupar cap simulació.



### *Transmission Control Protocol (TCP)*

A la capa 4 s'hi troba el protocol TCP. Aquest s'encarrega d'establir la connexió entre dos dispositius amb la garantia se que tots els paquets seran rebuts pel destinatari sense errors i en l'ordre corresponent. També defineix el port pel qual es produeix la comunicació permetent a múltiples aplicacions fer ús del protocol al mateix temps. Existeix un altre protocol alternatiu a la mateixa capa que també s'utilitza habitualment anomenat *User Datagram Protocol (UDP)*. Aquest és més ràpid que el TCP, però no garanteix que els paquets enviats arribin al destinatari, i si ho fan, no incorpora mecanismes per la detecció d'errors. Tot i que per l'aplicació desenvolupada en aquest projecte es podria fer mitjançant UDP sense que això suposés la pèrdua de moltes dades ni eficiència i aconseguint temps de comunicació més petits, s'ha optat per el protocol TCP donat que un guany en el temps de comunicació no hagués permès baixar el pas d'integració de la simulació ja que el coll d'ampolla es trobava en el temps utilitzat pel programari de simulació. En futures plataformes on s'utilitzin altres tipus de programari, pot ser interessant utilitzar el protocol UDP.



## Annex E

# Modulació Vectorial de les tensions

### E.1 Introducció

Un cop calculades les tensions que ha d'aplicar el convertidor VSC es poden utilitzar diferents tècniques de modulació per tal de sintetitzar-les [32]. N'hi ha una gran varietat d'existents, i cada una d'elles determina la qualitat de la tensió de sortida, les pèrdues de commutació, l'arriestat del corrent i l'aprofitament del bus de contínua.

La modulació per amplada de polsos o *Pulse Width Modulation* (PWM) és la més extesa i utilitzada. Dins d'aquest grup es poden trobar diferents metodologies com la clàssica SPWM (*Sinusoidal Pulse Width Modulation*) que esta basada en la comparació d'una ona portadora de les característiques desitjades amb una senyal triangular a la freqüència de commutació. També existeixen diverses variants que aconseguen un aprofitament més gran del bus DC a base d'injectar tercer harmònic. En aquest projecte s'ha utilitzat la modulació SVPWM (*Space Vector Pulse Width Modulation*) en que es redueixen les pèrdues per commutació i s'aconsegueix millorar el comportament harmònic.

### E.2 *Space Vector Pulse Width Modulation*

En l'inversor de tres branques i dos nivells que s'ha utilitzat en aquest projecte (Figura E.1), aquesta tècnica, de la mateixa manera que aquelles que injecten tercer harmònic, es basa en la fluctuació de la senyal 0-n.

Considerant aquest inversor i tenint en compte que per cada branca l'interruptor inferior estarà en l'estat contrari que el superior, es poden donar les 8 possibles configuracions il·lustrades a la Figura E.2. Cada una d'aquestes configuracions es pot representar mitjançant l'estat del interruptor superior de cada branca indicant si està obert (0) o tancat (1).

Si es calcula el vector espacial de tensions, que ve determinat per la suma vectorial del valor instantani de les fases a, b i c, aquest segueix una trajectòria cíclica. En el cas de ser un sistema simètric i equilibrat sense component homopolar, aquesta trajectòria és un cercle situat al pla  $\alpha\beta$  (veure Annex C). En aquest pla, els vectors espacials resultants en cada una de les configuracions possibles presentades i que es mostren a la Taula E.1 [33], formaran un hexàgon en aquest pla,

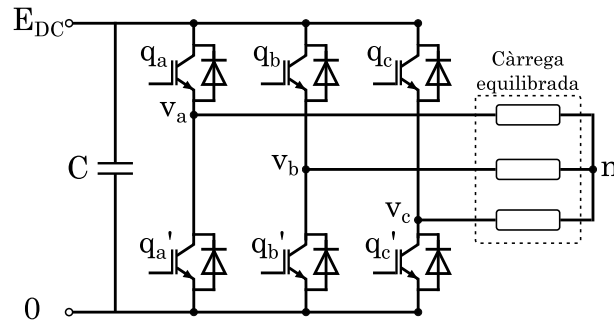


Figura E.1: Inversor de tres branques i dos nivells

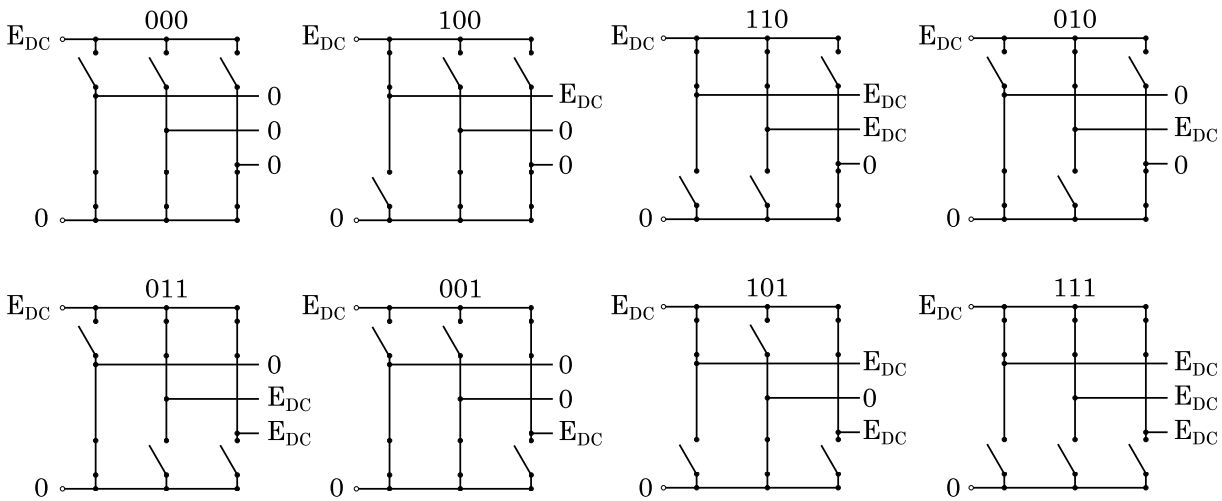


Figura E.2: Possibles estats d'un convertidor de tres branques i dos nivells

on sis d'aquests estats, anomenats actius, formaran els vèrtexs, mentre que els dos restants, anomenats estats en zero, estaran en el centre E.3. D'aquesta manera es poden definir 6 sectors de  $60^\circ$ .

Així doncs, fent commutar els interruptors de potència en els diferents estats durant el temps precís, es pot aconseguir modular la tensió desitjada. L'algorisme per aconseguir-ho seguirà els següents passos:

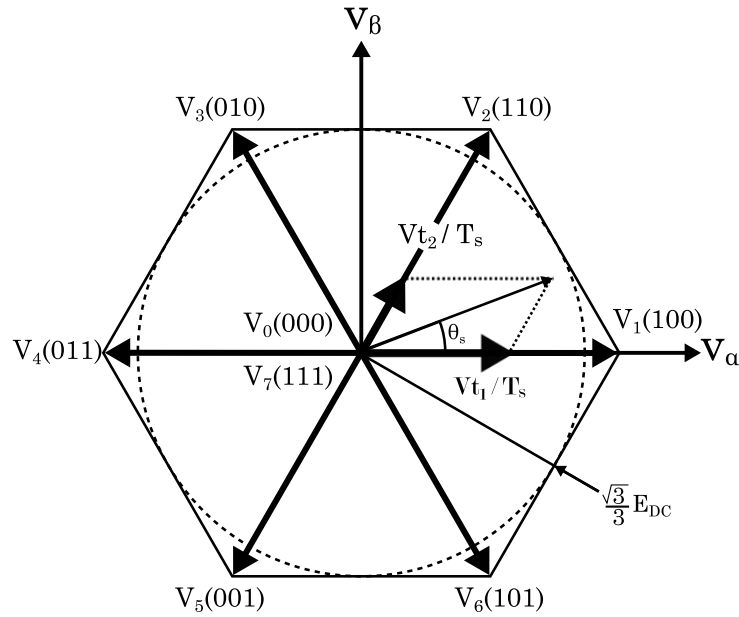
1. Trobar en quin sector de l'hexàgon es troba el vector desitjat a partir de les equacions:

$$V_{sum} = \sqrt{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \tag{E.1}$$

$$\theta_{sum} = \arctan \frac{v_\beta}{v_\alpha} \tag{E.2}$$

2. En cas que no es trobi en el primer sector, es busca l'angle equivalent a partir de l'expressió:

$$\theta_{sec1} = \theta_{sum} - \frac{\pi}{3} (n - 1) \tag{E.3}$$



**Figura E.3:** Representació vectorial de les tensions de l'inversor de tres branques i dos nivells en el pla  $\alpha\beta$ .

3. Amb els valors  $V_{sum}$  i  $\theta_{sum}$ , s'assolirà vector desitjat fent commutar els interruptors de potència entre les diferents configuracions que delimiten el sector de l'hexàgon corresponent. El temps en que s'haurà d'estar en cada un dels estats ve fixat per les expressions [34]:

$$t_{v1} = \frac{\sqrt{3}V_{sum}}{2E_{DC}}T_s \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_{sec1}\right) \quad (\text{E.4})$$

$$t_{v2} = \frac{\sqrt{3}V_{sum}}{2E_{DC}}T_s \sin(\theta_{sec1}) \quad (\text{E.5})$$

On  $T_s$  és el període de commutació  $t_{v1}$  i  $t_{v2}$  són els temps corresponents als vectors actius que delimiten el sector corresponent, mentre que la resta del període de commutació es repartirà entre els dos vectors zero.

$$t_{v0} = t_{v7} = \frac{T - t_{v1} - t_{v2}}{2} \quad (\text{E.6})$$

Utilitzant aquesta tècnica es podran sintetitzar tensions el vector espacial de les quals estigui dins la circumferència inscrita dins l'hexàgon, amb un radi de  $\sqrt{3}E_{DC}/3$ . Es poden obtenir tensions més elevades (sempre mantenint-se dins de l'hexàgon), utilitzant tècniques de sobremodulació amb el cost de la injecció d'harmònics.

Vector	$q_a$	$q_b$	$q_c$	$v_{a0}$	$v_{b0}$	$v_{c0}$	$v_{an}$	$v_{bn}$	$v_{cn}$	$v_\alpha$	$v_\beta$
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	1	0	0	$E_{DC}$	0	0	$\frac{2}{3}E_{DC}$	$-\frac{1}{3}E_{DC}$	$-\frac{1}{3}E_{DC}$	$\frac{2}{3}E_{DC}$	0
2	1	1	0	$E_{DC}$	$E_{DC}$	0	$\frac{1}{3}E_{DC}$	$\frac{1}{3}E_{DC}$	$-\frac{2}{3}E_{DC}$	$\frac{1}{3}E_{DC}$	$-\frac{\sqrt{3}}{3}E_{DC}$
3	0	1	0	0	$E_{DC}$	0	$-\frac{1}{3}E_{DC}$	$\frac{2}{3}E_{DC}$	$-\frac{1}{3}E_{DC}$	$-\frac{1}{3}E_{DC}$	$-\frac{\sqrt{3}}{3}E_{DC}$
4	0	1	1	0	$E_{DC}$	$E_{DC}$	$-\frac{2}{3}E_{DC}$	$\frac{1}{3}E_{DC}$	$\frac{1}{3}E_{DC}$	$-\frac{2}{3}E_{DC}$	0
5	0	0	1	0	0	$E_{DC}$	$-\frac{1}{3}E_{DC}$	$-\frac{1}{3}E_{DC}$	$\frac{2}{3}E_{DC}$	$-\frac{1}{3}E_{DC}$	$\frac{\sqrt{3}}{3}E_{DC}$
6	1	0	1	$E_{DC}$	0	$E_{DC}$	$\frac{1}{3}E_{DC}$	$-\frac{1}{3}E_{DC}$	$\frac{1}{3}E_{DC}$	$\frac{1}{3}E_{DC}$	$\frac{\sqrt{3}}{3}E_{DC}$
7	1	1	1	$E_{DC}$	$E_{DC}$	$E_{DC}$	0	0	0	0	0

**Taula E.1:** Tensions corresponents a cada vector generador.

## Annex F

# Mètodes de discretització

En el moment d'implementar els controls dissenyats en aquest projecte, caldrà abans passar-los a temps discret. En el cas del convertidor xarxa, l'estudi s'ha fet en temps continu i després s'ha utilitzat la transformada bilineal explicada en més detalla continuació. El convertidor HUT, al utilitzar controladors PR, la seva discretització presenta més dificultats.

### F.1 Transformada bilineal

En la transformada bilineal o transformada de Tustin, per a passar de temps continu a temps discret, la relació entre els dos espais ve donada per:

$$z = e^{T_s s} = \frac{e^{sT_s/2}}{e^{-sT_s/2}} \approx \frac{1 + \frac{sT_s}{2}}{1 - \frac{sT_s}{2}} \quad (\text{F.1})$$

on  $T_s$  és el temps de mostreig.

Per tal de passar del domini  $s$  al  $z$ , a les funcions de transferència obtingudes s'efectua la substitució:

$$s = \frac{2}{T_s} \frac{(z - 1)}{(z + 1)} \quad (\text{F.2})$$

### F.2 Discretització del PR

Els controladors PR, al tenir un guany molt gran per una banda molt estreta són molt sensibles als processos de discretització. Un moviment dels seus pols farà que les senyals a la freqüència de control tinguin error permanent no nul, i un eixamplament de la seva banda, amplificarà senyals i sorolls no desitjats.

Els mètodes de discretització principals són: *Backward Euler*, *Forward Euler*, Tustin, Tustin amb *prewarping*, impuls invariant, ZOH, FOH i zero-pole matching. Tenint en compte que tal i com s'ha dit en el capítol 5 un PR pot ésser descompost en dos integradors, combinant les opcions presentades surten varies discretitzacions possibles.

Al utilitzar alguna d'aquestes opcions els pols es mouran i sortiran del cercle unitari convertint el sistema en inestable (pols a fora del cercle) o atenuant la seva resposta cap a zero (pols a l'interior). Si només es tenen en compte aquelles que mantenen els pols al cercle unitari i s'analitzen les seves propietats, la millor opció és la discretització amb el FOH [35].

Aquesta opció presenta un guany infinit teòric, sense cap desviació de la freqüència de referència (ni en els seus múltiples harmònics en cas de que es vulgui incloure'ls). Així doncs, la transformació amb un FOH serà:

$$X(z) = \frac{(1 - z^{-1})^2}{z^{-1}T_s} \mathcal{F} \left\{ \mathcal{L}^{-1} \left[ \frac{X(s)}{s^2} \right]_{t=kT_s} \right\} \quad (\text{F.3})$$

Per tant, el controlador PR un cop discretitzat tindrà l'expressió:

$$G_{PR}(z) = \frac{1 - \cos(\omega T_s)}{\omega T_s} \frac{z^2 - 1}{z^2 - 2z \cos(\omega T_s) + 1} \quad (\text{F.4})$$



## Annex G

# Fotografies de l'equip utilitzat

En aquest apartat es mostren imatges de la plataforma experimental implementada, els seus components principals i l'equip de treball utilitzat per a l'execució d'aquest projecte.

A la Figura G.1, es veuen els equips utilitzats en el lloc de treball.

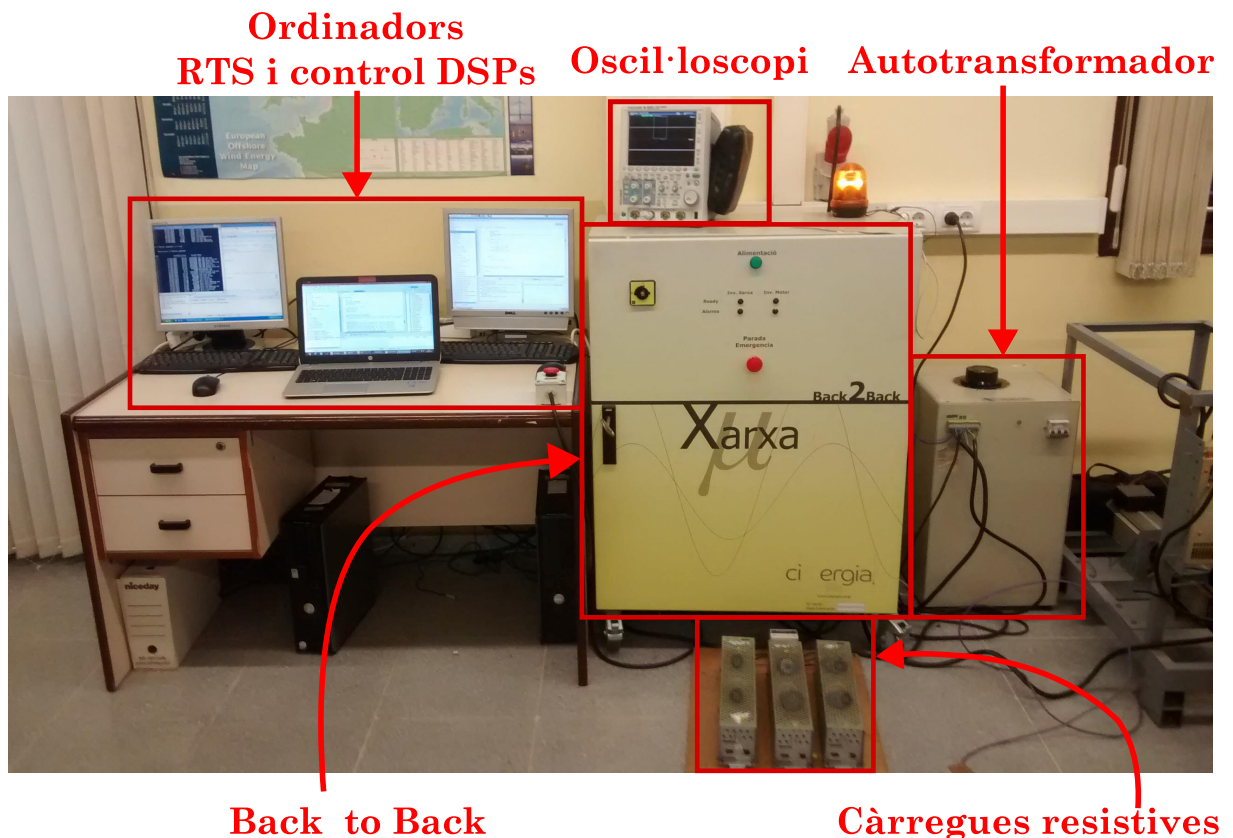


Figura G.1: Lloc de treball.

L'armari del *back-to-back* es pot veure en detall i obert a la Figura G.2 a continuació, on s'hi poden observar els elements que el conformen.

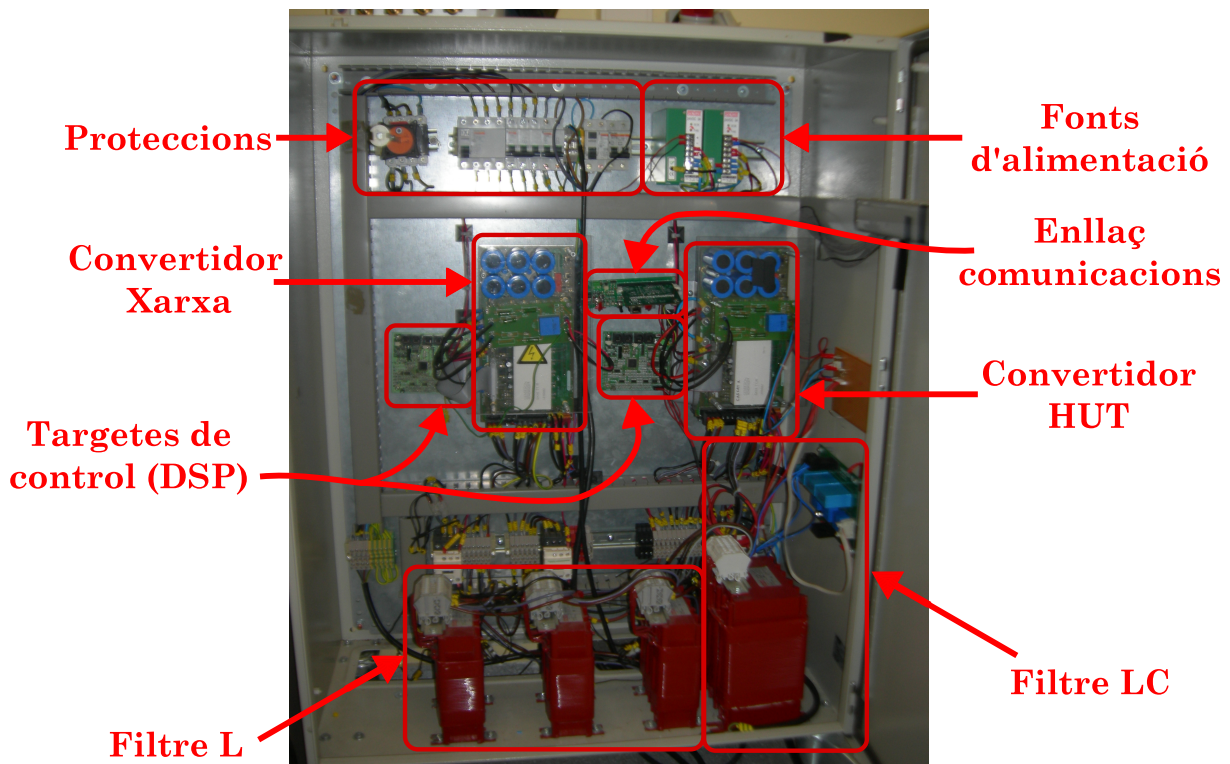
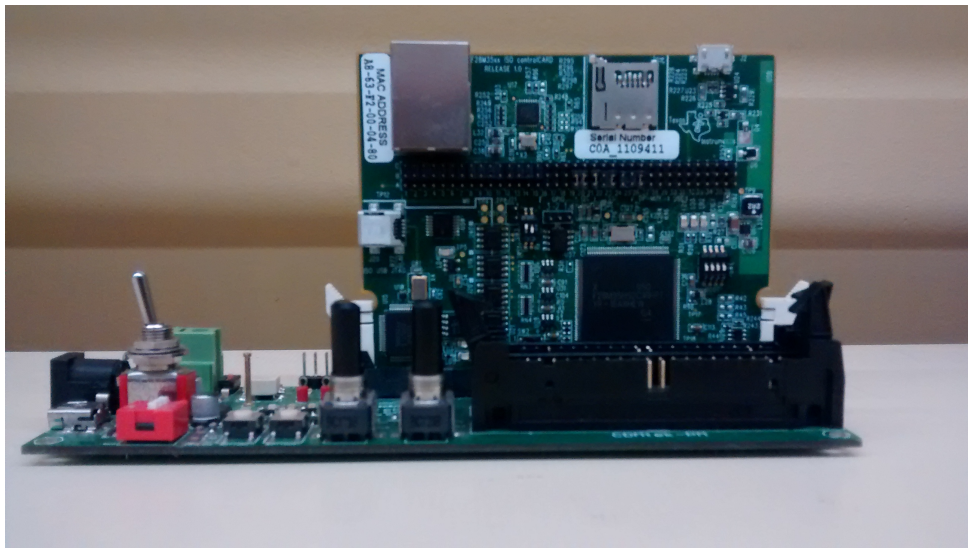


Figura G.2: Armari del *back-to-back* obert.

Les targetes de control utilitzades són les que es mostren a la Figura G.3 per als dos convertidors, i la de la Figura G.4 per l'enllaç de comunicacions.

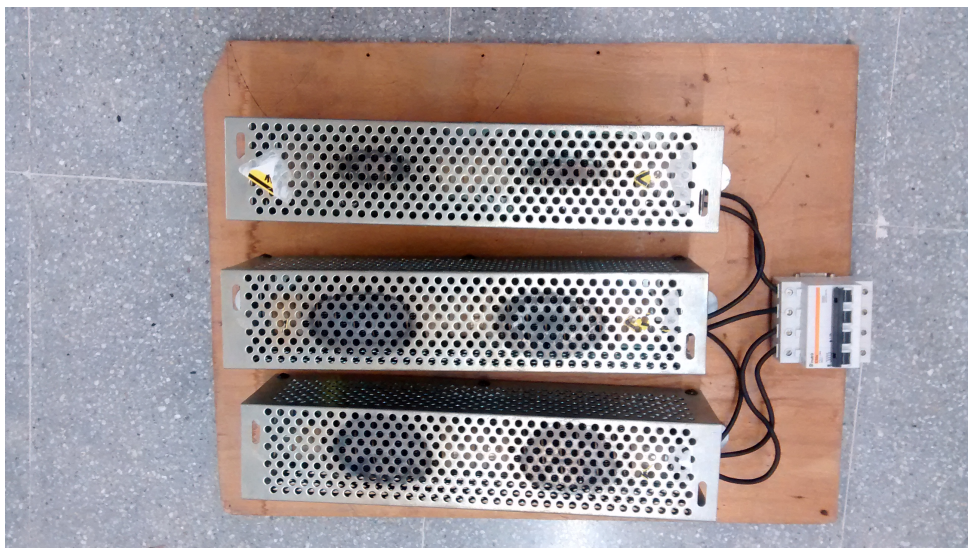


Figura G.3: Model de la placa de control utilitzada pels dos convertidors.



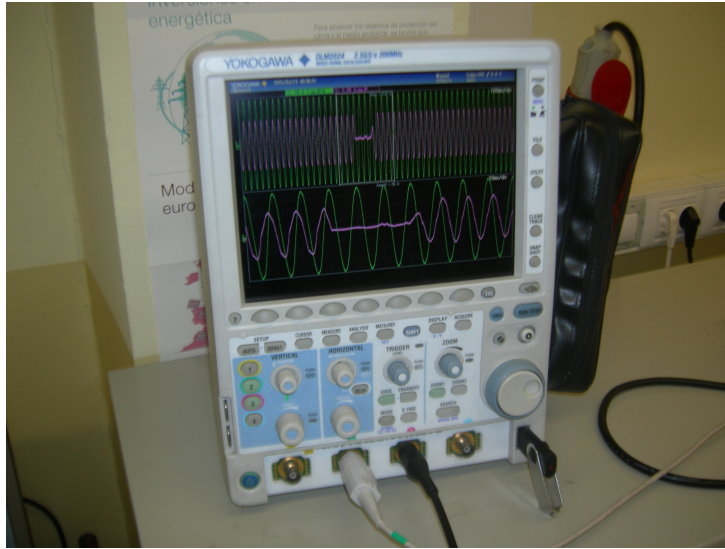
**Figura G.4:** Placa de control utilitzada per l'enllaç de comunicacions.

Com a càrrega per al HUT, s'han utilitzat les resistències de 15 kW que es mostren a la Figura G.5.



**Figura G.5:** Càrregues resistives utilitzades per es proves experimentals.

Per últim, a la Figura G.6 es mostra l'oscil·loscopi de 4 canals utilitzat, de la marca comercial Yokogawa.



**Figura G.6:** Oscil·loscopi Yokogawa DLM2024.

## Bibliografia

- [1] Terlip, D. V., Kroposki, B., and Maksimovic, D. A methodology for characterizing and modeling inverters for grid integration studies using Power Hardware-in-the-Loop. In *2012 IEEE Power and Energy Society General Meeting*, pages 1–5. IEEE, July 2012. 19, 23
- [2] Kim, N. [et al.]. Design of a grid-simulator for a transient analysis of grid-connected renewable energy system. In *Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2010 International Conference on*, pages 633–637, 2010. 19
- [3] IEEE. Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems IEEE 1547. 19, 23
- [4] E. de Jong [et al.]. European White Book on Real-Time Powerhardware-in-the-Loop testing. Technical report, DERlab, 2012. 19, 21, 22, 27
- [5] Lauss, G. [et al.]. Power hardware in the loop simulation with feedback current filtering for electric systems. In *IECON 2011 - 37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pages 3725–3730. IEEE, November 2011. 19
- [6] Wu, X., Lentijo, S., and Monti, A. A novel interface for power-hardware-in-the-loop simulation. In *2004 IEEE Workshop on Computers in Power Electronics, 2004. Proceedings.*, pages 178–182. IEEE, 2004. 19, 39, 40
- [7] Ren, W., Steurer, M., and Baldwin, T.L. Improve the Stability and the Accuracy of Power Hardware-in-the-Loop Simulation by Selecting Appropriate Interface Algorithms. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 44(4):1286–1294, 2008. 19
- [8] Hui, S.Y.R. and Christopoulos, C. Modeling non-linear power electronic circuits with the transmission-line modeling technique. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 10(1):48–54, 1995. 19, 41
- [9] Dmitriev-Zdorov, V.B. Generalized coupling as a way to improve the convergence in relaxation-based solvers. In *Proceedings EURO-DAC '96. European Design Automation Conference with EURO-VHDL '96 and Exhibition*, pages 15–20. IEEE Comput. Soc. Press, 1996. 19, 42
- [10] Siegers, J. and Enrico, S. Improved power hardware-in-the-loop interface algorithm using wideband system identification. In *2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC 2014*, pages 1198–1204. IEEE, March 2014. 19

- [11] W Ren. *Accuracy evaluation of power hardware-in-the-loop simulation*. PhD thesis, 2007. 19, 21, 37, 38, 39, 40
- [12] Chen, X. and Sun, J. Characterization of inverter-grid interactions using a hardware-in-the-loop system test-bed. In *8th International Conference on Power Electronics - ECCE Asia*, pages 2180–2187. IEEE, May 2011. 19, 23
- [13] Lin-Yu, L. [et al.]. Real-time simulations of a laboratory-scale micro-grid system in Taiwan. In *2012 IEEE 13th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, pages 1–8. IEEE, June 2012. 19, 23
- [14] Vodyakho, O. [et al.]. Synchronization of three-phase converters and virtual microgrid implementation utilizing the Power-Hardware-in-the-Loop concept. In *2010 Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pages 216–222. IEEE, February 2010. 19, 23
- [15] Lu, B., Wu, X., Figueroa, H., and Monti, A. A Low-Cost Real-Time Hardware-in-the-Loop Testing Approach of Power Electronics Controls. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 54(2):919–931, April 2007. 19, 27
- [16] Wang, Y.[et al.]. Research and application of secondary development using API of PSS/E. In *2014 China International Conference on Electricity Distribution (CICED)*, pages 1009–1013. IEEE, September 2014. 19, 28
- [17] Song, H. [et al.]. Study on conversion between the common models of PSD-BPA and PSS/E. In *2013 IEEE 11th International Conference on Electronic Measurement & Instruments*, volume 1, pages 64–69. IEEE, August 2013. 19, 28
- [18] Arfah, M.[et al.]. Transient stability analysis on Sarawak's Grid using Power System Simulator for Engineering (PSS/E). In *2011 IEEE Symposium on Industrial Electronics and Applications*, pages 521–526. IEEE, September 2011. 19, 28
- [19] Ministerio de Indústria Comercio y Turismo. P.O. 12.3 Requisitos de respuesta frente a huecos de tensión de las instalaciones eolicas, 2006. 23
- [20] Verband der Elektrotechnik, Elektronik und Informationstechnik. VDE-AR-N 4105, 2011. 23
- [21] Chowdhury, S.P. and Crossley, P. *Microgrids and Active Distribution Networks*, 2009. 24
- [22] SIEMENS ENERGY INC. PSS/E 32 Program Operating Manual. 29
- [23] SIEMENS ENERGY INC. PSS/E 32 Application Program Interface. 30
- [24] Ayasun, S. [et al.]. Evaluation of the static performance of a simulation-stimulation interface for power hardware in the loop. In *2003 IEEE Bologna Power Tech Conference Proceedings*, volume 3, pages 996–1003. IEEE. 37
- [25] Egea-Alvarez, A., Junyent-Ferre, A., and Gomis-Bellmunt, O. *Active and reactive power control of grid connected distributed generation systems*. 51, 54

- [26] Chung, S. A phase tracking system for three phase utility interface inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 15(3):431–438, May 2000. 55, 56
- [27] Harnefors, L. and Nee, H.P. Model-based current control of AC machines using the internal model control method. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 34(1):133–141, 1998. 57
- [28] Akagi, H. [et al.]. Generalized theory of instantaneous reactive power and its application. *Electrical Engineering in Japan*, 103(4):58–66, July 1983. 59, 100
- [29] Ledesma, P. Regulacion de frecuencia y potencia. *Universidad Carlos III de Madrid*. 80
- [30] Papathanassiou, S., Hatziargyriou, N., and Strunz, K. A Benchmark Low Voltage Microgrid Network. *CIGRE Symposium on Power systems with dispersed generation: technologies, impacts on development, operation and performances*, 2005. 84, 85
- [31] R. H. Park. Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis-part I. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, 48(3):716–727, July 1929. 99
- [32] Kazmierkowski, M.P. and Malesani, L. Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters: a survey. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 45(5):691–703, 1998. 107
- [33] Kazmierkowski, M.P., Krishnan, R., and Blaabjerg, F. Control in Power Electronics | 978-0-12-402772-5 | Elsevier. 107
- [34] Bergas Jane, J. Control del motor d'inducció considerant els límits del convertidor i del motor. 109
- [35] Sanchez, E. Disseny i implementació d'un emulador de xarxa elèctrica. *Universitat Politècnica de Catalunya*. 112