

Resum

Anti-islanding, algorisme de detecció d'illa per a inversors connectats a xarxa. Qualsevol inversor que pugui treballar en contacte amb la xarxa, ha de poder detectar amb celeritat i sota qualsevol condició, quan la xarxa deixa d'estar present en el punt de connexió. Aquesta, no és una necessitat capritxosa, sinó una condició a favor de la seguretat i la gestió del conjunt de la xarxa elèctrica, amb legislació vigent ja en molts països. No té sentit, que quan el gestor elèctric manté una part del sistema fora de servei per avaria o manteniment, que la presència de tercers elements la mantinguin energitzada.

Els algorismes d'*anti-islanding* ja existeixen i ja estan implementats en la majoria d'inversors dedicats a injectar a la xarxa, l'energia provinent de les fonts renovables, sobretot en el cas de la solar. Tots aquests inversors però, són convertidors en font de tensió controlats per corrent (CC-VSC), aptes només per treballar contra la xarxa, essent incapaços de generar tensions controlades en illa.

El repte d'aquest projecte és la implementació d'un algorisme d'*anti-islanding* per a convertidors en font de tensió controlats per tensió (VC-VSC). Convertidors que tenen en la dualitat, la virtut de treballar en connexió a la xarxa o en illa, establint micro-xarxes aïllades.

L'estudi de les característiques dels inversors controlats per tensió, serà per tant un dels punts forts d'aquest projecte, pel qual s'ha pogut comptar amb un convertidor trifàsic DC-AC de 90 kVA, com a client potencial, per provar les virtuts de la solució.

En el primer capítol, s'ha realitzat un estudi del fenomen i dels mètodes d'*anti-islanding* més coneguts. En el segon capítol, s'ha fet un estudi sobre les diferències entre els convertidors controlats per corrent i per tensió, un dels punts forts d'aquest projecte per la necessitat d'adaptar metodologies esteses en el món dels CC-VSI, als VC-VSI. En el tercer capítol, s'ha finalitzat l'estudi del conflicte, amb l'anàlisi de la plataforma de treball.

Un cop conegudes les característiques de l'equip destí de la solució, en el quart capítol s'ha fet una tria del mètode de detecció d'illa més apropiat i se n'han estudiat les característiques mitjançant simulacions, en el cinquè capítol, emprant MATLAB. Finalment en el sisè capítol, per tal de fer-lo operatiu, ha calgut adaptar el mètode a la planta real, per acabar conclouent amb la viabilitat tecnològica del mateix: Detecció d'illa en menys de 100 ms.

Tot plegat, sense oblidar fer front a altres àrees d'interès d'aquest projecte, presentades en els annexes com l'estudi econòmic, l'impacte ambiental, les normatives existents i altres eines usades en la solució, com el modelat d'algunes plantes i la transformada de *Fourier*.

Índex

Resum	1
Glossari	17
Prefaci	21
Origen del projecte	21
Motivació	21
Introducció	23
Objectius del projecte	23
Abast del projecte	23
1 Estat de l'art dels algorismes anti-illa	25
1.1 Descripció del fenomen d'illa	25
1.1.1 Reaccions del punt de connexió (PCC)	26
1.1.2 Efecte de la càrrega local	26
1.2 Mètodes de detecció passius	30
1.2.1 Detecció de sobre/sub-tensió i sobre/sub-freqüència	30
1.2.2 <i>Phase Jump Detection</i> (PJD)	31
1.2.3 Detecció d'harmònics	32
1.3 Mètodes de detecció actius	32
1.3.1 Realimentació positiva de tensió	33
1.3.2 Realimentació positiva de freqüència	35
1.3.3 Mesura d'impedància del PCC	38
1.3.4 Detecció a nivell de xarxa	44
1.3.5 Detecció a base de comunicacions entre l'inversor i la xarxa	44

2	El VC-VSI en front del CC-VSI	45
2.1	Introducció	45
2.2	<i>Current Controlled - Voltage Source Inverter</i> (CC-VSI)	45
2.2.1	Llaços de control interns: Corrent	46
2.2.2	Llaç de control de potència	47
2.3	<i>Voltage Controlled - Voltage Source Inverter</i> (VC-VSI)	47
2.3.1	Llaços de control interns: Corrent i Tensió	48
2.3.2	Llaç de control de potència o <i>Droop</i>	49
3	Plataforma de treball	55
3.1	Visió de conjunt	55
3.2	Convertidor, filtre <i>LCL</i> i transformador	56
3.2.1	Descripció	56
3.2.2	Valors nominals i màxims de funcionament	57
3.2.3	Paràmetres del filtre <i>LCL</i>	58
3.2.4	Llaços de control	58
3.3	Càrrega local i impedància del punt de connexió (PCC)	61
3.3.1	Impedància del punt de connexió (PCC) amb xarxa connectada	61
3.3.2	Impedància del punt de connexió (PCC) en illa	62
3.4	Model dinàmic aigües avall del control de l'inversor	62
3.4.1	Funcions de transferència en funció de la connexió amb la xarxa	63
3.4.2	Transició xarxa-illa	66
3.4.3	Efectes de la debilitat de la xarxa en la transició xarxa - illa	69
3.4.4	Efectes del factor de qualitat en la transició xarxa - illa	70
4	Selecció del mètode de detecció	71
4.1	Implementació del <i>Sandia Frequency Shift</i> (SFS)	71
4.1.1	Generació de la pertorbació del SFS	71
4.1.2	Efectes de la pertorbació sobre els llaços de control	72
4.1.3	Detecció d'illa	74
4.1.4	Reflexions sobre la possible implementació del SFS	75
4.2	Implementació del <i>Harmonic Injection</i> (HI) simple	78
4.2.1	Generació de la pertorbació del HI simple	78

Anti-islanding	
Detecció d'illa per a inversors controlats per tensió connectats a xarxa	5
4.2.2 Mesura d'impedància	78
4.2.3 Detecció d'illa	82
4.2.4 Reflexions sobre la possible implementació HI d'alta freqüència	83
4.3 Implementació d'injecció d'harmònics per pertorbació de la fase de tensió	85
4.3.1 Generació de la pertorbació per pertorbació de la fase	86
4.3.2 Efectes en el punt de connexió (PCC)	87
4.3.3 Detecció d'illa	88
4.3.4 Reflexions sobre la injecció d'harmònics per pertorbació de la fase	91
5 Simulacions	93
5.1 Model de la planta	93
5.2 Resultats de les simulacions	94
5.2.1 Pertorbació injectada	94
5.2.2 Cronologia de la simulació	95
5.2.3 Escenari base	95
6 Implementació experimental	97
6.1 Adaptacions del mètode a la realitat	97
6.1.1 Problemàtiques detectades en la planta real	97
6.1.2 Accions i modificacions	99
6.2 Càrrega ressonant experimental	102
6.3 Resultat de la detecció en ressonància	103
6.4 Taula resum dels resultats experimentals	104
Conclusions i futures línies de treball	105
Tasques realitzades	105
Conclusions	105
Possibles línies futures de treball	106
Agraïments	107
A Estudi econòmic	109
A.1 Recursos Humans	109
A.2 Recursos Materials	109
A.3 Recursos I+D	110
A.4 Cost total del projecte	111

B	Impacte mediambiental	113
B.1	Definició	113
B.2	RoHS	113
B.3	RAEE	114
B.4	Anàlisi de l'impacte en la utilització del convertidor	114
C	Normativa en la detecció d'illa	115
C.1	Introducció	115
C.2	VDE-AR-N 4105	115
C.2.1	Limitació dels harmònics de corrent	115
C.2.2	Detecció d'illa en condicions generals	117
C.2.3	Detecció d'illa sense flux de potència	118
C.3	IEEE 1547	119
C.3.1	Limitació dels harmònics de corrent	119
C.3.2	Detecció d'illa en condicions generals	120
C.3.3	Detecció d'illa sense flux de potència	121
C.4	IEC 61727	121
C.4.1	Detecció d'illa en condicions generals	121
C.4.2	Detecció d'illa sense flux de potència	121
D	Impedància de la càrrega local ressonant	123
E	Modelat de les plantes i el control	125
E.1	Model de tensió i control d'un Convertidor	125
E.2	Model del corrent i control en impedància RL	125
E.3	Model de la tensió i control en impedància RC	126
E.4	Model de la potència i control a través d'una impedància RL	127
E.4.1	Model estàtic	128
E.4.2	Model dinàmic	129
E.5	Model de tensió en impedància RL	133
E.6	Model de la tensió en impedància RLC paral·lel	134

Anti-islanding	
Detecció d'illa per a inversors controlats per tensió connectats a xarxa	7
F Digitalització de funcions de transferència	137
F.1 Filtre passa banda de segon ordre	137
F.2 Filtre passa baixos de primer ordre	140
F.3 Filtre passa baixos de segon ordre	141
G Implementació de funcions de transferència en el DSP com a equació de diferències	143
H Transformades de <i>Fourier</i>	145
H.1 Transformada de <i>Fourier</i>	146
H.2 Sèrie de <i>Fourier</i>	146
H.2.1 Modificació de la transformada per a senyals periòdiques	146
H.2.2 Generació de la sèrie	147
H.3 Transformada discreta de <i>Fourier</i> DFT	148
H.3.1 Modificació de la transformada per senyals periòdiques i discretes . .	148
H.3.2 Generació de la sèrie	149
H.4 Detecció de l'amplitud d'un harmònic concret	151
I Altres simulacions	153
I.1 Cronologia de la simulació	154
I.2 Escenari 2	154
I.3 Escenari 3	155
I.4 Escenari 4	157
J Detalls dels resultats experimentals	159
J.1 Efectes de la transició a illa	159
J.2 Detecció sota flux de potència nul	160
J.2.1 Consigna nul·la de potència en l'inversor sense càrrega local	160
J.2.2 Càrrega local ressonant alimentada exclusivament per l'inversor . . .	162
J.3 Detecció sota flux de potència no nul	165
J.3.1 Inversor injectant potència sense càrrega local	165
J.3.2 Càrrega local ressonant alimentada totalment per la xarxa	167
J.3.3 Càrrega local ressonant alimentada parcialment per la xarxa	168
J.3.4 Potència de l'inversor superior a l'absorbida per la càrrega local . . .	170
Bibliografia	174

Índex de figures

1.1	Diagrama conceptual de la connexió d'un inversor contra la xarxa.	25
1.2	Diagrama conceptual de la connexió d'un inversor contra la xarxa amb la càrrega ressonant RLC	27
1.3	Potència activa de la càrrega ressonant en funció de la tensió per una càrrega de 30 kW.	27
1.4	Potència reactiva de la càrrega ressonant en funció de la freqüència per una càrrega de 30 kW amb factor de qualitat 2.	28
1.5	Efecte del factor de qualitat q en el mòdul de la impedància d'una càrrega ressonant (50 Hz amb $R = 5 \Omega$) en funció de la freqüència.	29
1.6	Efecte del factor de qualitat q en la fase de la impedància d'una càrrega ressonant (50 Hz) en funció de la freqüència.	30
1.7	Llindars de detecció i zona de no detecció.	31
1.8	Efecte en la ona de tensió, de la caiguda de xarxa segons PJD . Font [1].	31
1.9	Efecte en la sortida de la PLL, de la caiguda de xarxa segons PJD	32
1.10	Linealització de la potència activa de la càrrega ressonant en funció de la tensió per una càrrega de 30 kW.	34
1.11	Diagrama de blocs conceptual del SVS.	34
1.12	Linealització de la potència reactiva de la càrrega ressonant en funció de la freqüència per una càrrega de 30 kW amb factor de qualitat 2.	36
1.13	Diagrama de blocs conceptual del SFS.	36
1.14	Corrent deformat segons AFD. Font [2].	37
1.15	Fase del corrent de consigna i de la càrrega ressonant per $q = 1$	38
1.16	Esquema simplificat de la connexió a xarxa segons la freqüència.	38
1.17	Diagrama de blocs de la injecció simple d'harmònics. Font [3].	39
1.18	Injecció simple d'harmònics en el pas per zero de la tensió. Font [3].	40
1.19	Algorisme d'estimació d'impedància amb injecció simple d'harmònics. Font [3].	40

1.20	Diagrama de blocs de la injecció doble d'harmònics. Font [3].	41
1.21	Algorisme d'estimació d'impedància amb injecció doble d'harmònics. Font [3].	41
1.22	Esquema de la PLL amb el mètode d'anti-islanding basat en la PLL. Font [4].	42
1.23	Amplificació de l'efecte de la pertorbació. Font [4].	43
1.24	Inserció d'impedància amb bateria de condensadors. Font [1].	44
2.1	Inversor controlat per corrent amb filtre L	46
2.2	Representació Energètica Macroscòpica del CC-VSI amb filtre L	46
2.3	Diagrama de blocs pel control del CC-VSI amb filtre L	46
2.4	Efecte del <i>feedforward</i> en la planta vista des del controlador del llaç de corrent de la bobina.	47
2.5	Inversor controlat per tensió amb filtre LCL	48
2.6	Representació Energètica Macroscòpica del VC-VSI amb filtre LCL	48
2.7	Diagrama de blocs pel control del VC-VSI amb filtre LCL	49
2.8	Efecte del <i>feedforward</i> en la planta vista des del controlador del llaç de tensió del condensador.	49
2.9	Impedància de línia entre la tensió controlada per l'inversor i el PCC.	50
2.10	Diagrama dels fasors en la transmissió de potència a través d'una impedància.	50
2.11	Llaços de control de potència per un VC-VSI amb línia inductiva.	52
2.12	Llaços de control de potència per un VC-VSI amb línia resistiva.	53
3.1	Esquema de conjunt de la connexió de l'inversor a la xarxa.	55
3.2	Esquema de l'estructura del convertidor DC-AC.	56
3.3	Esquema de l'inversor de quatre branques i el filtre LCL	57
3.4	Diagrama de blocs del filtre LCL	58
3.5	Inversor controlat per tensió amb filtre LCL i resistència virtual R_v	59
3.6	Llaços de control de potència per un VC-VSI.	59
3.7	Imposició de la caiguda de tensió de la resistència virtual.	60
3.8	Diagrama de blocs pel control del VC-VSI amb filtre LCL	61
3.9	Esquema simplificat de la impedància del PCC.	61
3.10	Esquema elèctric de la impedància aigües avall de l'inversor per freqüències diferents als 50 Hz.	62
3.11	Diagrama de blocs $V_{PCC}(s)/U_C(s)$ en xarxa sense càrrega local.	64
3.12	Diagrama de blocs $I_{L2}(s)/U_C(s)$ en xarxa sense càrrega local.	64

Detecció d'illa per a inversors controlats per tensió connectats a xarxa	11
3.13 Diagrama de blocs $V_{PCC}(s)/I_{L2}(s)$ en xarxa sense càrrega local.	64
3.14 Diagrama de blocs $V_{PCC}(s)/U_C(s)$ en xarxa amb càrrega local.	65
3.15 Diagrama de blocs $I_{L2}(s)/U_C(s)$ en xarxa amb càrrega local.	65
3.16 Diagrama de blocs $V_{PCC}(s)/I_{L2}(s)$ en xarxa amb càrrega local.	65
3.17 Diagrama de blocs $V_{PCC}(s)/U_C(s)$ en illa.	66
3.18 Diagrama de blocs $I_{L2}(s)/U_C(s)$ en illa.	66
3.19 Diagrama de blocs $V_{PCC}(s)/I_{L2}(s)$ en illa.	66
3.20 Bodes de la transició xarxa - illa en la transmitància $I_2(s)/U_C(s)$.	67
3.21 Bodes de la transició xarxa - illa en la transmitància $V_{PCC}(s)/U_C(s)$.	68
3.22 Bodes de la transició xarxa - illa en la transmitància $V_{PCC}(s)/I_2(s)$.	68
3.23 Bodes de magnitud comparats de la transició xarxa - illa entre xarxa forta i dèbil.	69
3.24 Bodes de magnitud comparats de la transició xarxa - illa per diferents factors de qualitat de la càrrega local ressonant.	70
4.1 Pertorbació del SFS en el llaç de control de potència.	72
4.2 Llaç de control de potència simplificat amb SFS per línia resistiva.	72
4.3 Representació simbòlica de δ i dels vectors de tensió U_C i V_{PCC} .	73
4.4 Representació simbòlica de l'acció de <i>droop</i> en illa en els vectors de tensió U_C i V_{PCC} .	73
4.5 Algorisme de detecció d'illa per sortida de finestra tensió-freqüència.	74
4.6 Resposta del convertidor VC-VSI sota <i>islanding</i> amb SFS per sota la freqüència de xarxa.	76
4.7 Resposta del convertidor VC-VSI sota <i>islanding</i> amb SFS per sobre la freqüència de xarxa.	77
4.8 Injecció de la pertorbació harmònica en la consigna de tensió.	78
4.9 Mesura de la impedància del PCC a 400 Hz.	79
4.10 Bode de magnitud del filtre passabanda per a la mesura d'impedància.	79
4.11 Esquema conceptual de la DFT usant vectors de memòria.	80
4.12 Esquema conceptual de la DFT en finestra fixa.	81
4.13 Detecció d'un canvi d'impedància a 400 Hz.	82
4.14 Creació d'un senyal de detecció sota un canvi d'una variable.	82
4.15 Algorisme de detecció mitjançant el pols δ .	83
4.16 Impedància mesurada en simulació del PCC a 400 Hz.	84
4.17 Injecció d'harmònics per pertorbació de la fase en el llaç de control de potència.	86

4.18	Comparativa entre la generació de la pertorbació en fase i la injecció de segon harmònic per a diferents valors de k_{inj}	87
4.19	Representació de la seqüència de fases del segon harmònic.	88
4.20	Representació del vector espacial resultant de la component fonamental i de segon harmònic en referència natural i referència síncrona.	88
4.21	Detecció d'un canvi en la tensió del tercer harmònic del PCC.	89
4.22	Mesura de la impedància del PCC a 100 Hz.	89
4.23	Bode de magnitud del filtre passabanda per a la mesura d'impedància.	90
4.24	Detecció d'un canvi d'impedància a 100 Hz mitjançant mitjanes.	90
4.25	Detecció d'un canvi d'impedància a 100 Hz mitjançant filtres.	90
4.26	Generació del senyal de detecció δ segons l'ús de mitjanes o filtres.	91
4.27	Resultats en la detecció d'injecció d'harmònics per pertorbació de la fase amb càrrega local ressonant de 30 kW per fase i factor de qualitat 2.	92
5.1	Diagrama conjunt de l'inversor, control i <i>anti-islanding</i>	94
5.2	Resposta de les variables elèctriques a 100 Hz de l'escenari base.	95
5.3	Diagrama de blocs llaços interns amb la xarxa i la càrrega aigües avall. En taronja, la part que desapareix del model, quan la xarxa cau.	96
5.4	Efectivitat de la detecció d'illa en l'escenari base.	96
6.1	Modificació del senyal de detecció δ a fi d'augmentar el temps d'espera.	100
6.2	Algorisme definitiu de detecció mitjançant el pols δ	100
6.3	Llaç de control del corrent de la pertorbació a 100 Hz.	101
6.4	Diagrama conjunt de l'inversor, control i <i>anti-islanding</i> i les diferents freqüències de comput del control.	102
6.5	Esquema de la càrrega ressonant experimental.	103
6.6	Detecció d'illa injectant 4,6 kW/fase, 0 kVAr/fase i amb la càrrega local ressonant (4,6 kW/fase).	104
C.1	Esquema de connexió conceptual de la càrrega ressonant. Font [5].	118
E.1	Esquema impedància <i>RL</i>	125
E.2	Esquema impedància <i>RC</i>	126
E.3	Esquema de flux de potència a través d'una impedància <i>RL</i>	127
E.4	Esquema impedància <i>RL</i> sota un sol potencial.	133
E.5	Esquema impedància <i>RLC</i> paral·lel.	134

F.1	Efecte de la interpretació contínua d'una transmitància discreta en el seu domini de freqüències.	139
F.2	Comparació dels <i>Bodes</i> de magnitud del filtre passabanda de segon ordre en funció de la discretització utilitzada amb $k = 0, 1$, $\omega_r = 2\pi 100$ rad/s i $T_s = 0,000125$ s.	139
F.3	<i>Bode</i> de magnitud del filtre passa baixos de primer ordre amb $\omega_n = 150$ rad/s i $T_s = 0,001$ s.	140
F.4	<i>Bode</i> de magnitud del filtre passa baixos de segon ordre amb $\xi = \frac{\sqrt{2}}{2}$, $\omega_n = 11,25$ rad/s i $T_s = 0,001$ s.	141
H.1	Una transformada de <i>Fourier</i> per a cada tipus de senyal. Font [6].	145
I.1	Diagrama conjunt de l'inversor, control i <i>anti-islanding</i>	153
I.2	Resposta de les variables elèctriques a 100 Hz de l'escenari 2.	154
I.3	Efectivitat de la detecció d'illa en l'escenari 2.	155
I.4	Resposta de les variables elèctriques a 100 Hz de l'escenari 3.	156
I.5	Efectivitat de la detecció d'illa en l'escenari 3.	156
I.6	Resposta de les variables elèctriques a 100 Hz de l'escenari 4.	157
I.7	Efectivitat de la detecció d'illa en l'escenari 4.	158
J.1	<i>Bodes</i> de magnitud en valor absolut de la transició xarxa - illa amb el model de xarxa i la càrrega ressonant experimentals.	160
J.2	Resposta de les variables elèctriques en simulació injectant 0 kW/fase, 0 kvar/fase i sense càrrega local.	161
J.3	Comparació entre la detecció per estimació d'impedància (actiu) i per variació de tensió/freqüència (passiu) en simulació injectant 0 kW/fase, 0 kvar/fase i sense càrrega local.	161
J.4	Comparació entre simulació i planta experimental en la detecció d'illa injectant 0 kW/fase, 0 kvar/fase i sense càrrega local.	162
J.5	Resposta de les variables elèctriques en simulació injectant 4,6 kW/fase, 0 kvar/fase i amb la càrrega local ressonant (4,6 kW/fase).	163
J.6	Comparació entre la detecció per estimació d'impedància (actiu) i per variació de tensió/freqüència (passiu) en simulació injectant 4,6 kW/fase, 0 kvar/fase i amb la càrrega local ressonant (4,6 kW/fase).	163
J.7	Comparació entre simulació i planta experimental en la detecció d'illa injectant 4,6 kW/fase, 0 kvar/fase i amb la càrrega local ressonant (4,6 kW/fase).	164
J.8	Impedància mesurada en la detecció d'illa amb la planta experimental injectant 4,6 kW/fase, 0 kvar/fase i amb la càrrega local ressonant (4,6 kW/fase).	164

J.9	Resposta de les variables elèctriques en simulació injectant 5 kW/fase, 0 kvar/fase i sense càrrega local.	165
J.10	Comparació entre la detecció per estimació d'impedància (actiu) i per variació de tensió/freqüència (passiu) en simulació injectant 5 kW/fase, 0 kvar/fase i sense càrrega local.	166
J.11	Comparació entre simulació i planta experimental en la detecció d'illa injectant 5 kW/fase, 0 kvar/fase i sense càrrega local.	166
J.12	Resposta de les variables elèctriques en simulació injectant 0 kW/fase, 0 kvar/fase i amb la càrrega local ressonant (4,6 kW/fase).	167
J.13	Comparació entre la detecció per estimació d'impedància (actiu) i per variació de tensió/freqüència (passiu) en simulació injectant 0 kW/fase, 0 kvar/fase i amb la càrrega local ressonant (4,6 kW/fase).	168
J.14	Comparació entre simulació i planta experimental en la detecció d'illa injectant 0 kW/fase, 0 kvar/fase i amb la càrrega local ressonant (4,6 kW/fase).	168
J.15	Resposta de les variables elèctriques en simulació injectant 2 kW/fase, 0 kvar/fase i amb la càrrega local ressonant (4,6 kW/fase).	169
J.16	Comparació entre la detecció per estimació d'impedància (actiu) i per variació de tensió/freqüència (passiu) en simulació injectant 2 kW/fase, 0 kvar/fase i amb la càrrega local ressonant (4,6 kW/fase).	169
J.17	Comparació entre simulació i planta experimental en la detecció d'illa injectant 2 kW/fase, 0 kvar/fase i amb la càrrega local ressonant (4,6 kW/fase).	170
J.18	Resposta de les variables elèctriques en simulació injectant 10 kW/fase, 0 kvar/fase i amb la càrrega local ressonant (4,6 kW/fase).	171
J.19	Comparació entre la detecció per estimació d'impedància (actiu) i per variació de tensió/freqüència (passiu) en simulació injectant 10 kW/fase, 0 kvar/fase i amb la càrrega local ressonant (4,6 kW/fase).	171
J.20	Comparació entre simulació i planta experimental en la detecció d'illa injectant 10 kW/fase, 0 kvar/fase i amb la càrrega local ressonant (4,6 kW/fase).	172

Índex de taules

3.1	Característiques tècniques del convertidor a la banda AC.	57
3.2	Característiques tècniques del convertidor a la banda DC.	57
3.3	Paràmetres del filtre <i>LCL</i>	58
3.4	Paràmetres usats per estudiar la transició xarxa-illa.	67
4.1	Error en la mesura de la impedància mitjançant l'algorisme de detecció. . .	92
6.1	Resultats experimentals comparats amb simulació en diferents escenaris. . .	104
A.1	Pressupost de recursos humans.	110
A.2	Pressupost de recursos I+D.	110
A.3	Pressupost total del projecte.	111
C.1	Limitació d'harmònics de corrent per a equips fins a 16 A. Font [7].	116
C.2	Limitació d'harmònics de corrent per a equips trifàsics equilibrats des de 16 A fins a 75 A. Font [7].	116
C.3	Limitació d'harmònics de corrent per a equips no trifàsics equilibrats des de 16 A fins a 75 A. Font [7].	117
C.4	Limitació d'harmònics de corrent per a equips de més de 75 A. Font [5]. . .	117
C.5	Limitació d'harmònics de corrent. Font [8]	120
C.6	Desconnexió sota desviaments de tensió segons <i>IEEE 1457</i> . Font [8].	120
C.7	Desconnexió sota desviaments de freqüència segons <i>IEEE 1457</i> . Font [8]. . .	120
C.8	Desconnexió sota desviaments de tensió segons <i>IEC 61727</i>	121
C.9	Desconnexió sota desviaments de freqüència segons <i>IEC 61727</i>	121

Glossari

Símbols

C	capacitat
f	frequència
G	funció de transferència
I	corrent
k	constant o guany proporcional
L	inductància
P	potència activa
Q	potència reactiva
q	factor de qualitat
R	resistència
S	potència aparent
U	tensió controlable
V	tensió no controlable
X	reactància
Y	admitància
Z	impedància

Símbols grecs

ω	pulsació angular o freqüència expressada en rad/s
θ	fase o angle

Subíndexs

0	relatiu/va a la freqüència fonamental en cas de ω
---	--

C	relatiu/va al condensador
CL	relatiu/va a la càrrega local
ctr	relatiu/va al controlador
d	relatiu/va a la component directa en referència síncrona
GD	relatiu/va a la generació distribuïda
h	relatiu/va a un harmònic concret
$illa$	relatiu/va a la condició d'illa
L	relatiu/va a la inductància
n	relatiu/va a la freqüència natural en cas de ω per un filtre de segon ordre
PCC	relatiu/va al <i>Point of Common Coupling</i>
PI	relatiu/va al controlador proporcional integral
PR	relatiu/va al controlador proporcional ressonant
PV	relatiu/va a la relació Potència Activa - Tensió
q	relatiu/va a la component de quadratura en referència síncrona
$Q\omega$	relatiu/va a la relació Potència Reactiva - freqüència
r	relatiu/va a la ressonància
ref	de referència
S	relatiu/va a la sortida del convertidor <i>Source</i>
s	relatiu/va al temps de mostreig <i>sampling time</i> discret
SFS	relatiu/va al <i>Sandia Frequency Shift</i>
SVS	relatiu/va al <i>Sandia Voltage Shift</i>
v	virtual
X	relatiu/va a la xarxa

Acrònims

AC	<i>Alternating Current</i>
AFD	<i>Active Frequency Drift</i>
CC-VSC	<i>Current Controlled - Voltage Source Converter</i>
CC-VSI	<i>Current Controlled - Voltage Source Inverter</i>

CITCEA	Centre d'Innovació Tecnològica en Convertidors Estàtics i Accionaments
DC	<i>Direct Current</i>
DFT	<i>Discrete Fourier Transform</i>
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
HI	<i>Harmonic Injection</i>
PCC	<i>Point of Common Coupling</i>
PI	Proporcional Integral
PJD	<i>Phase Jump Detection</i>
PLL	<i>Phase Locked Loop</i>
PR	Proporcional Ressonant
REM	Representació Energètica Macroscòpica
RMS	<i>Root Mean Square</i>
SFS	<i>Sandia Frequency Shift</i>
SMS	<i>Slip-Mode frequency Shift</i>
SVS	<i>Sandia Voltage Shift</i>
THD	<i>Total Harmonic Distorsion</i>
UPC	Universitat Politècnica de Catalunya
VC-VSC	<i>Voltage Controlled - Voltage Source Converter</i>
VC-VSI	<i>Voltage Controlled - Voltage Source Inverter</i>

Prefaci

Orígen del projecte

L'augment de la demanda energètica a gran escala ens ha de conduir a un canvi de model de generació molt més diversificat i distribuït en l'espai. Això obligarà a dependre cada cop més d'una múltiple amalgama de petites aportacions d'energia que hauran de conviure i complementar als grans generadors actuals.

És per això, que la presència de l'electrònica de potència en equips connectats a la xarxa elèctrica creix i seguirà creixent, gràcies a la versatilitat que aporten alhora d'interconnectar generadors i consumidors de diferents naturaleses.

Des del CITCEA-UPC¹, com a centre de recerca expert en el camp de l'electrònica de potència i en el control de convertidors, el desenvolupament d'equips destinats a treballar en connexió a la xarxa forma part del dia a dia. Últimament s'ha estat i s'està treballant en projectes que requereixen de la creació de convertidors controlats per tensió VC-VSC², gràcies a la flexibilitat pel treball xarxa-illa que aquests aporten.

Tot plegat, empès per la necessitat i la pròpia oportunitat, s'ha dirigit aquest projecte a la detecció d'illa, una de les preocupacions dels convertidors que treballen injectant energia a la xarxa, a fi de detectar-ne la seva desconexió.

Motivació

En l'actualitat, la gran majoria dels convertidors que treballen injectant energia a la xarxa, són convertidors controlats per corrent CC-VSC³. No obstant, cercant la possibilitat d'un equip dual, capaç d'injectar energia a la xarxa i alhora poder crear una micro-xarxa aïllada, neix la motivació d'adaptar i desenvolupar mètodes de detecció d'illa vàlids pel convertidors controlats per tensió.

Pensant a més alt nivell, és aquest un petit pas endavant per tal d'assolir els reptes tecnològics que trenquin les barreres per creure en una futura diversificació de la generació elèctrica. Apropar la generació al consum, disminuir la dependència dels grans generadors, millorar la capacitat d'autogestió i reduir el domini del mercat a les grans empreses energètiques del moment.

¹Centre d'Innovació Tecnològica en Convertidors Estàtics i Accionaments de la UPC

²Voltage Controlled Voltage Source Converter

³Current Controlled Voltage Source Converter

Introducció

Objectius del projecte

L'objectiu del projecte consisteix en el desenvolupament d'un algorisme que permeti a un inversor controlat per tensió VC-VSI ⁴, la detecció de la desconexió de la xarxa en menys de 200 ms ⁵. Haurà de ser capaç de complir l'objectiu sota qualsevol règim de potència injectada a xarxa i amb qualsevol càrrega local permanent en illa, sempre dins del rang de treball del inversor.

Per tal de dur-ho a terme es prendran com a referència les normatives actuals, tenint en compte però, que estan pensades en base a inversors controlats per corrent CC-VSI ⁶.

Abast del projecte

A fi d'assolir els objectius del projecte, es desenvoluparan les següents àrees:

- Estudi del fenomen *anti-islanding* i dels mètodes de detecció existents.
- Estudi de les característiques més significatives dels inversors controlats per tensió VC-VSI.
- Descripció del inversor utilitzat.
- Estudi de diferents alternatives i tria del mètode d'*anti-islanding* escollit.
- Disseny de l'algorisme de detecció i comprovació de l'efectivitat en simulacions.
- Implementació de l'algorisme en la planta real i verificació de la viabilitat tecnològica.
- Anàlisi econòmic i mediambiental.

L'objectiu del projecte és la detecció pròpiament dita per tant, cal recordar que en quedarà fora d'abast, la transició xarxa a illa del control de l'inversor i la conseqüent adaptació de les consignes de potència a consignes de tensió.

⁴Voltage Controlled - Voltage Source Inverter

⁵Temps requerit per la majoria de normatives en la detecció d'illa, més informació en l'Annex C.

⁶Current Controlled - Voltage Source Inverter

Capítol 1

Estat de l'art dels algorismes anti-illa

Aquest capítol vol aportar al lector una idea general sobre la problemàtica relacionada amb la detecció de la caiguda de la xarxa, quan un convertidor hi està treballant en connexió. Així es parlarà des de la descripció del propi fenomen, intentant entendre els efectes que aquest provoca a les variables elèctriques, fins a una col·lecció de diferents mètodes existents. Es presentaran els mètodes passius, robustos però limitats, per acabar mostrant les millores que aporten els mètodes actius en la detecció d'illa.

1.1 Descripció del fenomen d'illa

El fenomen d'illa apareix en un context altament relacionat amb la generació distribuïda. S'entén com a condició d'illa quan davant d'una desconexió de la xarxa elèctrica que afecta al punt de connexió comú (PCC), l'entorn que conté la generació distribuïda continua energitzant al mateix. Aquesta situació és indesitjable per motius de seguretat i de control de la xarxa i per tant, la normativa que regula la connexió d'equips generadors a la xarxa (Annex C), obliga la instal·lació de dispositius capaços de detectar-la i actuar en conseqüència, desconnectant l'equip o aïllant-lo del PCC. La Figura 1.1 mostra la connexió d'un inversor a xarxa, considerant l'existència de càrregues alimentables potencialment en illa.

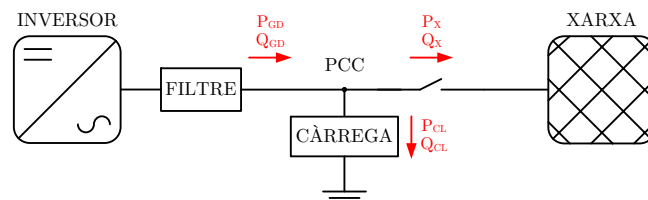


Figura 1.1: Diagrama conceptual de la connexió d'un inversor contra la xarxa.

1.1.1 Reaccions del punt de connexió (PCC)

En primera instància, davant de la caiguda de la xarxa, cal preveure que certes variables del punt de connexió (PCC) no restaran inalterades. Sota una variació sobtada de la potència que flueix a través del PCC, la tensió i/o la freqüència es veuran afectades.

Partint de la potència que flueix a través del PCC:

$$\vec{S}_{GD} - \vec{S}_X = V_{PCC} \vec{I}_{CL}^* = V_{PCC} \cdot \frac{V_{PCC}^*}{Z_{CL}^*} = \frac{|V_{PCC}|^2}{Z_{CL}^*} \quad (1.1)$$

$$|V_{PCC}|^2 = (R_{CL} - j \cdot X_{CL}) \cdot [P_{GD} - P_X + j \cdot (Q_{GD} - Q_X)] \quad (1.2)$$

Eliminant la part imaginària del segon terme de l'Equació 1.2, ja que el primer terme és un mòdul i és real, queda:

$$|V_{PCC}|^2 = R_{CL} \cdot (P_{GD} - P_X) + X_{CL} \cdot (Q_{GD} - Q_X) \quad (1.3)$$

On:

- V_{PCC} és la tensió del punt de connexió comú.
- R_{CL} és la resistència equivalent de la càrrega local.
- P_{GD} és la potència activa aportada per l'inversor.
- P_X és la potència activa aportada per la xarxa.
- X_{CL} és la reactància equivalent de la càrrega local.
- Q_{GD} és la potència reactiva aportada per l'inversor.
- Q_X és la potència reactiva aportada per la xarxa.

Tenint en compte que X_{CL} és funció de la freqüència ω , l'Equació 1.3 determina l'equilibri entre el mòdul i la freqüència de la tensió del PCC amb la potència activa i reactiva en la càrrega local ($P_{CL} = P_{GD} - P_X$ i $Q_{CL} = Q_{GD} - Q_X$).

Considerant una situació on el flux de potència amb la xarxa no és nul ($P_X \neq 0$ i $Q_X \neq 0$), mentre la xarxa és present, aquesta manté les variables de tensió i freqüència properes als valors de referència. Però si la presència de la xarxa desapareix sobtadament $P_X = 0$ i $Q_X = 0$, la tensió i la freqüència canviaran per restablir l'equilibri de l'Equació 1.3.

Com es veu més endavant en el Punt 1.2, aquesta situació és la base dels mètodes passius que permetran detectar la caiguda de la xarxa en la majoria dels casos.

1.1.2 Efecte de la càrrega local

Si la càrrega local, com a equivalent de l'agregat de càrregues contingudes dins l'entorn governat per l'inversor, absorbeix tota la potència que aquest dóna, les reaccions del PCC (Punt 1.1.1) seran indetectables. Entenent que la potència generada per l'inversor voldrà ser majoritàriament activa, però difícilment l'agregat equivaldrà a una càrrega resistiva

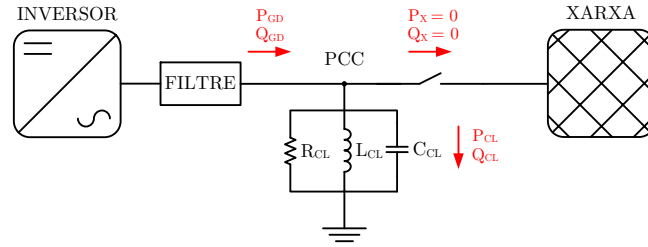


Figura 1.2: Diagrama conceptual de la connexió d'un inversor contra la xarxa amb la càrrega ressonant RLC .

pura, es dissenya una càrrega ressonant a la freqüència de xarxa RLC paral·lel (Figura 1.2). Com es veu en la Figura C.1 del Punt C.2.3, aquesta és la topologia de càrrega que exigeix també la norma VDE 4105 a l'hora d'avaluar l'efectivitat dels mètodes actius.

Aquest serà el model de càrrega local considerat per a tot el document, per tant, a continuació se'n presenten les característiques més importants: Relació tensió potència activa, relació freqüència potència reactiva i factor de qualitat.

Tensió del PCC funció de la potència activa de la càrrega local ressonant

En la càrrega ressonant, la tensió del PCC depèn de la potència activa (Figura 1.3).

$$P_{CL} = \Re \left\{ \frac{|V_{PCC}|^2}{\bar{Z}_{CL}^*} \right\} = \Re \left\{ |V_{PCC}|^2 \cdot \bar{Y}_{CL}^* \right\} = V_{PCC}^2 \cdot \frac{1}{R_{CL}} \quad (1.4)$$

$$V_{PCC} = \sqrt{R_{CL} \cdot P_{CL}} \quad (1.5)$$

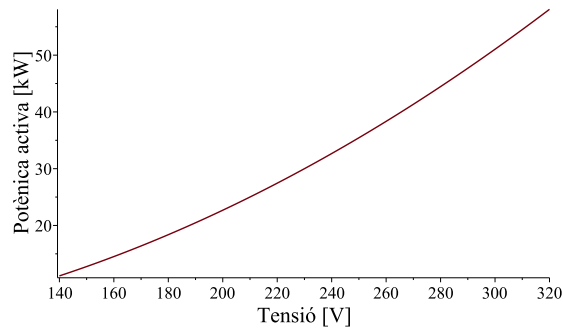


Figura 1.3: Potència activa de la càrrega ressonant en funció de la tensió per una càrrega de 30 kW.

Així, si $P_X \neq 0$ quan cau la xarxa:

- Si inicialment $P_X > 0$, en l'instant del tall $P_{CL} = (P_{GD} - P_X) \uparrow$ i llavors $V_{PCC} \uparrow$
- Si inicialment $P_X < 0$, en l'instant del tall $P_{CL} = (P_{GD} - P_X) \downarrow$ i llavors $V_{PCC} \downarrow$

Freqüència del PCC funció de la potència reactiva de la càrrega local ressonant

La freqüència però, depèn de la potència reactiva (Figura 1.4).

$$Q_{CL} = \Im \left\{ \frac{|V_{PCC}|^2}{\vec{Z}_{CL}^*} \right\} = \Im \left\{ |V_{PCC}|^2 \cdot \vec{Y}_{CL}^* \right\} \quad (1.6)$$

$$Q_{CL} = V_{PCC}^2 \cdot \left(\frac{1}{\omega \cdot L_{CL}} - \omega \cdot C_{CL} \right) \quad (1.7)$$

$$\omega = -\frac{Q_{CL}}{2 \cdot C_{CL} \cdot V_{PCC}^2} \pm \sqrt{\left(\frac{Q_{CL}}{2 \cdot C_{CL} \cdot V_{PCC}^2} \right)^2 + \frac{1}{L_{CL} \cdot C_{CL}}} \quad (1.8)$$

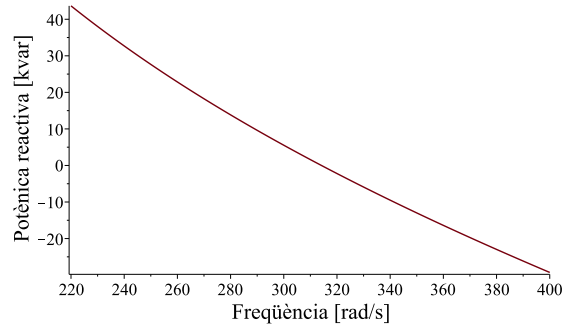


Figura 1.4: Potència reactiva de la càrrega ressonant en funció de la freqüència per una càrrega de 30 kW amb factor de qualitat 2.

Així, si $Q_X \neq 0$ quan cau la xarxa:

- Si inicialment $Q_X > 0$, en l'instant del tall $Q_{CL} = (Q_{GD} - Q_X) \uparrow$ i llavors $\omega_{PCC} \downarrow$
- Si inicialment $Q_X < 0$, en l'instant del tall $Q_{CL} = (Q_{GD} - Q_X) \downarrow$ i llavors $\omega_{PCC} \uparrow$

Però si $P_X = 0$ i $Q_X = 0$ en l'instant de la caiguda de la xarxa, no serà suficient la observació de la tensió i freqüència del PCC i caldrà considerar mètodes de detecció més avançats com es presenten en el Punt 1.3 amb el nom de mètodes actius.

Factor de qualitat

El factor de qualitat q és una forma de caracteritzar la càrrega ressonant. És un paràmetre que marca la relació entre la potència reactiva de condensador i bobina respecte la potència activa de la resistència. Per a una càrrega RLC paral·lel és:

$$q = \frac{\sqrt{|Q_L| \cdot |Q_C|}}{P} = R \cdot \sqrt{\frac{C}{L}} \quad (1.9)$$

El factor de qualitat condiciona el caràcter de la càrrega local ressonant. En l'Annex D es desenvolupa l'expressió de la impedància de la càrrega Z_{CL} en funció del factor de qualitat q , la freqüència ω i la freqüència de ressonància ω_r , donant lloc a:

$$\vec{Z}_{CL} = R_{CL} \cdot \frac{1 - j \cdot q \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega} \right)}{1 + q^2 \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega} \right)^2} = R_{CL} \cdot \frac{1}{1 + j \cdot q \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega} \right)} \quad (1.10)$$

$$\left| \vec{Z}_{CL} \right| = \frac{R_{CL}}{\sqrt{1 + q^2 \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega} \right)^2}} \quad (1.11)$$

$$\theta_{CL} = \arctan \left[-q \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega} \right) \right] \quad (1.12)$$

En les Figures 1.5 i 1.6, podem analitzar com afecta el factor de qualitat al comportament de la càrrega per a diferents freqüències.

En la Figura 1.5, s'aprecia com el mòdul de la impedància de la càrrega té el màxim a la freqüència de ressonància. Com més gran és el factor de qualitat q , més ràpid cau la impedància a mesura que la freqüència s'allunya de la ressonància.

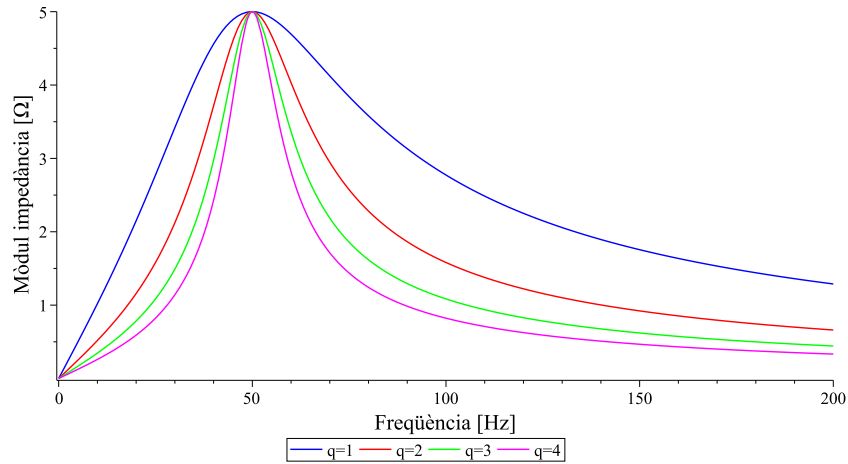


Figura 1.5: Efecte del factor de qualitat q en el mòdul de la impedància d'una càrrega ressonant (50 Hz amb $R = 5 \Omega$) en funció de la freqüència.

En la Figura 1.6 s'aprecia com per factors de qualitat grans, petits desplaçaments de la freqüència respecte la ressonància, augmentaran notablement el consum de reactiva (inductiva o capacitiva) de la càrrega. Així, el factor de qualitat q determina el pendent amb el qual la fase s'allunya de la ressonància.

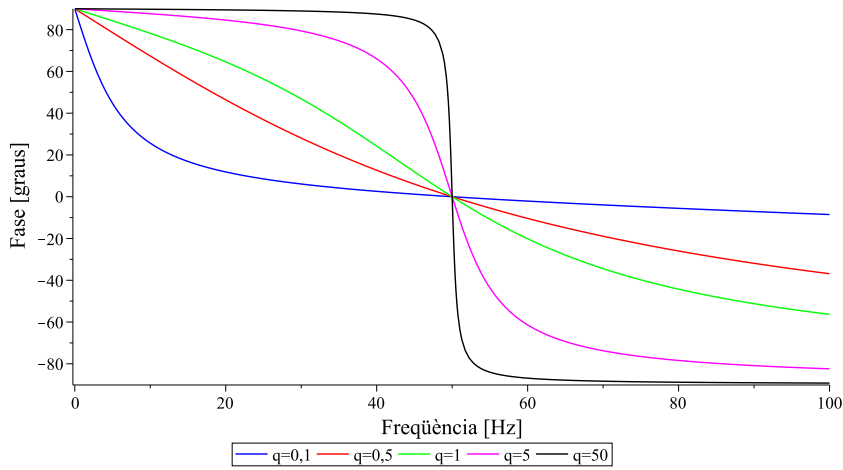


Figura 1.6: Efecte del factor de qualitat q en la fase de la impedància d'una càrrega ressonant (50 Hz) en funció de la freqüència.

1.2 Mètodes de detecció passius

Els mètodes passius es basen en la vigilància de la tensió i/o freqüència del PCC i són vàlids sempre i quan el flux de potència a través del PCC no sigui nul.

1.2.1 Detecció de sobre/sub-tensió i sobre/sub-freqüència

Basat en les reaccions del PCC a la desconnexió de la xarxa [1], [2], com queda palès en el Punt 1.1.2, la relació de la tensió i la freqüència respecte les potències activa i reactiva amb una càrrega local (ressonant), es pot definir com:

$$V_{PCC} = \sqrt{R \cdot (P_{GD} - P_X)} \quad (1.13)$$

$$\omega = -\frac{Q_{GD} - Q_X}{2 \cdot C_{CL} \cdot V_{PCC}^2} + \sqrt{\left(\frac{Q_{GD} - Q_X}{2 \cdot C_{CL} \cdot V_{PCC}^2}\right)^2 + \frac{1}{L_{CL} \cdot C_{CL}}} \quad (1.14)$$

L'Equació 1.13 explica el comportament de la tensió sota variacions de la potència activa de la xarxa. L'Equació 1.14 determina el comportament de la freqüència sota variacions de la potència reactiva de la xarxa.

Si la caiguda de la xarxa implica una variació del flux de potència del PCC (ΔP_X i/o ΔQ_X), tan sols cal determinar els valors llindar de les variacions de tensió i freqüència mínimes que evidenciïn un desplaçament suficient per entendre que la xarxa s'ha desconnectat. Això ens porta a la definició de la zona de no detecció (NDZ) mostrada en la Figura 1.7, regió que acota el conjunt de transicions a illa que seran indetectables per aquest mètode.

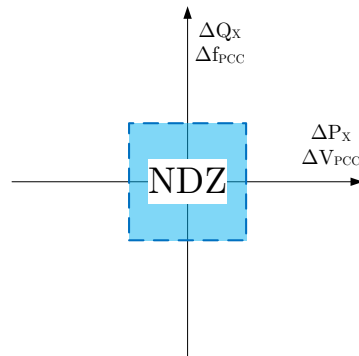


Figura 1.7: Llindars de detecció i zona de no detecció.

1.2.2 Phase Jump Detection (PJD)

Mètode basat en la detecció d'un salt de fase en la sortida de la PLL ¹, en inversors controlats per corrent [1], [2], [9].

Mentre la xarxa és present, la fase de la tensió ve fixada per la xarxa i el desfasament amb el corrent determina la participació de potència activa i reactiva que flueix a través del punt de connexió (PCC). Quan la xarxa caigui, la fase de la tensió (a corrent fix) es posicionarà d'acord amb la fase de la càrrega local. Això provocarà un salt de fase com s'observa en la Figura 1.8, que podrà ser vist en la sortida de la PLL com en la Figura 1.9, segons sigui positiu o negatiu.

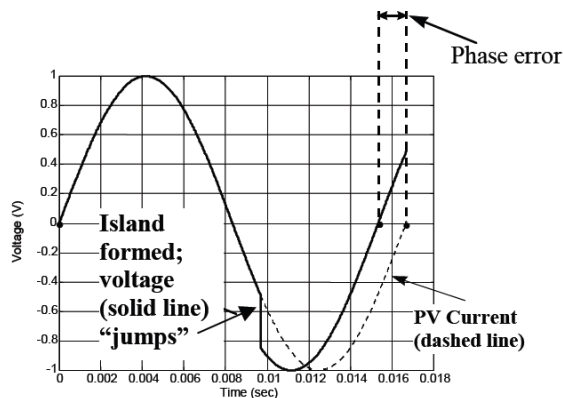


Figura 1.8: Efecte en la ona de tensió, de la caiguda de xarxa segons PJD. Font [1].

Com a mètode passiu, aquest mètode no serà capaç de detectar la desconexió de la xarxa quan la fase de la càrrega local i de la potència entregada coincideixin. Per exemple, quan en la majoria d'inversors de baixa potència es vol concentrar tot l'esforç en injectar potència purament activa a la xarxa, i la càrrega local és una càrrega ressonant a freqüència de la xarxa, que absorbeix només potència activa.

¹Algorisme que permet determinar l'angle de fase de la tensió del PCC.

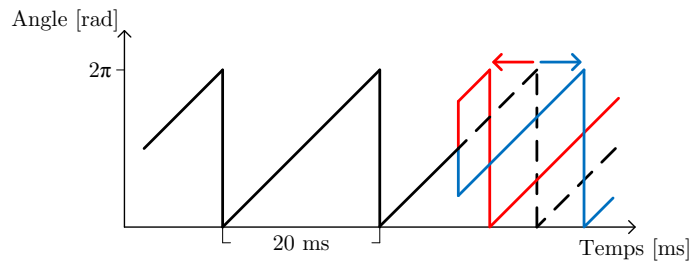


Figura 1.9: Efecte en la sortida de la PLL, de la caiguda de xarxa segons PJD.

1.2.3 Detecció d'harmònics

Mètode basat en la inherent injecció d'harmònics de corrent dels inversors [1], [2]. Amb la xarxa connectada, els harmònics de corrent no acostumen a tenir efectes en tensió ja que la impedància de la xarxa és molt baixa. Però quan la xarxa cau, la impedància de la càrrega local (menys potència) és molt més alta i això permet detectar un augment dels harmònics de tensió, conseqüència directa de la llei d'Ohm. No obstant, no serà un mètode molt recomanat sota xarxes dèbils, degut a l'alta impedància de les mateixes.

Aquest és l'únic mètode passiu que no té zona de no detecció (NDZ), però és molt sensible a les pertorbacions de càrrega, i alhora, perd efectivitat en inversors que intenten minimitzar els harmònics de corrent que injecten a la xarxa.

D'aquest mètode en neixen els mètodes actius d'estimació o mesura d'impedància (Punt 1.3.3) que busquen la mateixa resposta però, controlant els harmònics generats.

1.3 Mètodes de detecció actius

Els mètodes actius no tenen la missió de suplir als passius ², robustos i fiables per la majoria de les situacions, sinó que volen complementar les seves mancances quan el flux de potència a través del PCC és nul. Per tant, quan es parla de mètodes actius sempre es té en compte el cas on la càrrega local ressonant absorbeix tota la potència (activa i reactiva) que dona l'inversor.

Resumint, els mètodes actius es poden classificar en diferents grups segons la estratègia de detecció: Mètodes de realimentació positiva, mètodes de mesura d'impedància, mètodes a nivell de xarxa o mètodes basats en comunicacions:

²Aquesta afirmació només és vàlida pels convertidors controlats per corrent, com es veurà més endavant la característica del VC-VSC fa necessari l'ús de mètodes actius inclús per suplir als passius.

- Mètodes de Realimentació Positiva:
Incorporen un llaç de control amb la finalitat de crear un punt d'equilibri inestable (en tensió i/o freqüència del PCC) a la zona de no detecció (NDZ). La xarxa manté aquestes variables dins dels límits lògics de funcionament, però quan desapareix, el llaç de control amplifica l'error de les mateixes provocant la sortida de la zona de no detecció. Dins d'aquest grup s'hi poden trobar mètodes de realimentació de tensió, de freqüència i combinacions d'ambdós.
- Mètodes de Mesura d'Impedància:
Mesurar la impedància del punt de connexió (PCC) és una manera de detectar el canvi provocat per la desconexió de la xarxa des de l'arrel. La impedància canviarà de valor en el moment de la desconexió, ja que sempre es podrà considerar que la xarxa, per feble que sigui, és més forta que el nucli aïllat de generació distribuïda.
- Mètodes a nivell de xarxa:
Estratègies governades des de la xarxa per recolzar als mètodes passius dels inversors.
- Mètodes basats en les comunicacions;
En aquest cas s'externalitza la detecció. L'element detector és la pròpia xarxa o un altre dispositiu que envia la informació a l'inversor a través d'alguna via de comunicació.

D'aquests grups, els més importants són els de realimentació positiva (Punts 1.3.1 i 1.3.2) i els de mesura d'impedància (Punt 1.3.3), ja que no necessiten la col·laboració de tercers. Ambdós es basen en provocar una petita reacció en el punt de connexió (PCC), que es faci detectable quan la xarxa es desconnecta.

En general, cal remarcar que els mètodes actius duen un cost tecnològic inherent que acostuma a afectar a la qualitat de la potència injectada a la xarxa. Cost, que apareix en forma de desviacions de potència activa i/o reactiva en la realimentació positiva, o amb un augment del contingut harmònic del corrent en la mesura d'impedància.

1.3.1 Realimentació positiva de tensió

Per dissenyar mètodes de realimentació positiva de tensió, s'obté el model lineal de la planta, en illa, considerant la càrrega local ressonant. Del Punt 1.1.2, l'Equació 1.4 mostra la relació entre la tensió i la potència activa.

$$P_{GD} = P_{CL} = \frac{V_{PCC}^2}{R_{CL}} \quad (1.15)$$

Com que no és lineal, s'aproxima $P_{GD} = f(V_{PCC})$ a la linealització per *Taylor* de primer ordre en l'entorn de la tensió de referència V_{ref} :

$$P_{GD} \approx P_{GD}(V_{ref}) + (V_{PCC} - V_{ref}) \cdot \left[\frac{dP_{GD}}{dV_{PCC}} \right]_{V_{PCC}=V_{ref}} \quad (1.16)$$

$$P_{GD} - P_{GD}(V_{ref}) \approx 2 \cdot \frac{V_{ref}}{R_{CL}} \cdot (V_{PCC} - V_{ref}) \quad (1.17)$$

Com mostra l'Equació 1.17, en condició d'illa, qualsevol desplaçament de la potència activa generada provocarà un desplaçament en el mateix sentit en la tensió. La Figura 1.10 mostra l'afinitat entre el model original i el linealitzat, en l'entorn de la tensió de referència.

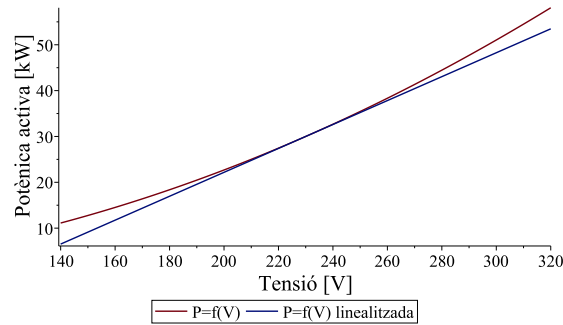


Figura 1.10: Linealització de la potència activa de la càrrega ressonant en funció de la tensió per una càrrega de 30 kW.

Sandia Voltage Shift (SVS)

El SVS és un mètode de realimentació positiva de tensió [1], [2]. Aprofitant-se de l'Equació 1.17, modifica la consigna de potència activa proporcionalment al desplaçament positiu de la tensió del PCC.

$$P_{SVS}^* = K_{SVS} \cdot (V_{PCC} - V_{ref}) \quad (1.18)$$

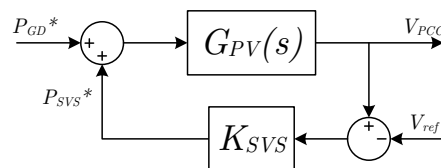


Figura 1.11: Diagrama de blocs conceptual del SVS.

On la funció $G_{PV}(s)$ resumeix el conjunt de la planta, el control i els llaços interns de l'inversor, des de l'error de consigna de potència fins a la tensió instaurada en el PCC.

Així, per poc que la tensió s'allunyi del seu valor de referència, l'excés de potència activa provocarà que s'hi allunyi encara més. El factor K_{SVS} és una constant amplificadora de l'efecte, per poder-lo fer més o menys ràpid.

- Si $V_{PCC} \uparrow \Rightarrow \Delta P_{GD}^* \uparrow \Rightarrow P_{GD} \uparrow \Rightarrow V_{PCC} \uparrow$
- Si $V_{PCC} \downarrow \Rightarrow \Delta P_{GD}^* \downarrow \Rightarrow P_{GD} \downarrow \Rightarrow V_{PCC} \downarrow$

No obstant, és un mètode perillós. Cal anar amb compte en el cas creixent de tensió, perquè podria danyar els dispositius connectats en illa. Una bona referència serien les corbes ITIC [10], que marquen els límits de les sobretensions i el temps de duració de les mateixes, que haurien de poder suportar els equips electrònics.

1.3.2 Realimentació positiva de freqüència

Per dissenyar mètodes de realimentació positiva de freqüència, s'obté el model lineal de la planta, en illa, considerant la càrrega local ressonant. Del Punt 1.1.2, l'Equació 1.7 mostra la relació entre la freqüència i la potència reactiva.

$$Q_{GD} = Q_{CL} = V_{PCC}^2 \cdot \left(\frac{1}{\omega \cdot L_{CL}} - \omega \cdot C_{CL} \right) \quad (1.19)$$

Com que no és lineal, s'aproxima $Q_{GD} = f(\omega)$ a la linealització per *Taylor* de primer ordre en l'entorn de la freqüència de ressonància o freqüència de referència (ω_{ref}):

$$Q_{GD} \approx Q_{GD}(\omega_{ref}) + (\omega - \omega_{ref}) \cdot \left[\frac{dQ_{GD}}{d\omega} \right]_{\omega=\omega_{ref}} \quad (1.20)$$

Substituint:

$$\frac{dQ_{GD}}{d\omega} = -\frac{V_{PCC}^2}{\omega^2 \cdot L_{CL}} - C_{CL} \cdot V_{PCC}^2 \quad (1.21)$$

S'obté:

$$Q_{GD} - Q_{GD}(\omega_{ref}) \approx -(\omega - \omega_{ref}) \cdot V_{PCC}^2 \cdot \left(\frac{1}{\omega_{ref}^2 \cdot L_{CL}} + C_{CL} \right) \quad (1.22)$$

Definint el factor de qualitat com $q = R \cdot \sqrt{\frac{C}{L}}$ i considerant que la potència activa és

$P_{GD} = \frac{V_{PCC}^2}{R}$, aleshores:

$$Q_{GD} - Q_{GD}(\omega_{ref}) \approx -2 \cdot P_{GD} \cdot \frac{q}{\omega_{ref}} \cdot (\omega - \omega_{ref}) \quad (1.23)$$

Recordant que en illa $Q_{GD} = Q_{CL}$ i que $Q_{GD}(\omega_{ref}) = Q_{CL}(\omega_{ref}) = 0$. S'arriba a una expressió anàloga a l'Equació 1.17 (realimentació positiva de tensió).

$$Q_{GD} \approx -2 \cdot P_{GD} \cdot \frac{q}{\omega_{ref}} \cdot (\omega - \omega_{ref}) \quad (1.24)$$

Com mostra l'Equació 1.24, en condició d'illa, qualsevol desplaçament de la potència reactiva generada, provocarà un desplaçament en sentit contrari en la freqüència. La Figura 1.12 mostra l'afinitat entre el model original i el linealitzat, en l'entorn de la freqüència de referència.

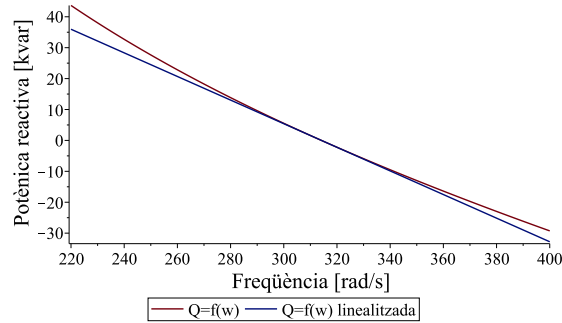


Figura 1.12: Linealització de la potència reactiva de la càrrega ressonant en funció de la freqüència per una càrrega de 30 kW amb factor de qualitat 2.

Sandia Frequency Shift (SFS)

El SFS és un mètode de realimentació positiva de freqüència [1], [2]. Aprofitant-se de l'Equació 1.24, es modifica la consigna de potència reactiva proporcionalment al desplaçament negatiu de la freqüència del PCC.

$$Q_{SFS}^* = -K_{SFS} \cdot (\omega - \omega_{ref}) \quad (1.25)$$

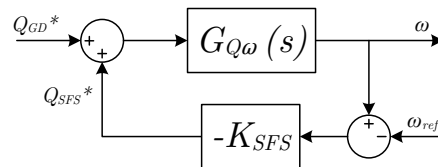


Figura 1.13: Diagrama de blocs conceptual del SFS.

On la funció $G_{Q\omega}(s)$ resumeix el conjunt de la planta, el control i els llaços interns de l'inversor, des de l'error de consigna de potència reactiva fins a la freqüència del PCC.

Així, per poc que la freqüència s'allunyi del seu valor de referència, la variació de la potència reactiva provocarà que s'hi allunyi encara més. El factor K_{SFS} és una constant amplificadora de l'efecte, per poder-lo fer més o menys ràpid.

- Si $\omega \uparrow \Rightarrow \Delta Q_{GD}^* \downarrow \Rightarrow Q_{GD} \downarrow \Rightarrow \omega \uparrow$
- Si $\omega \downarrow \Rightarrow \Delta Q_{GD}^* \uparrow \Rightarrow Q_{GD} \uparrow \Rightarrow \omega \downarrow$

Active Frequency Drift (AFD)

Mètode basat en la distorsió del corrent injectat per l'inversor [1], [2].

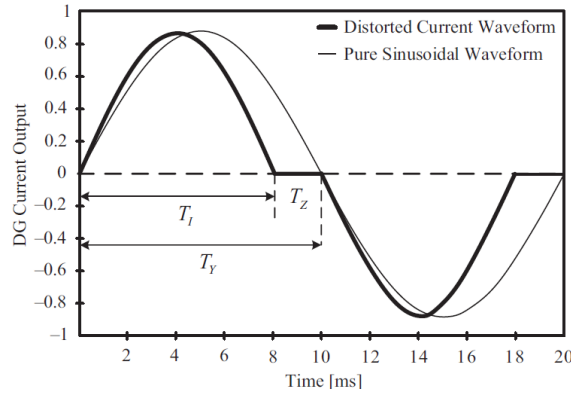


Figura 1.14: Corrent deformat segons AFD. Font [2].

En cada semiperíode s'injecta el corrent a freqüència més elevada que la de referència de la xarxa. Però en el pas per zero s'hi afegeix un temps d'espera fins que s'igualen.

D'aquesta manera, es crea una tendència constant a canviar de freqüència. La inèrcia de la xarxa manté la freqüència de referència, però quan la xarxa cau, els temps d'espera desapareixen i la freqüència augmenta provocant la detecció d'illa per sobre-freqüència.

Slip-Mode frequency Shift (SMS)

Mètode de realimentació positiva de freqüència [1], [2], [9]. El SMS busca provocar un canvi en la freqüència de la tensió del punt de connexió, desviant-la de la zona de no detecció (NDZ).

Partint de la fase de la càrrega local ressonant en funció del factor de qualitat q i la freqüència, vista en l'Equació D.11 de l'Annex D, la fase del corrent en condició d'illa és:

$$\theta_{i_{illa}} = \arctan \left[-q \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega} \right) \right] \quad (1.26)$$

Es força l'inversor a injectar corrent amb una consigna de fase:

$$\theta_i^* = \theta_m \cdot \sin \left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{f - f_r}{f_m - f_r} \right) \quad (1.27)$$

On:

- θ_m és la fase màxima.
- f_r és la freqüència de ressonància.
- f_m és la freqüència on la fase és màxima.

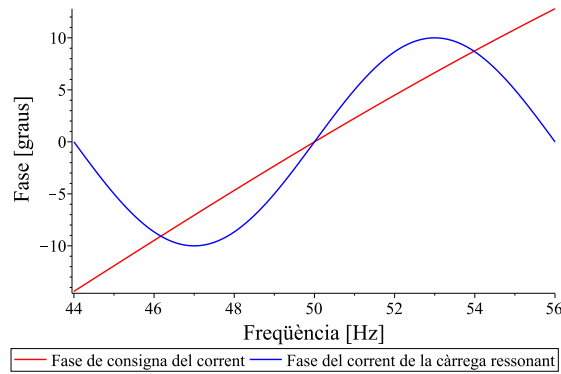


Figura 1.15: Fase del corrent de consigna i de la càrrega ressonant per $q = 1$.

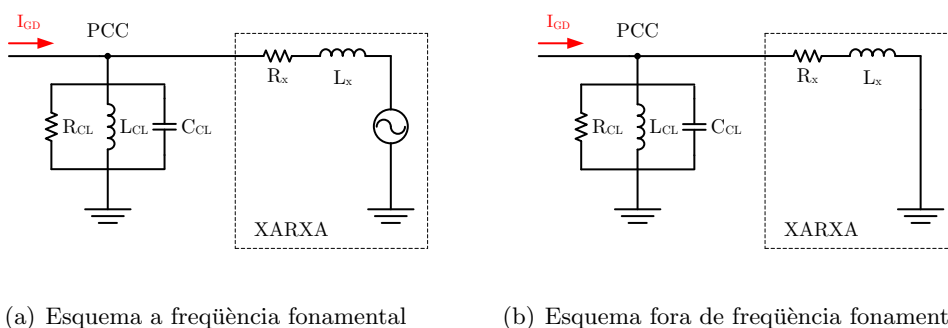
D'aquesta manera es crea un punt d'equilibri inestable a 50 Hz, mantingut per la presència de la xarxa. Quan la xarxa desapareix, la tendència impulsarà la freqüència a un dels dos punts d'equilibri estables, per sobre o per sota de la freqüència de referència, fent activar la detecció d'illa per sobre-freqüència o per sub-freqüència.

Per poder fer útil aquest mètode caldrà conèixer el factor de qualitat de la càrrega local, ja que com s'aprecia en la Figura 1.6 del Punt 1.1.2, el pendent de la funció $\theta_{i\text{illa}}(f)$, en l'entorn de la freqüència de referència, canvia bruscament en funció de q .

1.3.3 Mesura d'impedància del PCC

Els mètodes de mesura d'impedància fugen de la observació de la tensió i la freqüència del PCC i obren la porta a la detecció sense finestra NDZ (Figura 1.7). Normalment la impedància d'una xarxa mínimament forta acostuma a ser molt més baixa que la impedància de qualsevol sistema aïllat de generació distribuïda i per tant, mesurar-ne el canvi seria un senyal inequívoc de la desconexió de la xarxa.

Com es pot veure a la Figura 1.16(a), a la freqüència d'operació (50 Hz a la majoria de països Europeus) l'esquema equivalent simplificat inclou els generadors, però a una freqüència diferent, els generadors es curtcircuiten tal i com es mostra en la Figura 1.16(b).



(a) Esquema a freqüència fonamental

(b) Esquema fora de freqüència fonamental

Figura 1.16: Esquema simplificat de la connexió a xarxa segons la freqüència.

Llavors, la impedància del paral·lel entre la xarxa i la càrrega local respondrà a:

$$Z_{PCC}^{\rightarrow} = \frac{V_{PCC}^{\rightarrow}}{I_{GD}^{\rightarrow}} \quad (1.28)$$

Una xarxa mínimament forta tindrà una impedància molt baixa, dominant el paral·lel amb la càrrega local:

$$Z_{PCC}^{\rightarrow} \approx R_X + j \cdot \omega \cdot L_X \quad (1.29)$$

Quan la xarxa cau, la impedància augmentarà fins al valor de la càrrega ressonant.

$$Z_{PCC}^{\rightarrow} = \frac{1}{\frac{1}{R} + j \cdot \left(\omega \cdot C - \frac{1}{\omega \cdot L} \right)} \quad (1.30)$$

Per tant, mesurant la impedància del PCC s'obindrà informació suficient per detectar la desconexió de la xarxa.

Harmonic Injection (HI) simple

Mètode de mesura d'impedància per injecció d'harmònics a una sola freqüència [2], [3]. Es basa en la injecció d'harmònics de corrent, que puguin ser vistos en tensió del PCC quan la xarxa cau, però que no distorsionin massa el THD (taxa de distorsió harmònica). A fi d'aconseguir-ho, s'afegeix la pertorbació harmònica corresponent a la referència de tensió que generarà l'inversor, com es veu en la Figura 1.17.

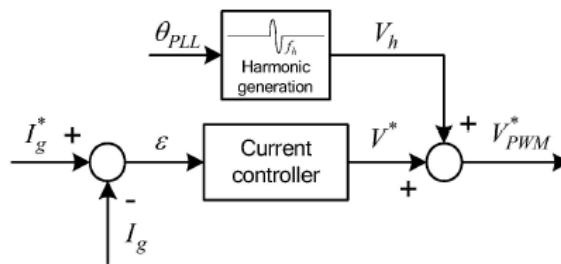


Figura 1.17: Diagrama de blocs de la injecció simple d'harmònics. Font [3].

Amb aquest fi, s'injecta un període aïllat de l'harmònic corresponent, per cada període de la fonamental, en la referència de tensió de l'inversor. Sintonitzant l'harmònic en el pas per zero de la tensió, es minimitza la distorsió provocada com s'observa en la Figura 1.18.

Cal ser prudent alhora d'escollir la freqüència a utilitzar per evitar possibles ressonàncies: Superior a les freqüències de ressonància dels controladors delsllaços de control (en cas de controladors ressonants). La Figura 1.17 planteja la injecció d'una pertorbació enllaç obert i per tant, no interessa que els controladors intentin compensar i per tant atenuar aquest harmònic.

Però inferior a la freqüència de ressonància de la xarxa en el punt de connexió (PCC), per evitar amplificacions indesitjades de la pertorbació.

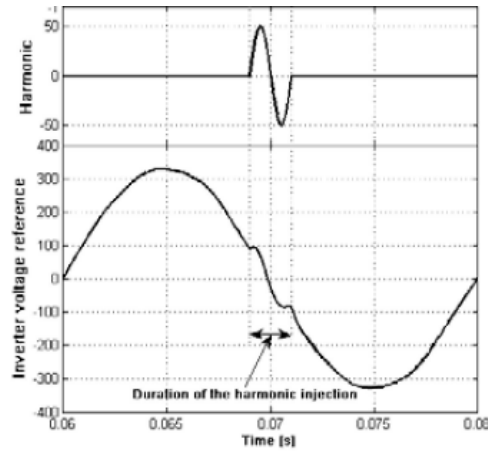


Figura 1.18: Injecció simple d'harmònics en el pas per zero de la tensió. Font [3].

Com es mostra en la Figura 1.19, per tal de mesurar la impedància, s'utilitza la transformada discreta de *Fourier* (DFT) en el corrent i la tensió mesurats en el PCC.

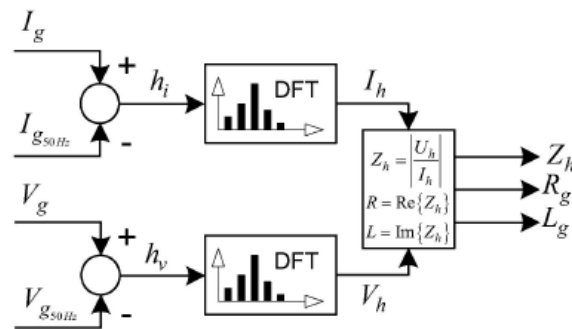


Figura 1.19: Algorisme d'estimació d'impedància amb injecció simple d'harmònics. Font [3].

Aïllada la component harmònica de tensió i corrent, l'estimació de la impedància s'obté com:

$$Z_{PCC}(h) = \left| \frac{V_{PCC}(h)}{I_{GD}(h)} \right| \quad (1.31)$$

Harmonic Injection (HI) doble

Mètode de mesura d'impedància per injecció d'harmònics a dues freqüències [2], [3]. La injecció simple d'harmònics necessita aplicar la transformada discreta de *Fourier* (DFT) al corrent i a la tensió, per arribar a calcular la impedància del PCC. Executar la DFT amb un DSP treballant en coma fixa, pot arribar a ser complex i imprecís, i alhora absorbeix

molts recursos del propi DSP. Amb aquesta motivació neix el mètode d'injecció doble, ja que elimina la necessitat de la DFT.

La injecció del corrent harmònic segueix els mateixos criteris del cas simple, però alternant polsos de dues freqüències no massa llunyanes entre elles (Figura 1.20). Per exemple 40Hz - 60Hz o 400Hz - 600Hz.

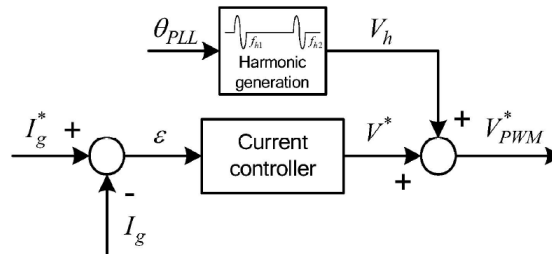


Figura 1.20: Diagrama de blocs de la injecció doble d'harmònics. Font [3].

La diferència amb el mètode simple rau en la obtenció de la impedància. En aquest cas no cal recórrer a la DFT, tan sols és necessari detectar l'amplitud del corrent i la tensió a la freqüència de l'harmònic corresponent, com es veu en la Figura 1.21.

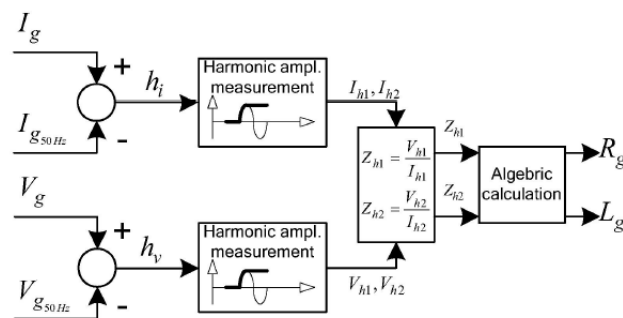


Figura 1.21: Algorisme d'estimació d'impedància amb injecció doble d'harmònics. Font [3].

Posteriorment, mitjançant càlculs algebraics es poden determinar els paràmetres del punt de connexió (PCC).

Sabent que:

$$Z^2 = \vec{Z} \cdot \vec{Z}^* = R^2 + \omega^2 L^2 \tag{1.32}$$

Per a cada una de les freqüències 1 i 2:

$$Z_1^2 = R^2 + \omega_1^2 L^2 \tag{1.33}$$

$$Z_2^2 = R^2 + \omega_2^2 L^2 \tag{1.34}$$

Aïllant la resistència i la inductància de les Equacions 1.33 i 1.34:

$$L = \sqrt{\frac{Z_1^2 - Z_2^2}{\omega_1^2 - \omega_2^2}} \quad (1.35)$$

$$R = \sqrt{\frac{\omega_1^2 \cdot Z_2^2 - \omega_2^2 \cdot Z_1^2}{\omega_1^2 - \omega_2^2}} \quad (1.36)$$

Mètode basat en la *Phase Locked Loop* (PLL)

Aquest és un mètode que injecta una pertorbació harmònica en el corrent del punt de connexió (PCC), mitjançant la modificació de l'angle generat per la PLL ³ [2], [4].

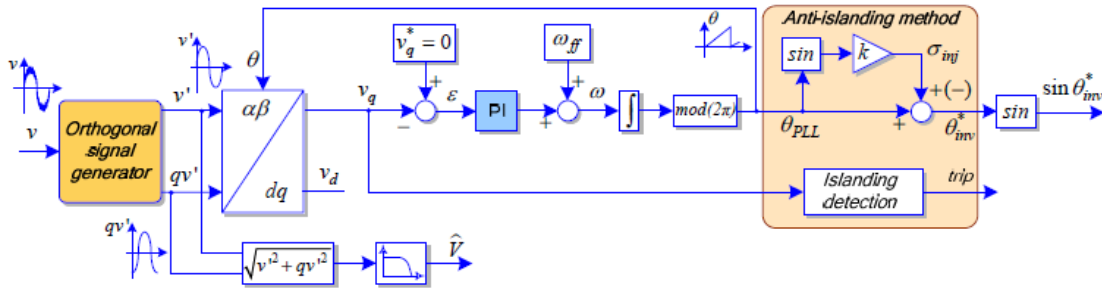


Figura 1.22: Esquema de la PLL amb el mètode d'anti-islanding basat en la PLL. Font [4].

La consigna del corrent altern de l'inversor serà sinusoidal amb una pertorbació en la fase tal com:

$$\sin \theta_{inv}^* = \sin (\theta_{PLL} + k \cdot \sin \theta_{PLL}) \quad (1.37)$$

Que per a valors petits de k , factor multiplicador de la pertorbació injectada, es pot aproximar a una injecció de freqüència doble (segon harmònic):

$$\sin \theta_{inv}^* \approx \sin \theta_{PLL} + \frac{k}{2} \cdot \sin (2 \cdot \theta_{PLL}) \quad (1.38)$$

L'efecte d'aquesta pertorbació té unes característiques que minimitzen la distorsió harmònica del corrent injectat per l'inversor:

- No modifica els passos per zero del senyal generat. Figures 1.23(a) i 1.23(b).
- A diferència de la injecció pura d'un segon harmònic, no modifica l'amplitud del senyal generat. Figura 1.23(b).

³Algorisme que permet determinar l'angle de fase de la tensió del PCC.

Així doncs, aquest corrent de 100 Hz generarà una imatge de la impedància del punt de connexió (PCC) en forma de tensió (lleï d'*Ohm*), que permetrà determinar quan una variació suficientment gran de la impedància del PCC es podrà considerar un estat d'illa.

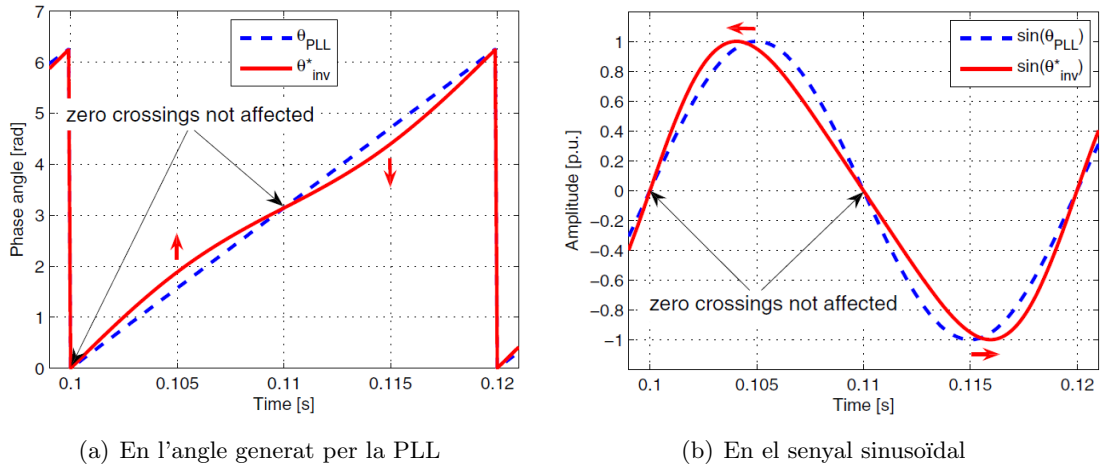


Figura 1.23: Amplificació de l'efecte de la pertorbació. Font [4].

Un altre punt destacable d'aquest mètode rau en com llegir la tensió de segon harmònic que permet la detecció d'illa.

Considerant un sistema trifàsic, la pertorbació de corrent equivalent a freqüència doble serà de seqüència inversa degut a la seva pròpia naturalesa⁴.

$$\begin{cases} i_a = I \cdot \sin(\omega \cdot t + k \cdot \sin(\omega \cdot t)) \\ i_b = I \cdot \sin(\omega \cdot t - \frac{2\pi}{3} + k \cdot \sin(\omega \cdot t - \frac{2\pi}{3})) \\ i_c = I \cdot \sin(\omega \cdot t + \frac{2\pi}{3} + k \cdot \sin(\omega \cdot t + \frac{2\pi}{3})) \end{cases} \quad (1.39)$$

Així doncs, les tensions de segon harmònic presents en el punt de connexió (PCC) seran de seqüència inversa també.

Aprofitant la transformada de *Park*⁵ present en l'algorisme de la PLL i sabent que el sistema de referència síncron gira solidari als 50 Hz en seqüència directa, les tensions provocades per la pertorbació de segon harmònic (seqüència inversa) s'hi veuran a 150 Hz.

En conseqüència, s'usa la tensió de quadratura v_q de la referència síncrona de la PLL (nul·la en condicions normals), on tan sols caldrà detectar un canvi en la seva amplitud a 150 Hz, per detectar el canvi de la impedància del PCC i el corresponent canvi d'estat a illa.

⁴El segon harmònic d'un sistema trifàsic equilibrat inverteix la seqüència de fases respecte la seqüència fonamental.

⁵Transformació matemàtica per passar d'un sistema de referència elèctric natural a un sistema fictici rotatori síncron a la freqüència fonamental.

1.3.4 Detecció a nivell de xarxa

Inserció d'impedància

La inserció d'impedància s'entén com a un mètode de detecció a nivell de xarxa, comandat per la pròpia xarxa, per ajudar a la detecció d'illa quan aquesta deixa d'energitzar el punt de connexió (PCC) [1].

En la Figura 1.24, una impedància de baix valor, normalment una bateria de condensadors, es connecta en el PCC a través d'un interruptor que roman obert en condicions normals. Quan la xarxa desconnecta, l'interruptor de la impedància es tanca al cap d'uns instants. D'aquesta manera, els inversors connectats al PCC que hagin tingut problemes per detectar la desconexió degut a la falta de flux de potència través del PCC, notaran el canvi brusca de la càrrega que els provocarà la detecció d'illa per variació de la freqüència.

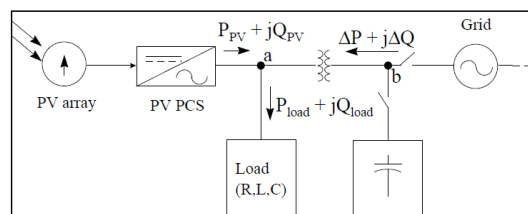


Figura 1.24: Inserció d'impedància amb bateria de condensadors. Font [1].

També existeix la possibilitat d'utilitzar altres tipus d'impedàncies, com grans resistències que farien desviar la tensió del PCC en el moment de la connexió.

1.3.5 Detecció a base de comunicacions entre l'inversor i la xarxa

No s'ha de descartar la possibilitat d'establir protocols de comunicació entre la xarxa i l'inversor per alertar a aquest últim sobre els canvis en l'estat de la xarxa.

Corrents portadors per la línia de potència

Utilitzant la tecnologia dels corrents portadors a través de la mateixa xarxa de potència, l'inversor pot rebre la informació de l'estat del punt de connexió [1].

Un emissor instal·lat en l'entorn de la xarxa emet un senyal que percep un receptor instal·lat en l'entorn d'illa. D'aquesta manera quan la xarxa caigui, el receptor deixarà de rebre el senyal ja que aquest perdrà la interfície de comunicació i detectarà així la desconexió de la xarxa.

Comunicació externa

Mètode semblant al de corrents portadors però que utilitza una interfície externa de comunicació. L'emissor envia un senyal al receptor quan la xarxa cau. Normalment també incorpora algun tipus de senyal continuat que informa de la correcta interconnexió entre els dos dispositius (emissor i receptor) [1].

Capítol 2

El VC-VSI en front del CC-VSI

Aquest capítol vol portar al lector dins d'una de les problemàtiques inherents en aquest document. Les particularitats dels inversors controlats per tensió (VC-VSI)¹ respecte els inversors controlats per corrent (CC-VSI)², són en gran part responsables dels reptes que afronta aquest projecte.

2.1 Introducció

Fins al moment, els inversors controlats per corrent CC-VSI, són els més habituals en la generació distribuïda de petita potència (< 100 kW). Això és degut a que de moment no se'ls ha exigint mai treballar en illa, ni tampoc cap mena de recolzament a la xarxa. Els CC-VSI tan sols es limiten a injectar potència mitjançant el control del corrent, assumint que la xarxa mantindrà la tensió i la freqüència del punt de connexió (PCC) estables.

Els inversors controlats per tensió VC-VSI apareixen doncs, amb la necessitat de controlar la tensió i la freqüència per ser capaços de recolzar la xarxa en potència i alhora de poder crear micro-xarxes aïllades. Amb aquesta finalitat, el VC-VSI és un inversor capaç d'imposar una tensió (i freqüència) controlada a la seva sortida. I a més, intercalant una impedància entre aquesta tensió controlada i la d'un segon punt (per exemple la xarxa), es pot traduir el control de tensió i freqüència en un control de potència, gràcies al control de *droop*, que es veurà en el Punt 2.3.2.

2.2 *Current Controlled - Voltage Source Inverter (CC-VSI)*

L'inversor controlat per corrent és una font de tensió U_S guiada a favor de les necessitats del corrent I_{L1} , necessari per aconseguir el flux de potència demandat.

La Figura 2.1 mostra la connexió de l'inversor controlat per corrent amb la xarxa. En aquest cas, el corrent I_{L1} és la variable elèctrica de més alt nivell que és capaç de controlar l'inversor.

¹Voltage Controlled Voltage Source Inverter.

²Current Controlled Voltage Source Inverter.

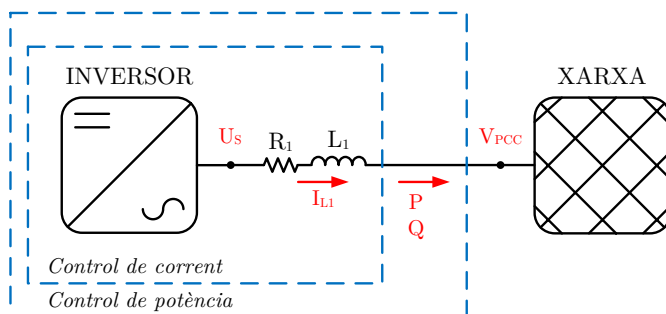


Figura 2.1: Inversor controlat per corrent amb filtre L .

2.2.1 Llaços de control interns: Corrent

Fent un anàlisi macroscòpic mitjançant REM³, s'observen els fluxos de potència (cadena superior) definits per l'acció i la reacció entre cada element. La inversió dels blocs reals de la cadena superior és molt útil per dissenyar el control (cadena inferior).

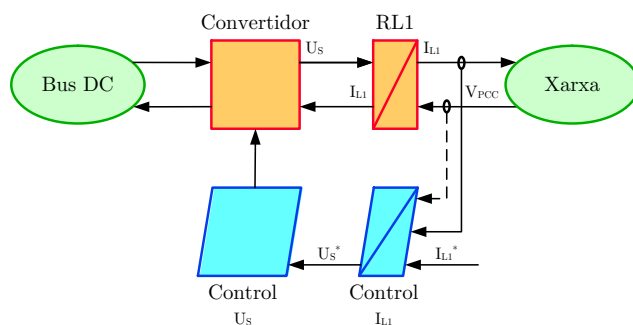


Figura 2.2: Representació Energètica Macroscòpica del CC-VSI amb filtre L .

Modelant cada un dels quatre blocs (veure Annexos E.1 i E.2) es pot representar conjuntament la planta i el control en un diagrama de blocs (Figura 2.3).

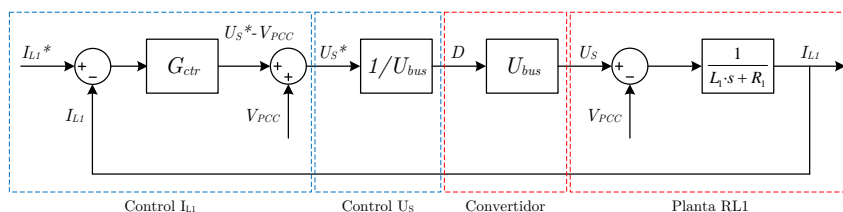


Figura 2.3: Diagrama de blocs pel control del CC-VSI amb filtre L .

³Representació Energètica Macroscòpica

La representació energètica macroscòpica i la seva modelació per blocs senzills ens ha incorporat la presència del *feedforward*⁴ de manera natural. El *feedforward*, en forma de tensió V_{PCC} afegida a l'esforç de control, permet reduir l'esforç del controlador alhora que cancel·la la mateixa pertorbació inherent a la planta, ajudant així al disseny i la sintonització del controlador. Aquesta situació té una altra característica molt important, s'està controlant quelcom que passa entre dos nodes (U_S i V_{PCC}) sense la necessitat de preocupar-se per què hi ha més enllà. A ulls del control, es passa del model de la Figura 2.4(a) al de la Figura 2.4(b).

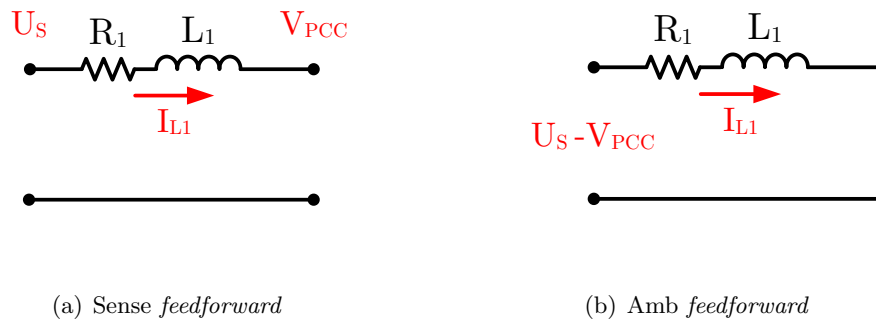


Figura 2.4: Efecte del *feedforward* en la planta vista des del controlador del llaç de corrent de la bobina.

2.2.2 Llaç de control de potència

En cas de necessitar un control de potència, hauria d'existir un llaç superior de control que determini la consigna del corrent I_{L1} en funció de la potència a injectar desitjada. En aquest cas però, podria no ser un llaç pròpiament dit, ja que si acceptem que la xarxa manté estable la tensió; el corrent i la potència seran proporcionals.

2.3 Voltage Controlled - Voltage Source Inverter (VC-VSI)

L'inversor controlat per tensió és una font de tensió U_S guiada a favor de les necessitats d'un corrent I_{L1} , capaç d'imposar la tensió U_C , necessària per aconseguir el flux de potència demandat.

La Figura 2.5 ens mostra la connexió de l'inversor controlat per tensió amb la xarxa. En aquest cas, la tensió U_C és la variable elèctrica de més alt nivell que és capaç de controlar l'inversor.

⁴Mecanisme de compensació de la pertorbació de la planta.

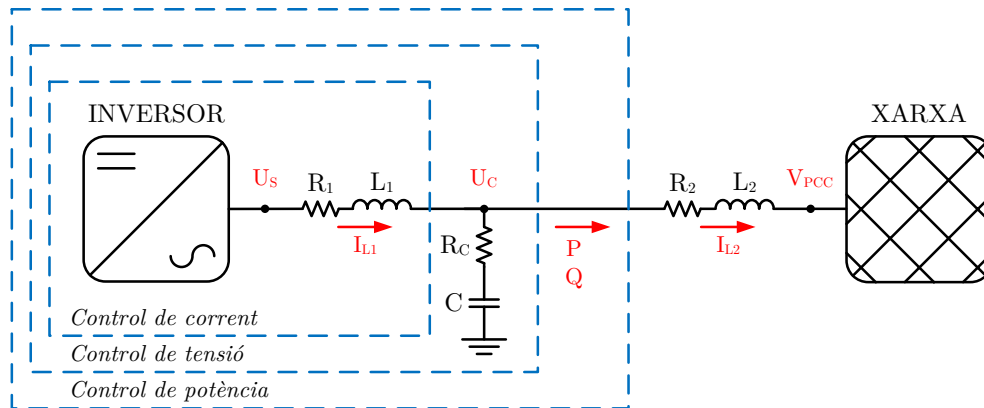


Figura 2.5: Inversor controlat per tensió amb filtre *LCL*.

2.3.1 Llaços de control interns: Corrent i Tensió

Fent un anàlisi macroscòpic mitjançant REM ⁵, s'observen els fluxos de potència (cadena superior) definits per l'acció i la reacció entre cada element. La inversió dels blocs reals de la cadena superior és molt útil per dissenyar el control (cadena inferior).

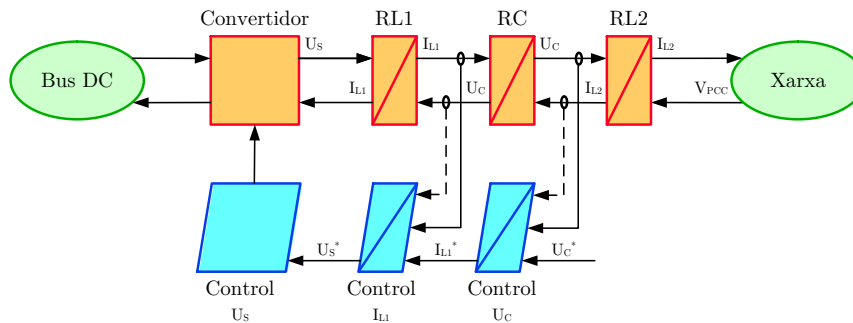


Figura 2.6: Representació Energètica Macroscòpica del VC-VSI amb filtre *LCL*.

Modelant cada un dels sis blocs (veure Annexos E.1, E.2 i E.3) es pot representar conjuntament la planta i el control en un diagrama de blocs (Figura 2.7).

⁵Representació Energètica Macroscòpica

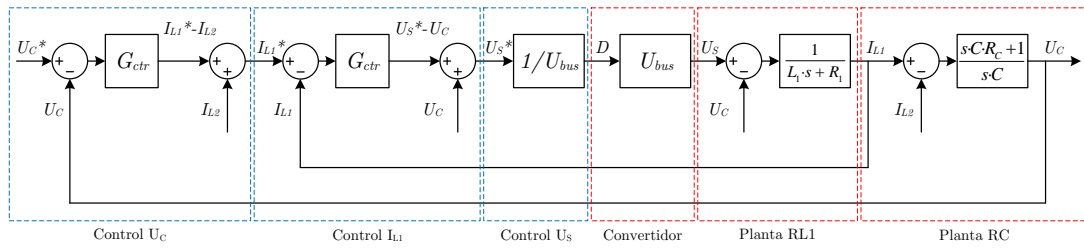
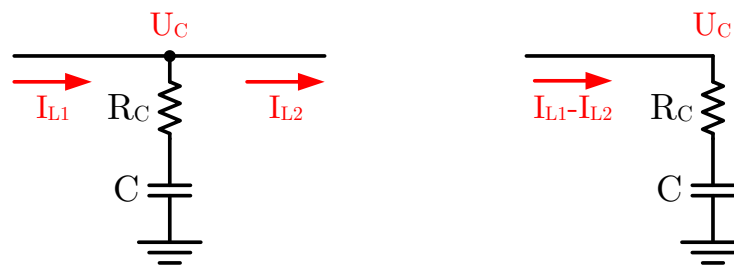


Figura 2.7: Diagrama de blocs pel control del VC-VSI amb filtre *LCL*.

De nou, la representació energètica macroscòpica i la seva modelació per blocs senzills ens ha incorporat la presència del *feedforward*⁶ de manera natural. En aquest cas hi ha dos llaços de control. El primer, de corrent, és igual que el del CC-VSI del Punt 2.2. En el segon, de tensió, el *feedforward* en forma de corrent I_{L2} afegida a l'esforç de control, permet reduir l'esforç del controlador alhora que cancel·la la mateixa pertorbació inherent a la planta, ajudant així al disseny i la sintonització del controlador. És destacable també, que s'està controlant quelcom que passa entre dues malles (I_{L1} i I_{L2}) sense la necessitat de preocupar-se per què hi ha més enllà. A ulls del control, es passa del model de la Figura 2.8(a) al de la Figura 2.8(b).



(a) Sense *feedforward*

(b) Amb *feedforward*

Figura 2.8: Efecte del *feedforward* en la planta vista des del controlador del llaç de tensió del condensador.

2.3.2 Llaç de control de potència o *Droop*

Per definir el llaç superior de control que determini la consigna de la tensió U_C en funció de la potència a injectar desitjada entre U_C i V_{PCC} , cal partir del model de transmissió de potència a través d'una impedància. En aquest cas, la impedància és la resistència R_2 i la inductància L_2 de la Figura 2.9.

⁶Mecanisme de compensació de la pertorbació de la planta.

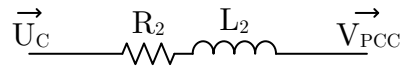


Figura 2.9: Impedància de línia entre la tensió controlada per l'inversor i el PCC.

Model estàtic de transmissió de potència a través d'una impedància

Considerant una impedància \vec{Z} entre dues tensions \vec{U}_C i \vec{V}_{PCC} , el diagrama de fasors de les tensions i el corrent és:

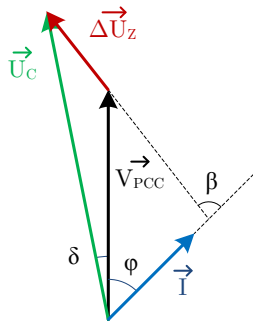


Figura 2.10: Diagrama dels fasors en la transmissió de potència a través d'una impedància.

On:

- U_C representa la tensió en l'extrem de l'inversor.
- V_{PCC} representa la tensió en l'extrem de xarxa.
- ΔU_Z és la caiguda de tensió en la impedància.
- δ és l'angle entre tensions.
- ϕ és la fase equivalent de la potència transmesa a través de la línia.
- β és la fase de la impedància.

I el flux de potència en funció de les tensions als extrems de la impedància, tal i com es demostra en l'Annex E.4.1 respon a:

$$P = \frac{(U_C \cdot V_{PCC} - V_{PCC}^2) \cdot R_2}{R_2^2 + \omega^2 L_2^2} + \frac{(U_C \cdot V_{PCC} \cdot \delta) \cdot \omega L_2}{R_2^2 + \omega^2 L_2^2} \quad (2.1)$$

$$Q = \frac{(U_C \cdot V_{PCC} - V_{PCC}^2) \cdot \omega L_2}{R_2^2 + \omega^2 L_2^2} - \frac{(U_C \cdot V_{PCC} \cdot \delta) \cdot R_2}{R_2^2 + \omega^2 L_2^2} \quad (2.2)$$

Aquest, es pot simplificar notablement si s'assumeix un comportament de la impedància generalment inductiu ($\omega L_2 \gg R_2 \rightarrow R_2 \approx 0$):

$$P \approx \frac{U_C \cdot V_{PCC}}{\omega L_2} \cdot \delta \quad (2.3)$$

$$Q \approx \frac{V_{PCC}}{\omega L_2} \cdot (U_C - V_{PCC}) \quad (2.4)$$

O generalment resistiu ($R_2 \gg \omega L_2 \rightarrow L_2 \approx 0$):

$$P \approx \frac{V_{PCC}}{R_2} \cdot (U_C - V_{PCC}) \quad (2.5)$$

$$Q \approx -\frac{U_C \cdot V_{PCC}}{R_2} \cdot \delta \quad (2.6)$$

On:

- P és la potència activa a través de la impedància de línia.
- Q és la potència reactiva a través de la impedància de línia.
- U_C és la tensió en l'extrem de l'inversor.
- V_{PCC} és la tensió en l'extrem de xarxa.
- R_2 és la resistència de línia.
- L_2 és la inductància de línia.
- ω és la pulsació (freqüència) de la tensió.

Model dinàmic de transmissió de potència a través d'una impedància

La potència elèctrica és una variable complexa formada per dues components, activa i reactiva, que responen a la part real i imaginària d'aquesta. Així doncs, per tal d'avaluar-ne el comportament dinàmic a través d'una impedància, es recorre als fasors dinàmics que permetran desacoblar també la relació amb la variable complexa tensió, en la forma polar de la seva expressió: mòdul i fase.

Com es demostra en l'Annex [E.4.2](#), el desacoblament només es podrà assumir en els dos casos extrems: línia generalment inductiva o generalment resistiva.⁷

En cas de línia inductiva:

De les Equacions [E.47](#) i [E.48](#) de l'Annex [E.4.2](#), es coneixen les transmissió entre potència (activa i reactiva) i tensió (amplitud i fase) per a una línia inductiva:

⁷La solució pel control en casos intermedis es pot trobar en el Punt [3.2.4](#) en forma d'una transformació matemàtica anomenada *Rotació*.

$$P \approx \frac{U_C^2 \cdot \omega L_2}{(R_2 + s \cdot L_2)^2 + (\omega L_2)^2} \cdot (\theta_{U_C} - \theta_{V_{PCC}}) \quad (2.7)$$

$$Q \approx \frac{U_C \cdot \omega L_2}{(R_2 + s \cdot L_2)^2 + (\omega L_2)^2} \cdot (U_C - V_{PCC}) \quad (2.8)$$

Es pot apreciar que la potència activa entregada dependrà de la relació entre les fases de les tensions. Si la tensió U_C s'avança a V_{PCC} , la potència serà positiva i si s'endarrereix, negativa.

Per altra banda, la potència reactiva entregada dependrà de la relació entre l'amplitud de les tensions. Si la tensió U_C és major que V_{PCC} entregarà inductiva a la xarxa i si és menor n'absorbirà (entregar capacitiva).

Plantejant un llaç de control de potència, negligint els llaços interns de tensió i corrent, s'obté:

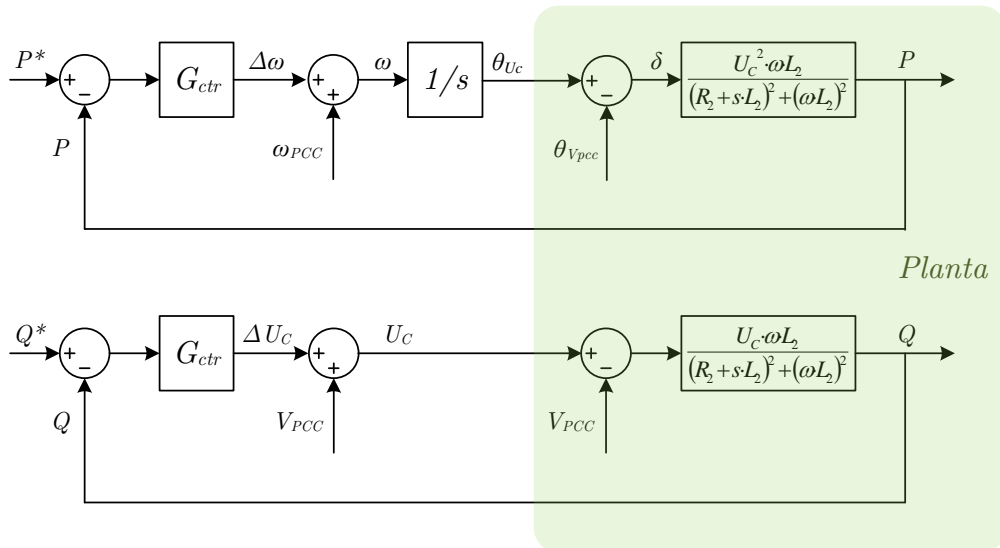


Figura 2.11: Llaços de control de potència per un VC-VSI amb línia inductiva.

Com s'observa en la Figura 2.11, el llaç de potència activa conté un integrador inherent i per tant, el seu controlador podrà ser proporcional (P). Pel llaç de potència reactiva, caldrà un controlador proporcional i integral (PI) per garantir error nul fora del punt d'equilibri.

També es pot apreciar la presència de *feedforward* en forma de ω_{PCC} en el llaç d'activa i de V_{PCC} en el llaç de reactiva. D'aquesta manera, el control només treballa sobre la variació de freqüència o tensió, reduint-ne així l'esforç i fent indiferent a ulls del control tot el que passa més enllà del punt de connexió PCC.

Cal apreciar també que el mencionat *feedforward*, cancel·la les pertorbacions que incorpora la planta, amb forma de fase i amplitud de la tensió del PCC ($\theta_{V_{PCC}}$ i V_{PCC}).

En cas de línia resistiva:

De les Equacions E.58 i E.59 de l'Annex E.4.2, es coneixen les transmitàncies entre potència (activa i reactiva) i tensió (amplitud i fase) per a una línia resistiva:

$$P \approx \frac{U_C \cdot (R_2 + s \cdot L_2)}{(R_2 + s \cdot L_2)^2 + (\omega L_2)^2} \cdot (U_C - V_{PCC}) \quad (2.9)$$

$$Q \approx -\frac{U_C^2 \cdot (R_2 + s \cdot L_2)}{(R_2 + s \cdot L_2)^2 + (\omega L_2)^2} \cdot (\theta_{U_C} - \theta_{V_{PCC}}) \quad (2.10)$$

Es pot apreciar que la potència activa entregada dependrà de la relació entre l'amplitud de les tensions. Si la tensió U_C és major que V_{PCC} la potència serà positiva i si és menor, negativa.

Per altra banda, la potència reactiva entregada dependrà de la relació entre les fases de les tensions. Si la tensió U_C s'avança a V_{PCC} , entregarà inductiva a la xarxa i si s'endarrereix, n'absorbirà (entregar capacitiva).

Plantejant un llaç de control de potència, negligint els llaços interns de tensió i corrent, s'obté:

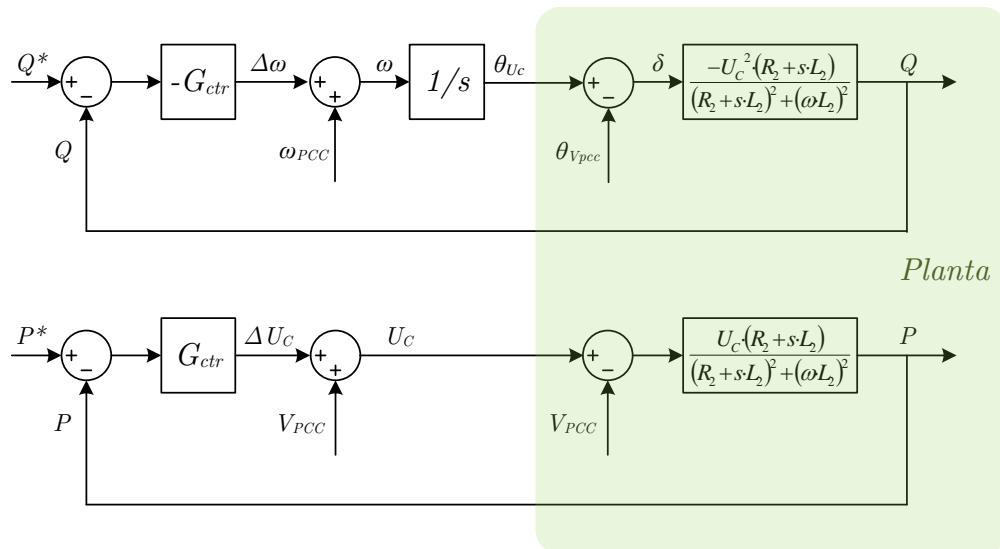


Figura 2.12: Llaços de control de potència per un VC-VSI amb línia resistiva.

Com s'observa en la Figura 2.12, el llaç de potència reactiva conté un integrador inherent i per tant el seu controlador podrà ser proporcional (P). A més, degut al canvi de signe que provoca la planta, el controlador és negatiu. Pel llaç de potència activa, caldrà un controlador proporcional i integral (PI) per garantir error nul fora del punt d'equilibri.

També es pot apreciar la presència de *feedforward* en forma de ω_{PCC} en el llaç de reactiva i de V_{PCC} en el llaç d'activa. D'aquesta manera, el control només treballa sobre la variació

de freqüència o tensió, reduint-ne així l'esforç i fent indiferent a ulls del control tot el que passa més enllà del punt de connexió PCC.

Cal apreciar també que el mencionat *feedforward*, cancel·la les pertorbacions que incorpora la planta, amb forma de fase i amplitud de la tensió del PCC ($\theta_{V_{PCC}}$ i V_{PCC}).

Capítol 3

Plataforma de treball

Aquest capítol vol descriure i explicar la plataforma de treball o hardware utilitzat per dur a terme l'objecte d'aquest projecte. S'intentarà fer entendre al lector les característiques bàsiques de l'equip amb el qual es provaran, prèvia simulació, els algorismes de detecció d'illa. Finalment s'analitzaran els efectes provocats per la caiguda de la xarxa en presència d'una càrrega local ressonant.

3.1 Visió de conjunt

Com s'observa en la Figura 3.1, la plataforma de treball consta d'un convertidor o inversor controlat per tensió (VC-VSI)¹, connectat a través d'un filtre LCL a la xarxa i a una càrrega local que emula un possible agregat de càrregues contingudes dins de l'entorn de l'inversor.

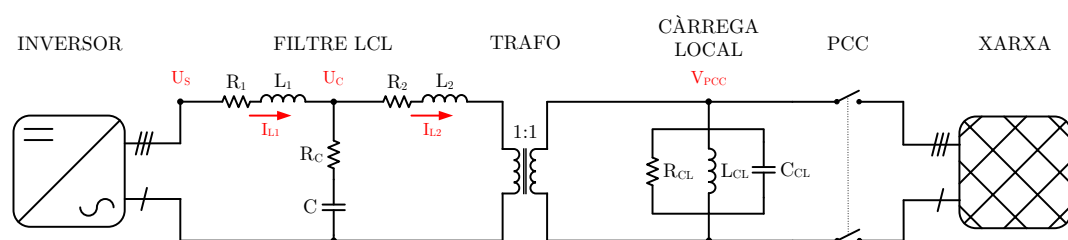


Figura 3.1: Esquema de conjunt de la connexió de l'inversor a la xarxa.

El conjunt RL_2 no existeix físicament per sí mateix, respon a les pèrdues i a la inductància de dispersió del transformador.

En el punt de connexió (PCC), un contactor permet emular la desconexió de la xarxa.

¹ Voltage Controlled Voltage Source Inverter. Veure Punt 2.3.

3.2 Convertidor, filtre *LCL* i transformador

3.2.1 Descripció

El *hardware* pel qual es vol desenvolupar i incloure els algorismes de detecció d'illa, és un equip existent dins del CITCEA-UPC ². És important el coneixement de l'equip, ja que les característiques del mateix afecten directament en les especificacions del mètode d'*anti-islanding* desenvolupat.

Es tracta d'un convertidor trifàsic DC-AC de 90 kVA i dues etapes, ambdues bidireccionals i sense aïllament. Una primera etapa DC-DC elevadora-reductora, i una segona etapa DC-AC inversora-rectificadora. Alhora, aquest convertidor també és dual en mode de funcionament, ja que pot treballar amb sortida AC connectada a xarxa controlant el flux de potència a través de la unió amb ella, o pot treballar en illa, essent capaç d'energitzar una micro-xarxa controlant-ne la tensió i la freqüència.

L'entrada del convertidor, banda DC, està pensada per ser alimentada mitjançant bateries, però en absència de bateries de prou potència, s'utilitza un altre convertidor que realitza la funció AC-DC. Aquest és un rectificador actiu, existent dins del CITCEA-UPC també.

A la sortida de l'etapa inversora s'incorporen tres transformadors monofàsics de relació 1:1 per tal d'independitzar les referències de terra de la xarxa (banda AC) de la del medi d'emmagatzemament (banda DC). A la Figura 3.2 es mostra un esquema simplificat del convertidor en el seu conjunt.

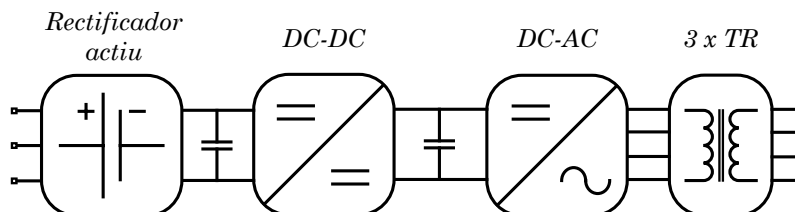


Figura 3.2: Esquema de l'estructura del convertidor DC-AC.

Entrant més en detall en l'etapa inversora, es pot veure un convertidor de quatre branques, mostrat a la Figura 3.3. Les quatre branques donen màxima versatilitat al convertidor, ja que aquesta topologia permet generar tensions directa, inversa i homopolar. La branca del neutre per tant, està dimensionada per a un corrent que sigui el triple del de les fases, permetent el pitjor cas de desequilibri: generació de tres corrents totalment en fase a plena càrrega.

²Centre d'Innovació Tecnològica en Convertidors Estàtics i Accionament de la Universitat Politècnica de Catalunya.

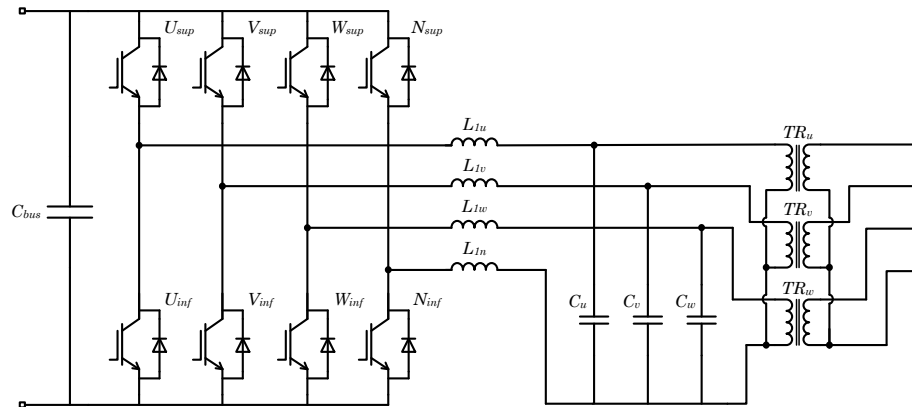


Figura 3.3: Esquema de l'inversor de quatre branques i el filtre *LCL*.

La sortida commutada es complementa amb un filtre *LCL*, on la segona inductància correspon a la dispersió dels propis transformadors, que permet filtrar les commutacions i obtenir tensions sinusoidals a la sortida del convertidor.

3.2.2 Valors nominals i màxims de funcionament

Els valors assignats pel treball en règim permanent i màxim d'aquest equip queden resumits en les Taules 3.1 (característiques AC) i 3.2 (característiques DC).

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

Taula 3.1: Característiques tècniques del convertidor a la banda AC.

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

Taula 3.2: Característiques tècniques del convertidor a la banda DC.

3.2.3 Paràmetres del filtre LCL

La Taula 3.3 resumeix les magnituds estimades dels components del filtre LCL , que s'han utilitzat en les simulacions.

Magnitud	Símbol	Valor
Resistència de la inductància d'acoblament	R_1	0,3 Ω
Inductància d'acoblament	L_1	0,25 mH
Resistència de la branca del condensador	R_C	0,1 Ω
Capacitat del condensador	C	350 μF
Resistència equivalent transformador	R_2	0,05 Ω
Inductància de dispersió equivalent del transformador	L_2	0,069 mH

Taula 3.3: Paràmetres del filtre LCL .

Partint del les equacions característiques dels tres elements del filtre RL_1 , RC i RL_2 , la Figura 3.4 dóna una idea de la funció de transferència del mateix.

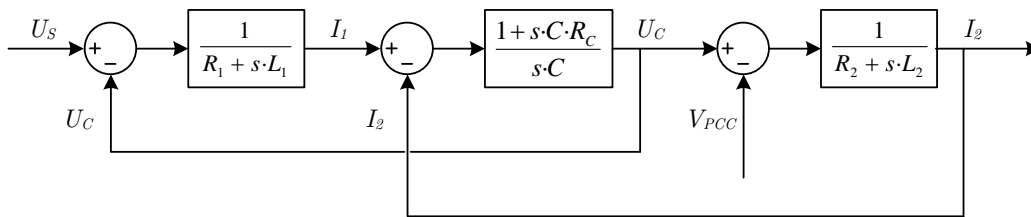


Figura 3.4: Diagrama de blocs del filtre LCL .

D'on el més important és conèixer la seva freqüència de ressonància:

$$\omega_r = \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 \cdot L_2 \cdot C}} \quad (3.1)$$

Substituint pels paràmetres del filtre, la freqüència de ressonància respon als 7269 rad/s o 1157 Hz.

3.2.4 Llaços de control

El control de l'inversor es basa en l'explicat en el Punt 2.3, però aporta un parell de característiques destacables: La resistència virtual (R_v) i la *Rotació*, que modifiquen lleugerament el llaç de potència.

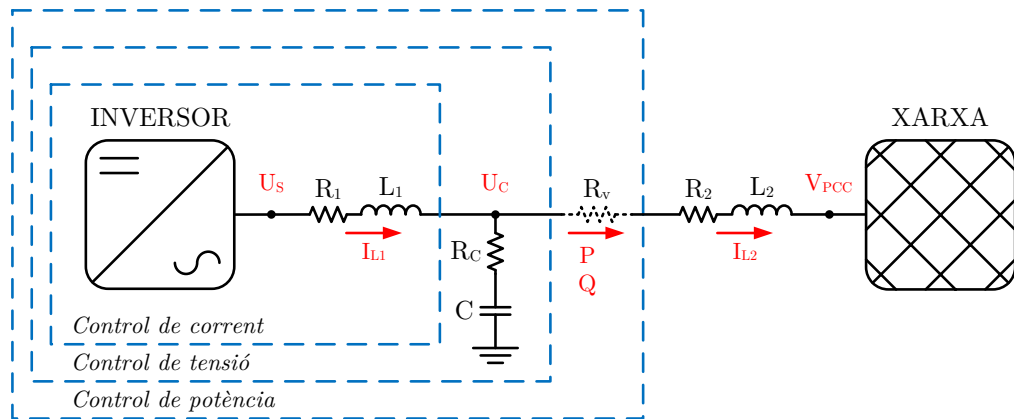


Figura 3.5: Inversor controlat per tensió amb filtre LCL i resistència virtual R_v .

Llaç extern: Potència

Com s'ha presentat en el Punt 2.3.2, el llaç de potència dependrà del caràcter de la impedància de transmissió RL_2 . Els llaços de control de potència que apareixen les Figures 2.11 i 2.12, responen als casos extrems d'una impedància totalment inductiva o resistiva. Aquests són els casos que permeten controlar per separat les potències activa i reactiva, mitjançant la fase/freqüència i l'amplitud de la tensió U_C . Difícilment però, la impedància de transmissió serà purament resistiva o inductiva.

Per tant, aquí entren en joc les dues novetats. Com que la impedància entre U_C i V_{PCC} té component resistiva i inductiva, és necessari un element que desacobli els errors de potència activa i reactiva, podent així controlar-los per separat.

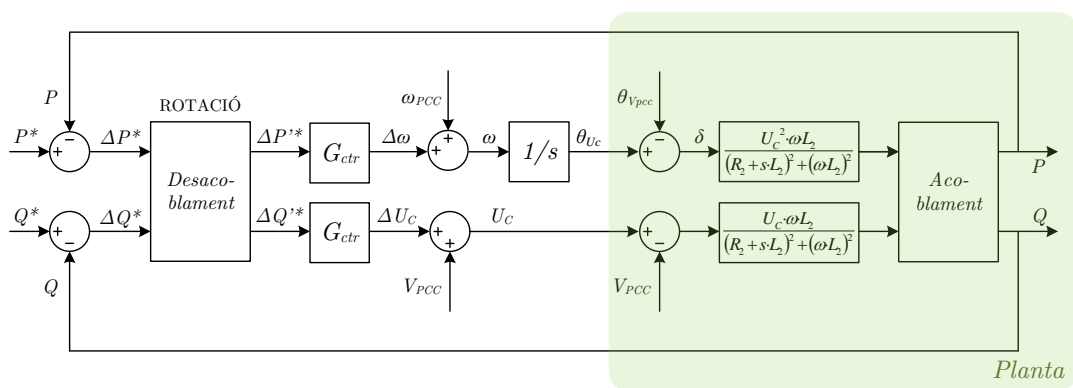


Figura 3.6: Llaços de control de potència per un VC-VSI.

Com es veu en la Figura 3.6, la *rotació* aplica la transformació matemàtica que tradueix les consignes de potència per entendre-les com en el cas de línia inductiva.

Els errors de potència modificats responen a:

$$\Delta P' = \Delta P \cdot \cos \left[\arctan \left(\frac{R}{\omega \cdot L} \right) \right] - \Delta Q \cdot \sin \left[\arctan \left(\frac{R}{\omega \cdot L} \right) \right] \quad (3.2)$$

$$\Delta Q' = \Delta P \cdot \sin \left[\arctan \left(\frac{R}{\omega \cdot L} \right) \right] + \Delta Q \cdot \cos \left[\arctan \left(\frac{R}{\omega \cdot L} \right) \right] \quad (3.3)$$

D'aquesta manera, si la línia és purament inductiva:

$$\Delta P = \Delta P' \quad (3.4)$$

$$\Delta Q = \Delta Q' \quad (3.5)$$

I si és purament resistiva:

$$\Delta P = \Delta Q \quad (3.6)$$

$$\Delta Q = -\Delta P' \quad (3.7)$$

Que són les relacions que s'extreuen de les Equacions 2.7, 2.8, 2.9 i 2.10, comparant el cas de línia inductiva amb el cas de línia resistiva.

La segona modificació és la resistència virtual. De la sortida del llaç de control, es minora la consigna de tensió que s'envia als llaços interns, amb una caiguda de tensió que emula la presència d'una resistència en la impedància de transmissió. El valor d'aquesta resistència virtual és de 0,2 Ω .

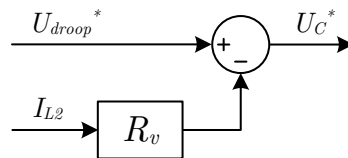


Figura 3.7: Imposició de la caiguda de tensió de la resistència virtual.

Els efectes més destacables de la resistència virtual són:

- Un augment del comportament resistiu de la transmissió de potència.
- L'atenuació de possibles ressonàncies aigües avall de la inductància L_2 .
- Una millora de l'estabilitat del llaç de potència, on petits canvis en la tensió de U_C provocaran variacions de potència menors i per tant, més controlades.

Definitivament, amb la resistència virtual proposada, la rotació és quasi completa:

$$\arctan \left(\frac{R}{\omega \cdot L} \right) = \arctan \left(\frac{R_v + R_2}{\omega \cdot L_2} \right) \approx 85^\circ \quad (3.8)$$

Llaços interns: Tensió i Corrent

Com es mostra en el Punt 2.3, els llaços interns del convertidor permeten controlar la tensió en el condensador U_C . En la Figura 3.8 es presenta el diagrama de blocs corresponent.

El control de la tensió U_C^* determina el corrent que es vol fer circular per $I_{L_1}^*$ i el control del corrent $I_{L_1}^*$ determina la tensió que es vol imposar a la sortida del convertidor U_S^* . D'aquesta manera, la tensió U_S a la sortida del convertidor provocarà la circulació del corrent I_{L_1} per la primera bobina, causa de la tensió en el condensador U_C desitjada.

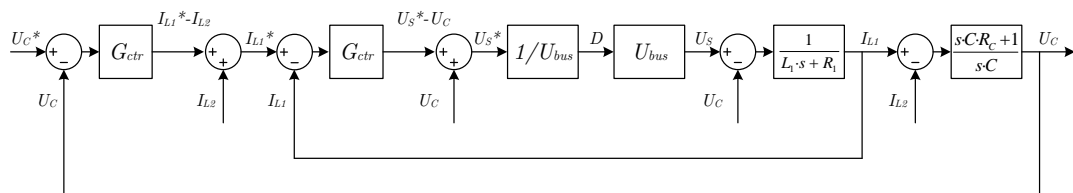


Figura 3.8: Diagrama de blocs pel control del VC-VSI amb filtre LCL .

3.3 Càrrega local i impedància del punt de connexió (PCC)

Per tal d'avaluar la detecció d'illa mitjançant mètodes basats en l'estimació d'impedància, és convenient fer un anàlisi d'aquesta. Tanmateix i com s'explica en el Punt 1.3.3, la impedància del PCC, dependrà de l'estat de connexió de la xarxa.

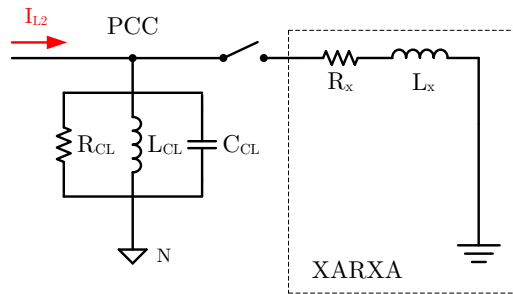


Figura 3.9: Esquema simplificat de la impedància del PCC.

3.3.1 Impedància del punt de connexió (PCC) amb xarxa connectada

Quan la xarxa està connectada es podria suposar que és mínimament forta, per tant té una impedància prou petita, com per poder negligir l'efecte de la càrrega local ressonant.

$$\vec{Z}_{PCC} \approx R_X + j \cdot \omega \cdot L_X \quad (3.9)$$

3.3.2 Impedància del punt de connexió (PCC) en illa

Quan la xarxa cau, la impedància de la càrrega local ressonant, molt més alta, es fa present. La impedància del PCC respondrà doncs a la impedància de la càrrega local ressonant, exposada en el Punt 1.1.2 i demostrada en l'Equació D.9 de l'Annex D.

$$Z_{PCC}^{\vec{}} = Z_{CL}^{\vec{}} = R_{CL} \cdot \frac{1 - j \cdot q \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega} \right)}{1 + q^2 \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega} \right)^2} = R_{CL} \cdot \frac{1}{1 + j \cdot q \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega} \right)} \quad (3.10)$$

És interessant recordar ara la influència de la freqüència i el factor de qualitat en la impedància de la càrrega ressonant, impedància del PCC en estat d'illa. Com mostren les Figures 1.5 i 1.6 del Punt 1.1.2:

- Augmentant q , baixa el mòdul de la impedància de la càrrega (PCC en aquest cas) i el pendent del canvi de fase en funció de la freqüència.
- A mesura que s'allunya la freqüència de la ressonància de la càrrega (50 Hz), baixa també la impedància de la càrrega (PCC en aquest cas).

3.4 Model dinàmic aigües avall del control de l'inversor

Per estudiar el comportament de l'equip sota la injecció de pertorbacions a freqüències diferents a la fonamental, cal tenir clar que la planta canviarà en funció de l'estat de connexió de la xarxa. Amb aquest fi, es pretén conèixer el comportament del model per sota de la variable elèctrica controlada més allunyada de l'inversor: La tensió del condensador (U_C).

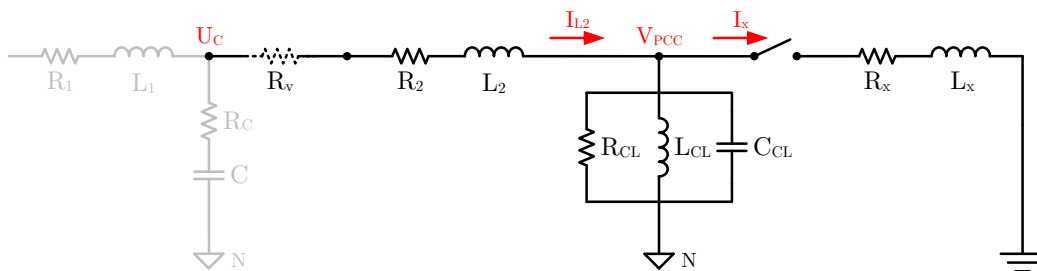


Figura 3.10: Esquema elèctric de la impedància aigües avall de l'inversor per freqüències diferents als 50 Hz.

Observant la Figura 3.10 destaquen tres blocs principals, que responen a les següents funcions de transferència, modelades en l'Annex E.

Model de la impedància sèrie $R_v R_2 L_2$

Tal i com es detalla en l'Annex E.2, la transmitància de la impedància sèrie $R_v R_2 L_2$ ve regida per:

$$\frac{I_2(s)}{U_C(s) - V_{PCC}(s)} = \frac{1}{R_v + R_2 + s \cdot L_2} \quad (3.11)$$

Model equivalent de la xarxa

Tal i com es detalla en l'Annex E.5, la transmitància de la xarxa ve regida per:

$$\frac{V_{PCC}(s)}{I_2(s)} = R_X + s \cdot L_X \quad (3.12)$$

Model de la carrega local ressonant

Tal i com es detalla en l'Annex E.6, la transmitància de la càrrega ressonant ve regida per:

$$\frac{V_{PCC}(s)}{I_2(s)} = \frac{R_{CL} \cdot \frac{\omega_r}{q} \cdot s}{s^2 + \frac{\omega_r}{q} \cdot s + \omega_r^2} \quad (3.13)$$

On:

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_{CL} \cdot C_{CL}}} \quad (3.14)$$

$$q = R_{CL} \cdot \sqrt{\frac{C_{CL}}{L_{CL}}} \quad (3.15)$$

3.4.1 Funcions de transferència en funció de la connexió amb la xarxa

Conjuntant els models acabats de presentar, es pot entendre què li passa a les variables V_{PCC} i I_2 sota accions en U_C i en conseqüència, a la impedància del PCC definida per:

$$Z_{PCC}^{\vec{}} = \frac{V_{PCC}^{\vec{}}}{\vec{I}_2} \quad (3.16)$$

Model en connexió a xarxa, aproximant influència nul·la de la càrrega local

Amb la xarxa connectada, es podria acceptar que $Z_X \ll Z_{CR}$ i negligir l'efecte de la càrrega ressonant.

Sota aquesta condició, les funcions de transferència que expliquen com la tensió U_C provoca el corrent I_2 i la tensió V_{PCC} , corresponen als diagrames de blocs de les Figures 3.11 i 3.12.

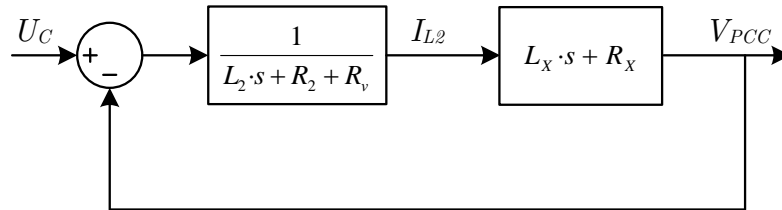


Figura 3.11: Diagrama de blocs $V_{PCC}(s)/U_C(s)$ en xarxa sense càrrega local.

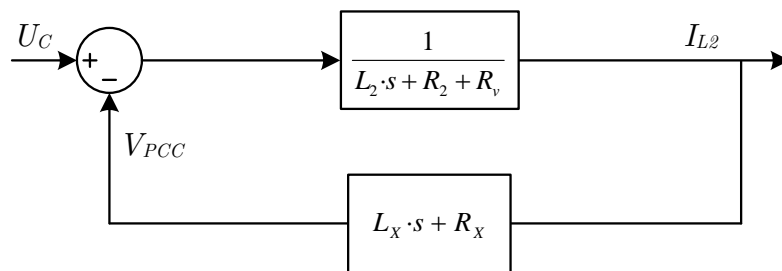


Figura 3.12: Diagrama de blocs $I_{L2}(s)/U_C(s)$ en xarxa sense càrrega local.

Cal observar que la funció de transferència de la Figura 3.13 respon a la pròpia impedància del PCC.

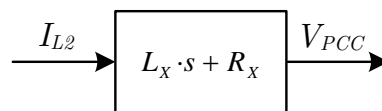


Figura 3.13: Diagrama de blocs $V_{PCC}(s)/I_{L2}(s)$ en xarxa sense càrrega local.

Model en connexió a xarxa considerant la càrrega local

Sota xarxes dèbils, no sempre serà vàlid ignorar l'efecte de la càrrega local.

Les Figures 3.14 i 3.15 mostren els diagrames de blocs del conjunt, per a les transmitàncies de U_C en I_2 i en V_{PCC} .

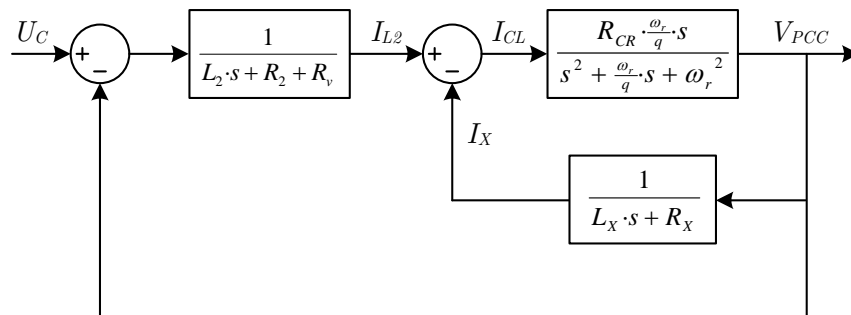


Figura 3.14: Diagrama de blocs $V_{PCC}(s)/U_C(s)$ en xarxa amb càrrega local.

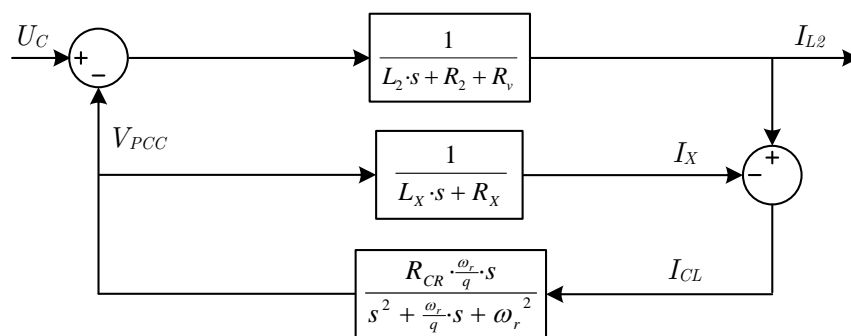


Figura 3.15: Diagrama de blocs $I_{L2}(s)/U_C(s)$ en xarxa amb càrrega local.

En aquest cas la impedància del PCC respondrà a la funció de transferència de la Figura 3.16.

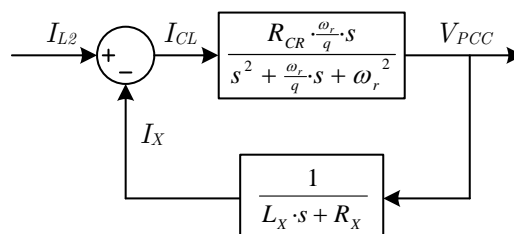


Figura 3.16: Diagrama de blocs $V_{PCC}(s)/I_{L2}(s)$ en xarxa amb càrrega local.

Model en condició d'illa

En illa, quan cau la xarxa, la càrrega ressonant es torna rellevant, cosa que s'evidencia en la tensió del punt de connexió V_{PCC} i en el corrent I_{L2} .

Les Figures 3.17 i 3.18 corresponen a les funcions de transferència de U_C en I_{L2} i V_{PCC} .

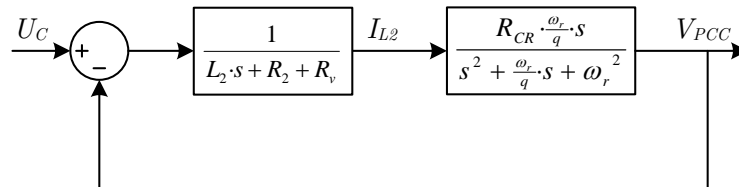


Figura 3.17: Diagrama de blocs $V_{PCC}(s)/U_C(s)$ en illa.

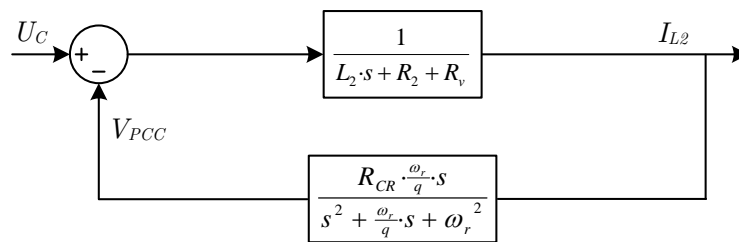


Figura 3.18: Diagrama de blocs $I_{L2}(s)/U_C(s)$ en illa.

En aquest cas la impedància del PCC respondrà a la funció de transferència de la Figura 3.16.

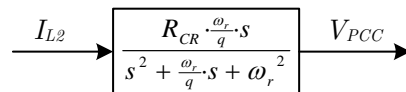


Figura 3.19: Diagrama de blocs $V_{PCC}(s)/I_{L2}(s)$ en illa.

3.4.2 Transició xarxa-illa

Observem doncs què passa quan cau la xarxa, considerant pel diagrama de la Figura 3.10, els paràmetres de la Taula 3.4, sota una xarxa considerada com a forta.

Magnitud	Símbol	Valor	
Resistència virtual	R_v	0,2	Ω
Resistència sèrie del transformador	R_2	0,05	Ω
Inductància de dispersió del transformador	L_2	0,069	mH
Potència de la càrrega ressonant	P_{CL}	30	kW
Factor de qualitat de la càrrega ressonant	q	2	
Resistència de la càrrega ressonant	R_{CL}	1,763	Ω
Inductància de la càrrega ressonant	L_{CL}	2,806	mH
Capacitat de la càrrega ressonant	C_{CL}	3,610	mF
Resistència xarxa forta	R_X	0,005	Ω
Resistència xarxa dèbil	R_X	0,05	Ω
Inductància xarxa forta	L_X	0,03	mH
Inductància xarxa dèbil	L_X	0,3	mH

Taula 3.4: Paràmetres usats per estudiar la transició xarxa-illa.

La Figura 3.20 mostra el canvi de comportament de I_2 respecte U_C en la transició.

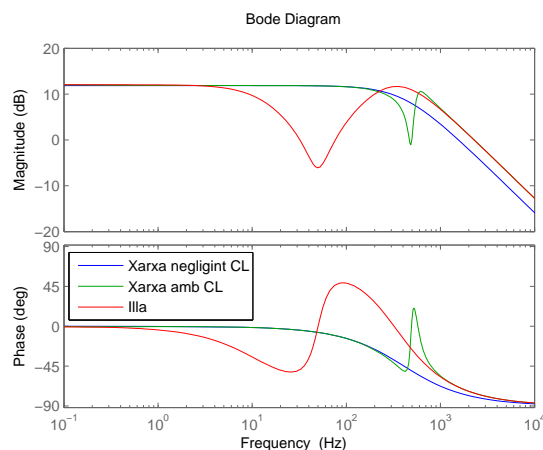


Figura 3.20: Bodes de la transició xarxa - illa en la transmitància $I_2(s)/U_C(s)$.

En primer lloc es pot comprovar com l'aproximació del model en xarxa negligint la càrrega local ressonant és vàlida a 50 Hz però comença a perdre validesa per a freqüències superiors als 100 Hz.

La funció de transferència $I_2(s)/U_C(s)$ és la representació de l'admitància aigües avall de la tensió U_C . En illa s'observa l'antiresonància del condensador (C_{CL}) de la càrrega ressonant amb la inductància de la mateixa (L_{CL}) a 50 Hz. I la ressonància del mateix condensador amb la inductància del transformador (L_2) per sobre els 300 Hz, atenuada per l'efecte de la resistència virtual (R_v). En xarxa, les ressonàncies es desplacen a més alta freqüència degut a la influència de la seva impedància.

La Figura 3.21 mostra el canvia de comportament de V_{PCC} respecte U_C en la transició.

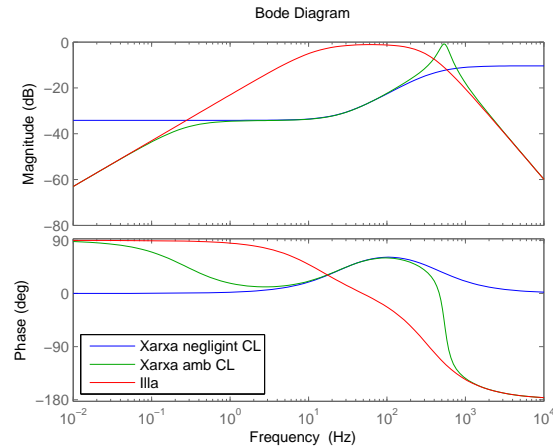


Figura 3.21: Bodes de la transició xarxa - illa en la transmitància $V_{PCC}(s)/U_C(s)$.

De nou s'aprecia com l'aproximació del model en xarxa neglignint la càrrega local ressonant, té un restringit ample de banda de validesa.

Si es vol detectar el canvi d'impedància a base de la resposta de la tensió V_{PCC} al canvi de model, queda clar també que només serà possible en un ample de banda limitat.

Finalment, la Figura 3.22 mostra el canvi d'impedància del PCC.

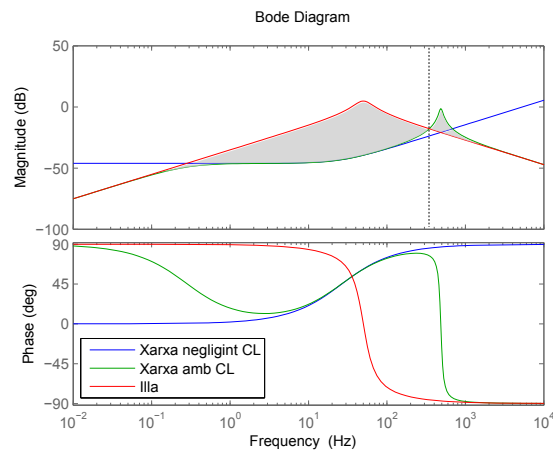


Figura 3.22: Bodes de la transició xarxa - illa en la transmitància $V_{PCC}(s)/I_2(s)$.

S'observa que el canvi d'impedància més gran coincideix amb la ressonància de la càrrega local a 50 Hz, i que l'ample de banda de les freqüències que fan possible la detecció és limitat (zona ombrejada).

Anant més al detall, l'ample de banda on la detecció és possible està format per dues zones: Un rang de freqüències on el pas xarxa - illa representa un augment de la impedància (a l'esquerra de la línia discontinua) i un altre on en representa una reducció (a la dreta de la línia discontinua). Compte però, que a la freqüència marcada per la línia discontinua, els dos *bodes* es tallen i el canvi d'impedància es fa indetectable.

3.4.3 Efectes de la debilitat de la xarxa en la transició xarxa - illa

Malauradament, el comportament de la transició xarxa - illa depèn de la impedància de la xarxa o altrament dit també, de la potència de curtcircuit d'aquesta.

Per tal d'observar qualitativament l'efecte es compara en la Figura 3.23, una xarxa aparentment forta amb una altra més dèbil, on la impedància és d'un ordre de magnitud superior.

- En la Figura 3.23(a) destaca que la debilitat de la xarxa redueix el graó provocat en la tensió del PCC per la transició xarxa - illa.
- En la Figura 3.23(b) es veu com davant d'una xarxa dèbil, s'acosta la ressonància en xarxa a la d'illa.
- Resumint en la Figura 3.23(c), com més dèbil és la xarxa, menor és l'ample de banda de la possible detecció i també ho és el canvi de la impedància del PCC.

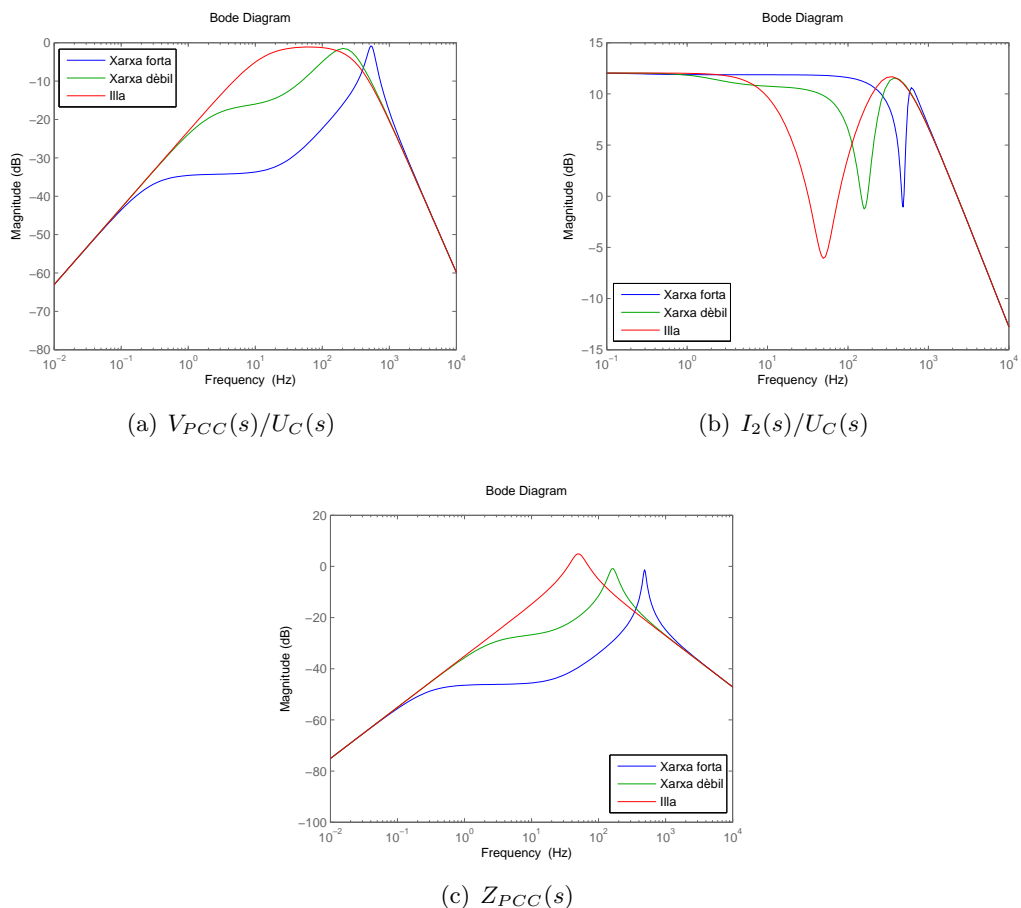


Figura 3.23: Bodes de magnitud comparats de la transició xarxa - illa entre xarxa forta i dèbil.

3.4.4 Efectes del factor de qualitat en la transició xarxa - illa

Si el tipus de xarxa afecta al comportament de la transició xarxa - illa, també ho fa el tipus de càrrega ressonant.

Per tal d'observar l'efecte, es superposen en la Figura 3.24, les transicions xarxa - illa per a càrregues de diferent factor de qualitat (q).

- En la Figura 3.24(a) s'observa com a mesura que augmenta q es redueix l'ample de banda en la capacitat de detectar la transició xarxa - illa en la tensió del PCC.
- En la Figura 3.24(b) es veu com l'augment del factor de qualitat estreny la ressonància de la càrrega i acosta les ressonàncies de xarxa a les d'illa.
- Resumint en la Figura 3.24(c), un augment del factor de qualitat, redueix l'ample de banda de la possible detecció i també, el canvi de la impedància del PCC a freqüències diferents dels 50 Hz.

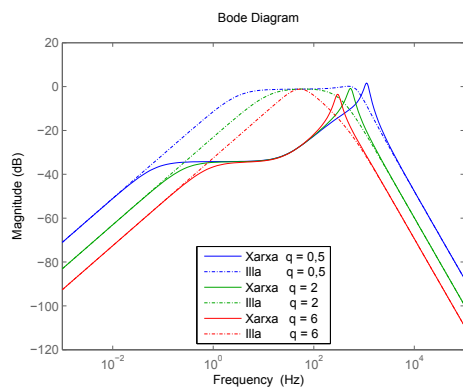
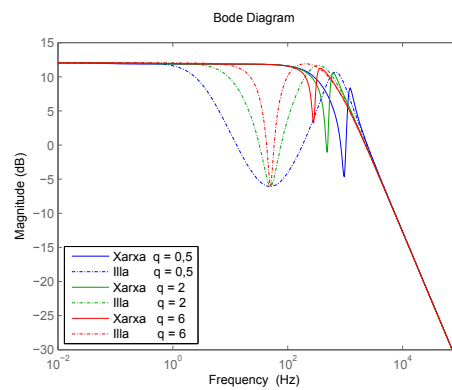
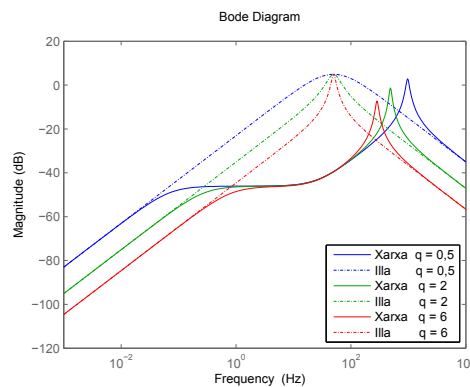
(a) $V_{PCC}(s)/U_C(s)$ (b) $I_2(s)/U_C(s)$ (c) $Z_{PCC}(s)$

Figura 3.24: Bodes de magnitud comparats de la transició xarxa - illa per diferents factors de qualitat de la càrrega local ressonant.

Capítol 4

Selecció del mètode de detecció

Aquest capítol vol explicar al lector quin és el camí que s'ha seguit per seleccionar el mètode que s'implementarà finalment en aquest treball. Tot i que condicionat a la subjectivitat de l'autor, l'estudi i simulació d'una preselecció d'algorismes d'illa i l'adaptació dels mateixos a les característiques d'un inversor controlat per tensió (VC-VSI), han provocat que les pròpies necessitats de l'equip, fessin emergir per si soles la solució final.

4.1 Implementació del *Sandia Frequency Shift* (SFS)

Es pren el *Sandia Frequency Shift* com a referència, ja que és el mètode usat en algunes aplicacions dins del CITCEA-UPC i a més, a criteri de l'autor, és el mètode més destacat dins del grup de la realimentació positiva. Com s'explica en el Punt 1.3.2, el mètode es basa en la injecció d'una pertorbació en la consigna de potència reactiva, a fi de generar un desplaçament de la freqüència del punt de connexió (PCC), que re-alimenti positivament la pròpia pertorbació i allunyi la freqüència del seu valor de referència. Amb la xarxa present, la freqüència no pot ser alterada, però quan cau la xarxa, la freqüència queda a mercè del *Sandia Frequency Shift* (SFS).

4.1.1 Generació de la pertorbació del SFS

De la relació entre la potència reactiva i la freqüència de l'Equació 1.24, estudiada en el Punt 1.3.2, quan la generació distribuïda es queda en illa amb una càrrega local ressonant:

$$Q_{GD} \approx -2 \cdot P_{GD} \cdot \frac{q}{\omega_r} \cdot (\omega - \omega_r) \quad (4.1)$$

S'afegeix una pertorbació amb realimentació positiva en la consigna de reactiva:

$$Q_{SFS}^* = -2 \cdot P_{GD}^* \cdot q \cdot \frac{\omega - \omega_r}{\omega_r} \cdot k_{SFS} \quad (4.2)$$

On el factor k_{SFS} té la missió d'amplificar l'efecte a fi d'augmentar la velocitat de detecció.

D'aquesta manera:

- En xarxa: $\bar{\omega} = \omega_{ref} \Rightarrow Q_{SFS}^* \approx 0$
- En illa: Si $\omega \uparrow \Rightarrow Q_{SFS}^* \downarrow \Rightarrow Q_{GD} \downarrow \Rightarrow \omega \uparrow$
- En illa: Si $\omega \downarrow \Rightarrow Q_{SFS}^* \uparrow \Rightarrow Q_{GD} \uparrow \Rightarrow \omega \downarrow$

La Figura 4.1 mostra com s'enllaça la pertorbació del SFS amb el llac de potència o *droop*, estudiat en el Punt 3.2.4.

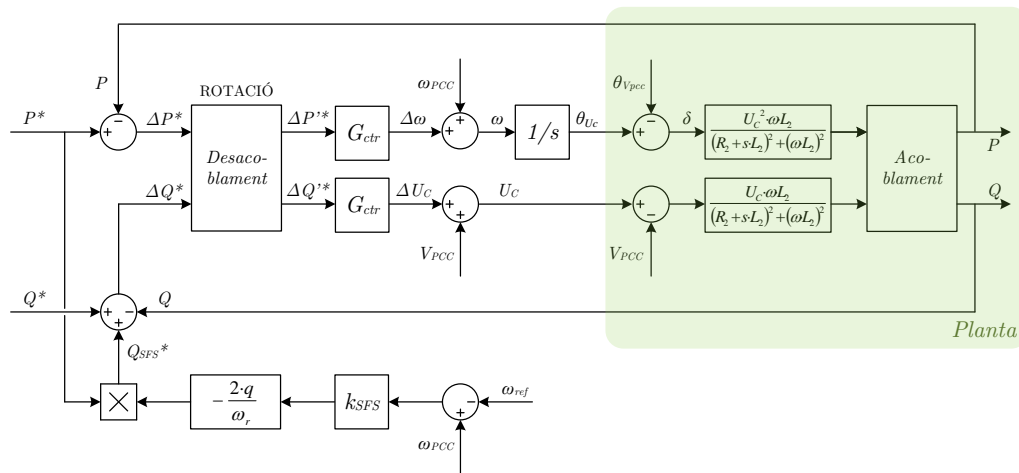


Figura 4.1: Pertorbació del SFS en el llac de control de potència.

4.1.2 Efectes de la pertorbació sobre els llaços de control

Per fer un anàlisi de la compatibilitat entre la realimentació positiva del SFS i el llac de potència o *droop*, s'assumeix que la impedància de transmissió entre inversor i xarxa és purament resistiva (Punt 2.3.2 - Equacions 2.9 i 2.10), ja que la rotació és quasi completa gràcies a la resistència virtual (Punt 3.2.4 - Equació 3.8). Així, es pot simplificar la Figura 4.1, tenint en compte la compensació del *feedforward*, en la Figura 4.2.

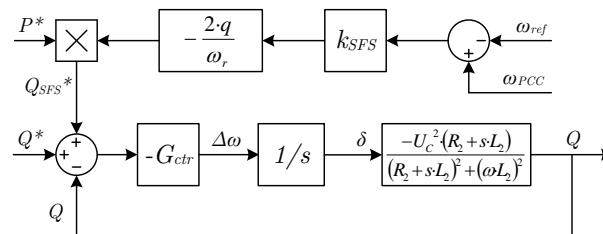


Figura 4.2: Llac de control de potència simplificat amb SFS per línia resistiva.

Fent una primera extracció de la relació entre el llaç de potència i la pertorbació del SFS, es pot observar que el llaç de potència regula la reactiva a base de modificar la diferència de fase entre les tensions als extrems de la línia ($\delta = \theta_{U_C} - \theta_{V_{PCC}}$). Segons l'Equació 2.10:

- Per $\delta > 0$ l'inversor entregarà $Q < 0$ (capacitiva). Figura 4.3(a)
- Per $\delta < 0$ l'inversor entregarà $Q > 0$ (inductiva). Figura 4.3(b)

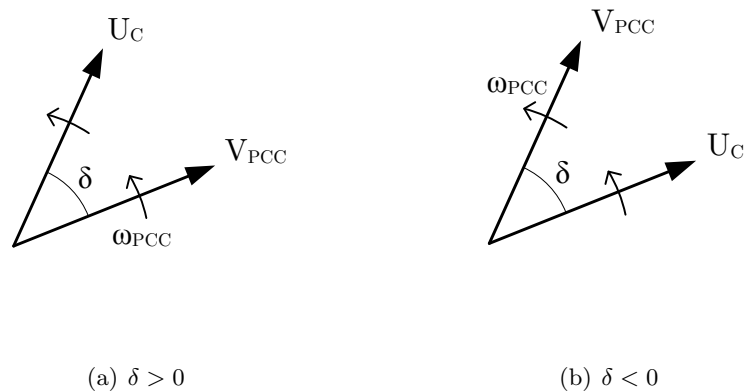


Figura 4.3: Representació simbòlica de δ i dels vectors de tensió U_C i V_{PCC} .

La pertorbació del SFS però, altera la consigna de reactiva en funció de la freqüència del punt de connexió (ω_{PCC}), fent que en condició d'illa, aparegui un allunyament continuat de la freqüència respecte la seva referència (50 Hz).

La problemàtica amb *droop* apareix quan l'equip està en illa. Per tal de corregir l'error de potència reactiva, el *droop* dirigeix el seu esforç de control sobre la fase de la tensió U_C (Figura 4.1), amb la intenció de modificar l'angle δ . En illa però, la xarxa ja no subjecta la tensió V_{PCC} i aquesta es veu arrossegada (Figura 4.4) dificultant així l'acció de control.

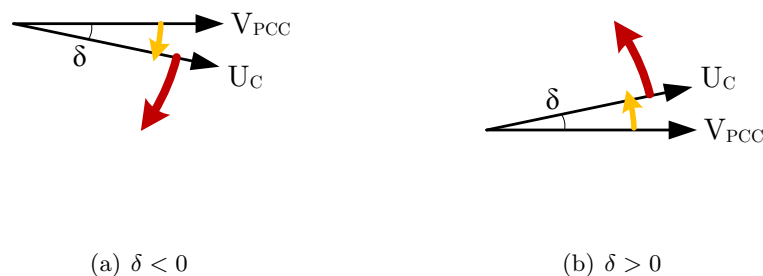


Figura 4.4: Representació simbòlica de l'acció de *droop* en illa en els vectors de tensió U_C i V_{PCC} .

L'arrossegament anomenat de la tensió V_{PCC} respon a la reacció de la freqüència al canvi de reactiva (Equació 4.1), de dinàmica molt més ràpida que el llaç de potència o *droop*. Tot plegat, com es pot veure en el Punt 4.1.4, fa molt més lenta la inestabilitat provocada per la realimentació positiva del *Sandia Frequency Shift* (SFS) sobre l'inversor controlat per tensió (VC-VSI). I en conseqüència, fa que per obtenir un temps de detecció raonable, es necessiti una constant amplificadora k_{SFS} molt gran, que implicarà grans injeccions de reactiva no desitjada durant el mode d'operació connectat a xarxa.

4.1.3 Detecció d'illa

El *Sandia Frequency Shift*, com a mètode de realimentació positiva, té com a finalitat accelerar la sortida de la finestra de no detecció NDZ per l'eix de la freqüència (Punt 1.2.1). Per tant no necessitarà cap algorisme de detecció addicional a la detecció sobre/sub-tensió i sobre/sub-freqüència de la Figura 4.5, necessària ja com a mètode passiu.

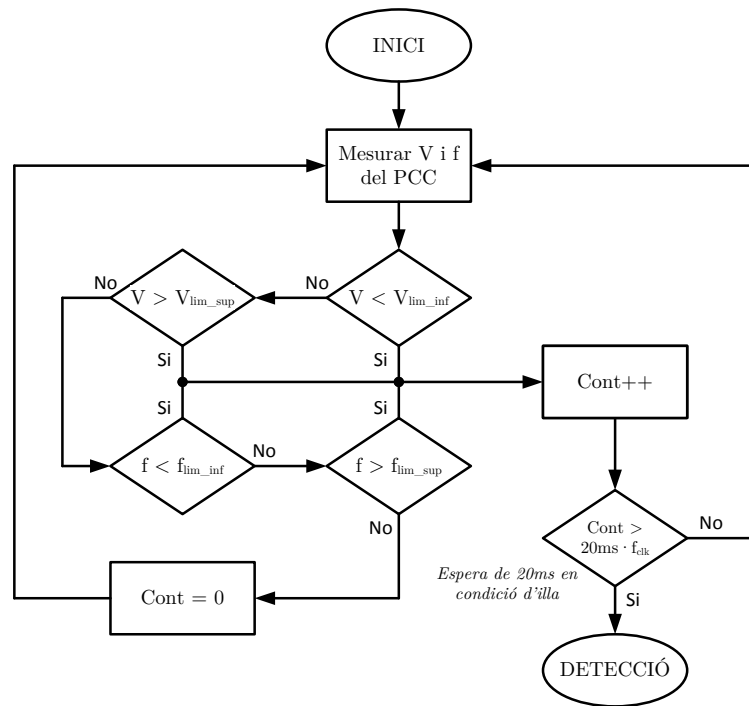


Figura 4.5: Algorisme de detecció d'illa per sortida de finestra tensió-freqüència.

On:

- $V_{lim\ sup}$ és el límit superior de tensió de la finestra de no detecció (NDZ).
- $V_{lim\ inf}$ és el límit inferior de tensió de la finestra de no detecció (NDZ).
- $f_{lim\ sup}$ és el límit superior de freqüència de la finestra de no detecció (NDZ).
- $f_{lim\ inf}$ és el límit inferior de freqüència de la finestra de no detecció (NDZ).
- f_{clk} és la freqüència de comput de l'algorisme.

4.1.4 Reflexions sobre la possible implementació del SFS

Analitzant el comportament del convertidor sota la condició d'illa, es poden treure algunes conclusions que ajudin a decidir sobre la validesa del mètode en el cas que pertoca a aquest projecte.

En les Figures 4.6 i 4.7 es presenta el comportament d'algunes variables en l'instant anterior i després de la desconexió de la xarxa (0,5 s) en funció de si la freqüència de xarxa està just per sota o just per sobre de la referència en l'instant de la desconexió.

Per entendre el funcionament, cal considerar que la freqüència en l'instant de la caiguda de la xarxa no valdrà exactament 50 Hz. Imposar aquest valor exacte en simulació, seria caure en el parany d'un punt d'equilibri inestable subjectat per la pròpia simulació.

Freqüència del punt de connexió (PCC) just per sota de la ressonància

- Amb la freqüència per sota de la referència, el *Sandia Frequency Shift* genera una consigna de potència reactiva positiva ($Q_{SFS}^* > 0$).
- El llaç de potència (*droop*) imposa un desfasament entre tensions negatiu ($\delta < 0$).
- L'angle δ negatiu fa que l'inversor injecti la reactiva consignada pel SFS.

Aquí ja apareix el primer defecte del mètode. Consignant reactiva nul·la, força a l'inversor a generar una potència reactiva extra no desitjada, com s'observa en la Figura 4.6(b), que a més serà variable en funció de les variacions de la freqüència de xarxa.

- La xarxa cau i desconnecta. La tensió (mòdul i fase) del PCC queda lliure.
- Existeix un desajust de reactiva, l'inversor està donant més reactiva de la que absorbeix la càrrega ressonant, a la freqüència en què es troba. De fet, és k_{SFS} vegades més gran, segons les Equacions 4.1 i 4.2.
- Aquest desajust provoca que la freqüència caigui sobtadament per fer que la càrrega ressonant absorbeixi la reactiva (inductiva) que dona l'inversor. Això es pot apreciar molt lleugerament en la Figura 4.6(a), després de l'instant 0,5 s.
- A partir d'aquí, la realimentació positiva farà augmentar encara més la consigna de reactiva intentant desestabilitzar la freqüència. No obstant és una reacció lenta, com s'ha dit en el Punt 4.1.2 i es pot apreciar en la Figura 4.6(a), l'acció del *droop* per fer augmentar δ (negativa) es veu frenada per l'arrossegament de la fase d'una tensió V_{PCC} sense subjecció.

Freqüència del punt de connexió (PCC) just per sobre de la ressonància

- Amb la freqüència per sobre de la referència, el *Sandia Frequency Shift* genera una consigna de potència reactiva negativa ($Q_{SFS}^* < 0$).
- El llaç de potència (*droop*) imposa un desfasament entre tensions positiu ($\delta > 0$).
- L'angle δ positiu fa que l'inversor injecti la reactiva consignada pel SFS.

Aquí també apareix el primer defecte del mètode. Consignant reactiva nul·la, força a l'inversor a generar una potència reactiva extra no desitjada, com s'observa en la Figura 4.7(b), que a més serà variable en funció de les variacions de la freqüència de xarxa.

- La xarxa cau i desconnecta. La tensió (mòdul i fase) del PCC queda lliure.
- Existeix un desajust de reactiva, l'inversor està donant més reactiva (negativa i per tant capacitiva) de la que absorbeix la càrrega ressonant, a la freqüència en què es troba. De fet, és k_{SFS} vegades més gran, segons les Equacions 4.1 i 4.2.
- Aquest desajust provoca que la freqüència augmenti sobtadament per fer que la càrrega ressonant absorbeixi la reactiva (capacitiva) que dona l'inversor. Això es pot apreciar molt lleugerament en la Figura 4.7(a), després de l'instant 0,5 s.
- A partir d'aquí, la realimentació positiva farà augmentar encara més la consigna de reactiva (negativa i per tant capacitiva) intentant desestabilitzar la freqüència. No obstant és una reacció lenta, com s'ha dit en el Punt 4.1.2 i es pot apreciar en la Figura 4.7(a), l'acció del *droop* per fer augmentar δ es veu frenada per l'arrossegament de la fase d'una tensió V_{PCC} sense subjecció.

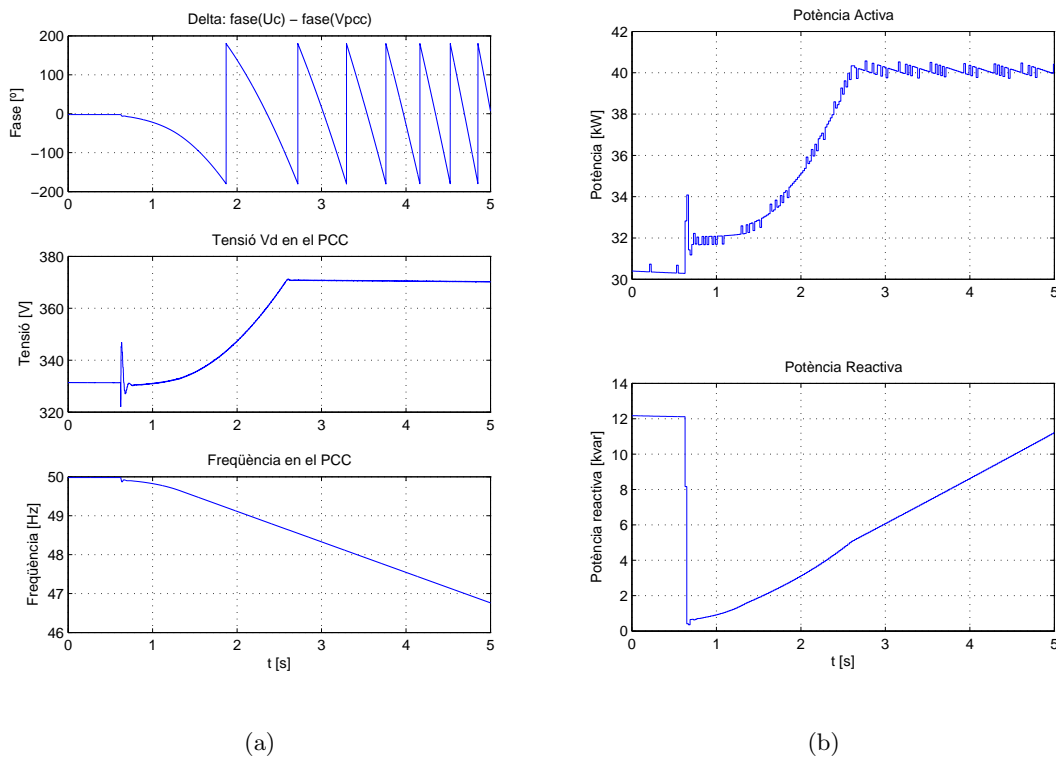


Figura 4.6: Resposta del convertidor VC-VSI sota *islanding* amb SFS per sota la freqüència de xarxa.

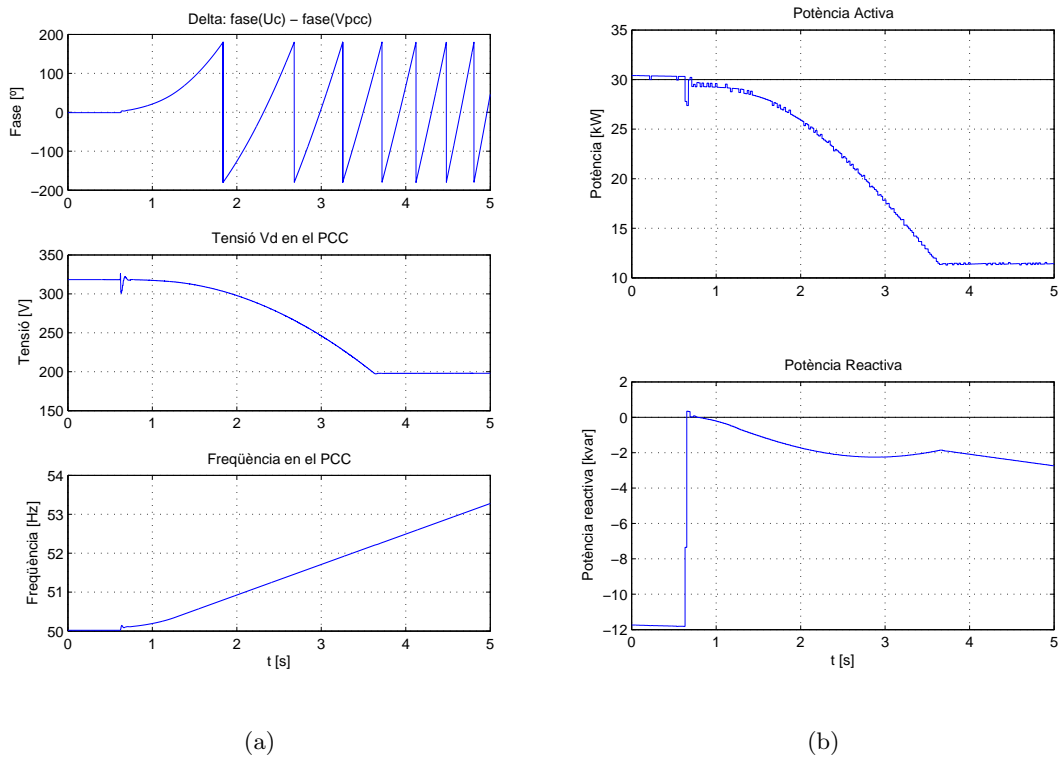


Figura 4.7: Resposta del convertidor VC-VSI sota *islanding* amb SFS per sobre la freqüència de xarxa.

A més a més i en ambdós casos, podem veure com la rotació juga una mala passada. En illa i amb la càrrega ressonant, les dependències entre potència activa - amplitud de tensió i potència reactiva - freqüència ja estan desacoblades, com es pot veure en el Punt 1.1.2 en les Equacions 1.4 i 1.7. Per tant, sense xarxa, la rotació aporta part d'error de potència reactiva a la banda del control de l'amplitud de la tensió. Això fa variar la tensió fins a la saturació, inherent en els convertidors controlats per tensió, que difícilment permetrà una detecció d'illa per sortida de finestra en tensió.

Així doncs, per aconseguir un desplaçament de la freqüència prou ràpid, cal recórrer a constants k_{SFS} molt grans, que impliquen una gran inversió en reactiva extra injectada a xarxa durant el funcionament normal d'operació. Potència reactiva que a més a més, és molt sensible a l'estabilitat de la freqüència de la xarxa.

Sembla clar doncs, que el *Sandia Frequency Shift* no és el mètode més adient per detectar la caiguda de xarxa amb convertidors controlats per tensió. Cal tenir en compte que els límits de la finestra de freqüència que marquen la majoria de normatives (Capítol C) són 47,5 Hz per sota i 51,5 Hz per sobre. Per tant, els costos per aconseguir temps de detecció mínimament raonables (2 s) en reactiva extra injectada són totalment desorbitats.

Les Figures 4.6 i 4.7 parteixen d'un factor amplificador $k_{SFS} = 250$, que amb desviaments de tan sols 0,02 Hz, provoquen la injecció de fins a 12 kvar extra de reactiva i tot i això, al cap de 2 segons de la desconexió, no arriben a desviar la freqüència ni 1,5 Hz.

4.2 Implementació del *Harmonic Injection* (HI) simple

Aquest mètode pretén injectar un corrent en el PCC amb una component harmònica concreta, coneguda i diferenciada amb la finalitat de detectar un canvi de la tensió del PCC que indiqui el canvi d'impedància provocat per la desconexió de la xarxa [3], [11], [12], [13].

4.2.1 Generació de la pertorbació del HI simple

Es vol injectar una pertorbació en el corrent, a una freqüència diferent a la fonamental però inferior a la ressonància del filtre *LCL* (Punt 3.2.3). Per fer evident el canvi d'impedància, aquesta freqüència ha de quedar dins de l'ample de banda on la transició illa - xarxa és detectable (Figura 3.22 del Punt 3.4.2).

S'escullen 400 Hz, però per minimitzar l'impacte en la distorsió harmònica del corrent, només s'injecta un període de 400 Hz per cada període de fonamental (50 Hz) (Figura 1.18), fent-lo coincidir amb el pas per zero, com s'explica en [3].

Tenint en compte que el destinatari és un inversor controlat per tensió (Punt 2.3), per tal d'obtenir un corrent I_2 amb la component harmònica corresponent, cal imposar cert contingut harmònic en la consigna de la tensió U_C . Seran així la impedància RL_2 , juntament amb les càrregues presents aigües avall del condensador, les responsables de traspasar el contingut harmònic al corrent.

Per tant, tal i com es veu en la Figura 4.8, la generació de la pertorbació s'injecta just a la sortida del *droop*, sumant-se en la consigna de tensió del condensador.

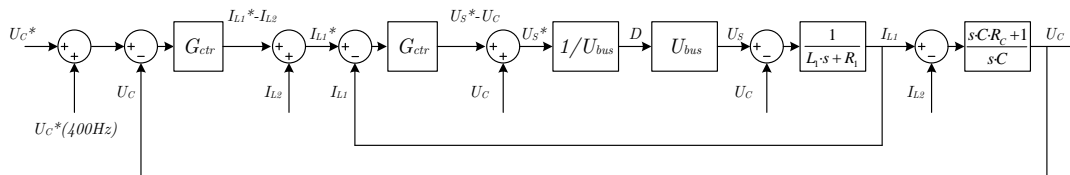


Figura 4.8: Injecció de la pertorbació harmònica en la consigna de tensió.

Fent-ho així, serà necessari ajustar els controladors ressonants dels llaços interns perquè siguin capaços de seguir també als 400 Hz. D'aquesta manera però, es pot tenir sota control la oposició del filtre *LCL* a l'avanç de la pertorbació.

4.2.2 Mesura d'impedància

Previ a l'etapa de detecció, cal fer la mesura d'impedància del punt de connexió PCC. Com s'observa en la Figura 4.9, consta de tres blocs: Filtratge; Adquisició de tensió i corrent a 400 Hz; I finalment el càlcul de la impedància.

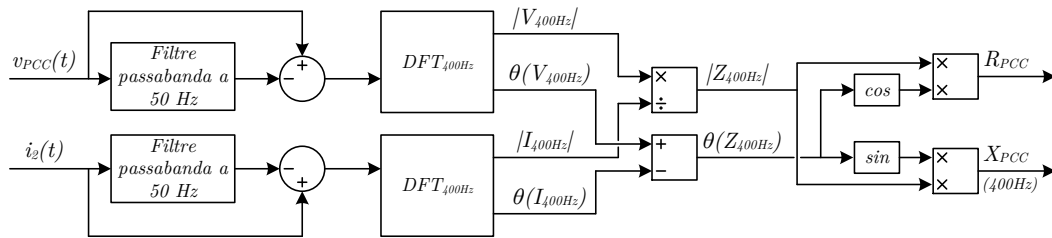


Figura 4.9: Mesura de la impedància del PCC a 400 Hz.

Filtre para banda

A fi de minimitzar l'esforç de càlcul de la DFT, com s'observa en la Figura 4.9, una primera etapa elimina la component majoritària de la tensió i el corrent a 50 Hz. Per fer-ho, es resta del senyal original, el mateix valor passat per un filtre passa banda sintonitzat a 50 Hz.

$$G_{filtre}(s) = \frac{k \cdot \omega_r \cdot s}{s^2 + k \cdot \omega_r \cdot s + \omega_r^2} \quad (4.3)$$

El filtre passa banda es discretitza mitjançant el mètode *tustin* amb *prewarping*, explicat en l'Annex F.1 i s'implementa com equació de diferències en el DSP, també explicada en l'Annex G.

Un cop restat el senyal filtrat, en la Figura 4.10 es veu el comportament del filtre para banda, amb $k = 1$ i ressonant a la freqüència de 50 Hz.

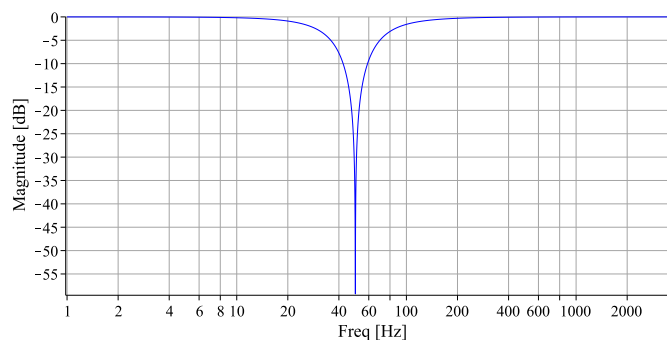


Figura 4.10: Bode de magnitud del filtre passabanda per a la mesura d'impedància.

Transformada discreta de *Fourier*

Seguidament, cal aplicar la transformada discreta de *Fourier* (DFT) per obtenir el mòdul i la fase de la tensió i el corrent a 400 Hz.

Aplicant les expressions deduïdes en l'Annex H per a senyals periòdiques i discretes (H.3):

$$M_h = \sqrt{A_h^2 + B_h^2} \quad (4.4)$$

$$\phi_h = \arctan\left(\frac{-B_h}{A_h}\right) \quad (4.5)$$

Amb:

$$A_h = \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} f(n) \cos\left(h \frac{2\pi n}{N}\right) \quad (4.6)$$

$$B_h = \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} f(n) \sin\left(h \frac{2\pi n}{N}\right) \quad (4.7)$$

On:

- M_h és l'amplitud de la component d'harmònic h del senyal.
- ϕ_h és la fase de la component d'harmònic h del senyal.
- h és l'ordre de l'harmònic.
- N és el número de mostres per període del patró de repetició del senyal.
- n és l'índex de la mostra n -èssima.

Arribat aquest punt, ja només cal plantejar-se com realitzar els sumatoris de la DFT amb el DSP¹. En primera instància sembla més acurat fer ús d'un *buffer* o vector de memòria que guardi contínuament els valors de les últimes N mostres, permetent així el càlcul continuat de la DFT a través una finestra dinàmica² (Figura 4.11).

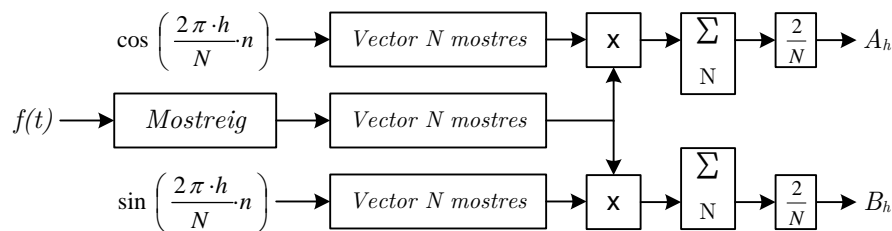


Figura 4.11: Esquema conceptual de la DFT usant vectors de memòria.

D'aquesta manera, el senyal de sortida de la DFT serà la reconstrucció d'una sèrie mostrejada de període igual al temps de cicle usat en el DSP.

¹ *Digital Signal Processor*, microcontrolador usat en l'inversor.

² El conjunt de mostres es va actualitzant en cada cicle de càlcul. En cada moment s'obté el resultat calculat a partir de les últimes N mostres immediatament anteriors a la present.

No obstant, l'ús limitat de memòria i les fluctuacions provocades en el valor resultant de la finestra dinàmica, fan més òptim el disseny d'un algorisme amb finestra fixa³, realitzant una suma acumulada que dona un resultat i es reinicia cada 20 ms (Figura 4.12).

Amb aquesta opció, el senyal de sortida serà la reconstrucció d'una sèrie mostrejada de 20 ms per període. Aquest fet aportarà un retard en la detecció de 10 ms (mig període), però evitarà la necessitat d'un possible filtratge del senyal resultant.

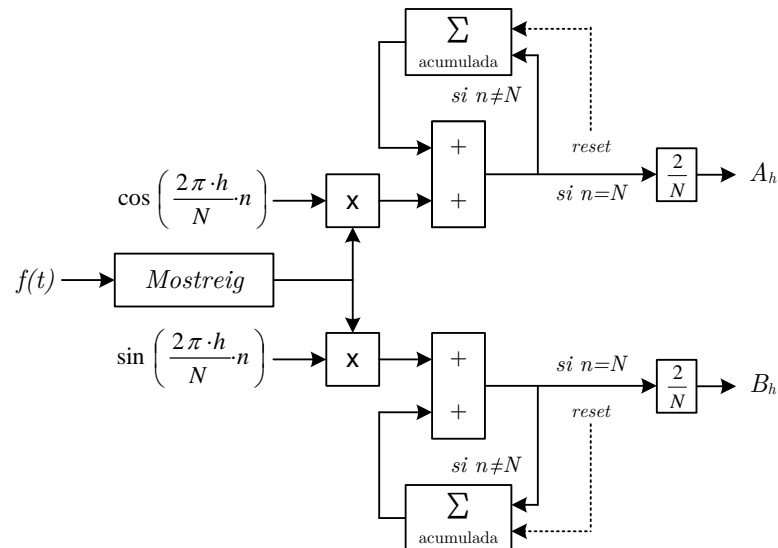


Figura 4.12: Esquema conceptual de la DFT en finestra fixa.

Càlcul de la impedància

Finalment, pel càlcul de la impedància a 400 Hz.

$$|Z_{400 \text{ Hz}}| = \frac{|V_{400 \text{ Hz}}|}{|I_{400 \text{ Hz}}|} \quad (4.8)$$

$$\phi(Z_{400 \text{ Hz}}) = \phi(V_{400 \text{ Hz}}) - \phi(I_{400 \text{ Hz}}) \quad (4.9)$$

$$R = |Z_{400 \text{ Hz}}| \cdot \cos[\phi(Z_{400 \text{ Hz}})] \quad (4.10)$$

$$X_{400 \text{ Hz}} = |Z_{400 \text{ Hz}}| \cdot \sin[\phi(Z_{400 \text{ Hz}})] \quad (4.11)$$

³El conjunt de mostres només s'actualitza cada N cicles de càlcul (20 ms).

4.2.3 Detecció d'illa

Per determinar la detecció de l'estat d'illa, s'implementa un algorisme capaç de detectar un canvi en el mòdul de la impedància.

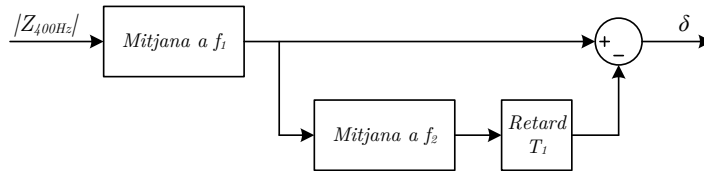


Figura 4.13: Detecció d'un canvi d'impedància a 400 Hz.

Per entendre'n el funcionament, es pot observar la Figura 4.14, on es representa la creació d'un senyal de detecció δ , sota una entrada que canvia bruscament de 2 a 7, utilitzant les mitjanes a $f_1 = 50$ Hz i $f_2 = 5$ Hz.

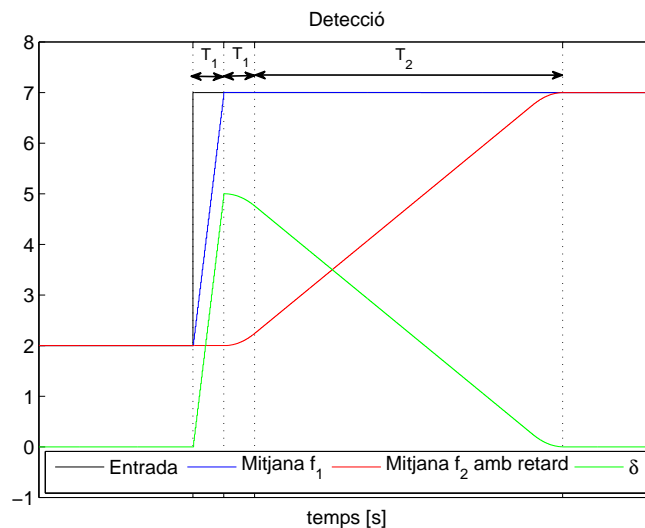


Figura 4.14: Creació d'un senyal de detecció sota un canvi d'una variable.

L'ajust de la freqüència de les dues mitjanes permet ajustar el comportament de la detecció.

- La freqüència f_1 determina la velocitat de resposta de δ .
- La freqüència f_2 condiciona la durada de l'impuls δ .
- El retard, igual al període T_1 associat a la freqüència f_1 permet que l'amplitud màxima de δ sigui exactament igual al canvi de magnitud del senyal d'entrada.

Cal ajustar f_1 a 50 Hz. La impedància calculada per la DFT amb finestra fixa, sempre serà un senyal esglaonat que pren valors constants cada 20 ms. Per tant no té sentit esperar una resposta més ràpida dels 50 Hz.

No obstant, com s'aprecia en la Figura 4.15, s'inclou en l'algorisme de detecció un temps d'espera de 40 ms per evitar falses deteccions. D'aquesta manera, un valor anòmal calculat per la DFT, té la oportunitat de ser corregit en el següent període de càlcul.

Finalment s'ajusta f_2 a 5 Hz per donar una durada raonable al pols δ de 200 ms.

Tot i que no està clar quin ha de ser el llindar per determinar un canvi d'impedància suficient que validi la desconexió de xarxa, s'ha decidit situar aquest als $0,5 \Omega$.

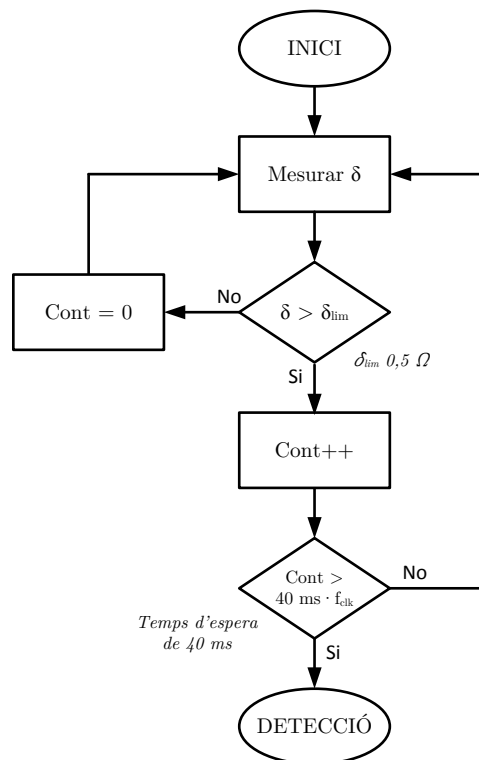


Figura 4.15: Algorisme de detecció mitjançant el pols δ .

On:

δ_{lim} és el canvi d'impedància mínim per considerar desconexió de xarxa.
 f_{clk} és la freqüència de comput de l'algorisme.

4.2.4 Reflexions sobre la possible implementació HI d'alta freqüència

Per avaluar el funcionament i la correcta mesura de la impedància del mètode, cal conèixer els valors reals de la impedància del PCC a 400 Hz, sota els diferents estats de connexió amb la xarxa.

Considerant una càrrega local ressonant de la potència nominal de l'equip (30 kW per fase) i una xarxa considerablement forta, es parteix de:

$$R_X = 0,005 \Omega \quad (4.12)$$

$$L_X = 0,03 \text{ mH} \quad (4.13)$$

$$R_{CL} = 1,763 \Omega \quad (4.14)$$

$$q = 2 \quad (4.15)$$

$$\omega = 400 \cdot 2\pi \text{ rad/s} \quad (4.16)$$

De les Equacions 3.9 i 3.10 s'obté la impedància a 400 Hz:

$$\left\{ Z_{PCC}^{\vec{}} \right\}_{xarxa} \approx 0,005 + j \cdot 2\pi \cdot 400 \cdot 0,03 \cdot 10^{-3} = 0,005 + j \cdot 0,0754 \Omega \quad (4.17)$$

$$\left\{ Z_{PCC}^{\vec{}} \right\}_{illa} = 1,763 \cdot \frac{1 - j \cdot 2 \cdot \left(\frac{400}{50} - \frac{50}{400} \right)}{1 + 2^2 \cdot \left(\frac{400}{50} - \frac{50}{400} \right)^2} = 0,0071 - j \cdot 0,1115 \Omega \quad (4.18)$$

Amb una amplitud de la pertorbació a 400 Hz de 40 V, provocant un THD en el corrent inferior al 2 %, es pot apreciar en la Figura 4.16 com els valors simulats s'assimilen molt als teòrics calculats.

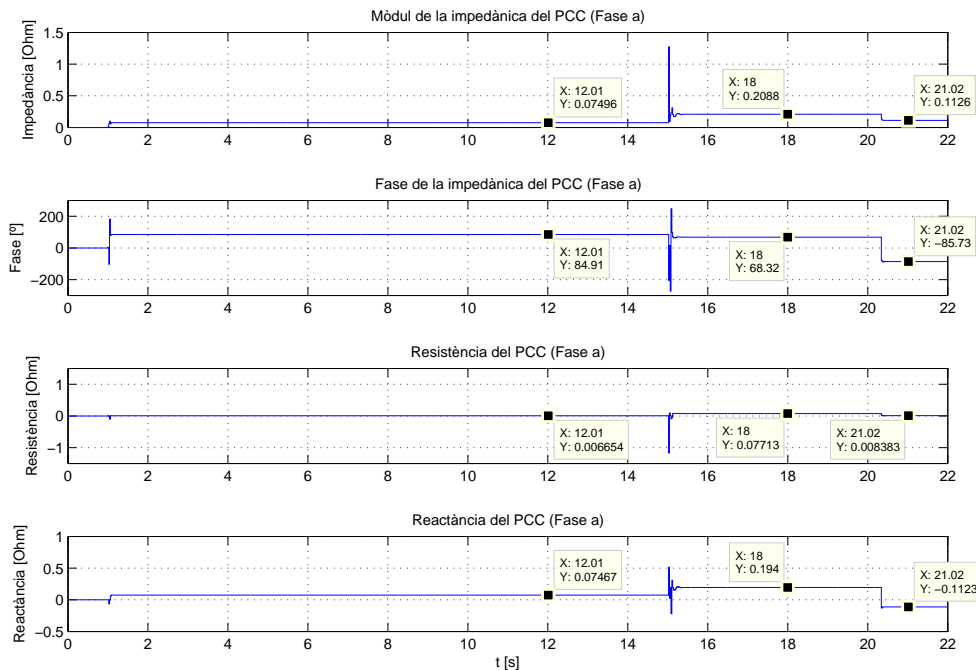


Figura 4.16: Impedància mesurada en simulació del PCC a 400 Hz.

Comparant els valors teòrics amb la resposta de la simulació de la Figura 4.16:

- En l'instant $t = 12$ s, l'equip està connectat a xarxa sense la càrrega ressonant. La resistència i la reactància del PCC ($0,0066 + j \cdot 0,0747$) són molt semblants a les teòriques.
- En l'instant $t = 21$ s, l'equip ja està en illa amb només la càrrega ressonant. I la resistència i la reactància del PCC ($0,0084 - j \cdot 0,1123$) segueixen essent molt semblants a les teòriques.
- En l'instant $t = 18$ s, l'equip està connectat a xarxa amb la càrrega ressonant. Tot i que el valor obtingut és correcte, destaca que a 400 Hz el mòdul de la impedància en xarxa amb la càrrega ressonant és superior al d'illa i no és vàlida, per tant, l'aproximació utilitzada en l'Equació 3.9.

La injecció d'harmònics d'alta freqüència sembla doncs que podria ser un bon candidat per afrontar l'objectiu del projecte. Compta com a un dels seus punts forts, amb la baixa distorsió harmònica, però a les freqüències allunyades dels 50 Hz comporten un seguit de complicacions que han fet desestimar-la.

- Com s'observa en la Figura 3.22 del Punt 3.4.2, a altes freqüències es dona el cas que la impedància en xarxa arriba a ser superior a la impedància en illa. Aquest fet desvirtua una detecció d'illa que espera un augment de la impedància en l'instant de la desconexió de la xarxa.
- A mesura que augmenta la freqüència, la impedància en illa amb càrrega ressonant es fa més petita, com demostra la Figura 1.5 del Punt 1.1.2, dificultant-ne la detecció.
- L'ample de banda que permet la detecció està limitat a altes freqüències i redueix encara més el límit superior quan el factor de qualitat de la càrrega augmenta, com demostra la Figura 3.24 del Punt 3.4.4.
- Finalment però, el handicap més important és la sensibilitat al canvi de càrrega. A altes freqüències, la connexió de la càrrega ressonant i la reduïda impedància del condensador provoca alts pics de corrent, que la inductància del transformador converteix en sobretensions. Tot plegat, desestabilitza la mesura d'impedància (Figura 4.16) donant com a resultat una falsa detecció d'illa.

4.3 Implementació d'injecció d'harmònics per pertorbació de la fase de tensió

Aquest mètode és una adaptació del mètode basat en la pertorbació de la fase de la PLL⁴ [4], [14]. També pretén injectar un corrent en el PCC amb una component harmònica concreta. I té la finalitat de detectar un canvi de la tensió del PCC, que indiqui el canvi d'impedància provocat per la desconexió de la xarxa. Però es diferencia de la injecció d'harmònics pròpiament dita, per la forma com genera la pertorbació, en la consigna de fase de la tensió.

⁴Phase Locked Loop

4.3.1 Generació de la pertorbació per pertorbació de la fase

Partint de les característiques de l'inversor controlat per tensió (VC-VSI) i aprofitant la necessitat de sintetitzar una consigna de tensió U_C formada per amplitud i fase en el *droop*, s'aplica aquí la pertorbació de fase explicada en el Punt 1.3.3 com a mètode basat en la PLL.

A diferència però, la pertorbació s'injecta en base cosinus, ja que l'equip genera la consigna sinusoidal en tensió U_C amb la funció cosinus.

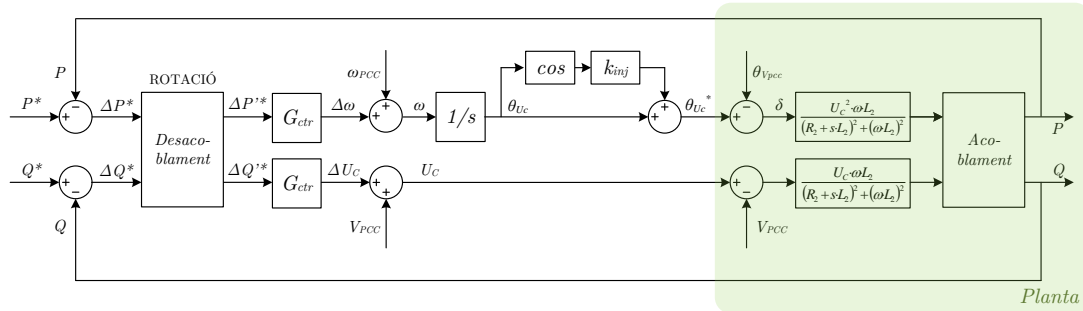


Figura 4.17: Injecció d'harmònics per pertorbació de la fase en el laç de control de potència.

D'aquesta manera, la tensió de sortida del convertidor U_C :

$$u_C = \hat{U}_C \cdot \cos \theta_{U_C} = \hat{U}_C \cdot \cos (\theta_{U_C} + k_{inj} \cdot \cos \theta_{U_C}) \quad (4.19)$$

Tenint en compte que: $\cos(a + b) = \cos a \cdot \cos b - \sin a \cdot \sin b$

$$u_C = \hat{U}_C \cdot [\cos \theta_{U_C} \cdot \cos (k_{inj} \cdot \cos \theta_{U_C}) - \sin \theta_{U_C} \cdot \sin (k_{inj} \cdot \cos \theta_{U_C})] \quad (4.20)$$

Per valors petits de k_{inj} es pot aproximar:

$$\cos (k_{inj} \cdot \cos \theta_{U_C}) \approx 1 \quad (4.21)$$

$$\sin (k_{inj} \cdot \cos \theta_{U_C}) \approx k_{inj} \cdot \cos \theta_{U_C} \quad (4.22)$$

Aplicant que: $\sin 2a = 2 \cdot \sin a \cdot \cos a$

$$u_C \approx \hat{U}_C \cdot \left[\cos \theta_{U_C} - \frac{k_{inj}}{2} \cdot \sin 2\theta_{U_C} \right] \quad (4.23)$$

Que seria equivalent a injectar una pertorbació de freqüència doble, però amb l'avantatge de poder mantenir l'amplitud inalterada independentment de k_{inj} .

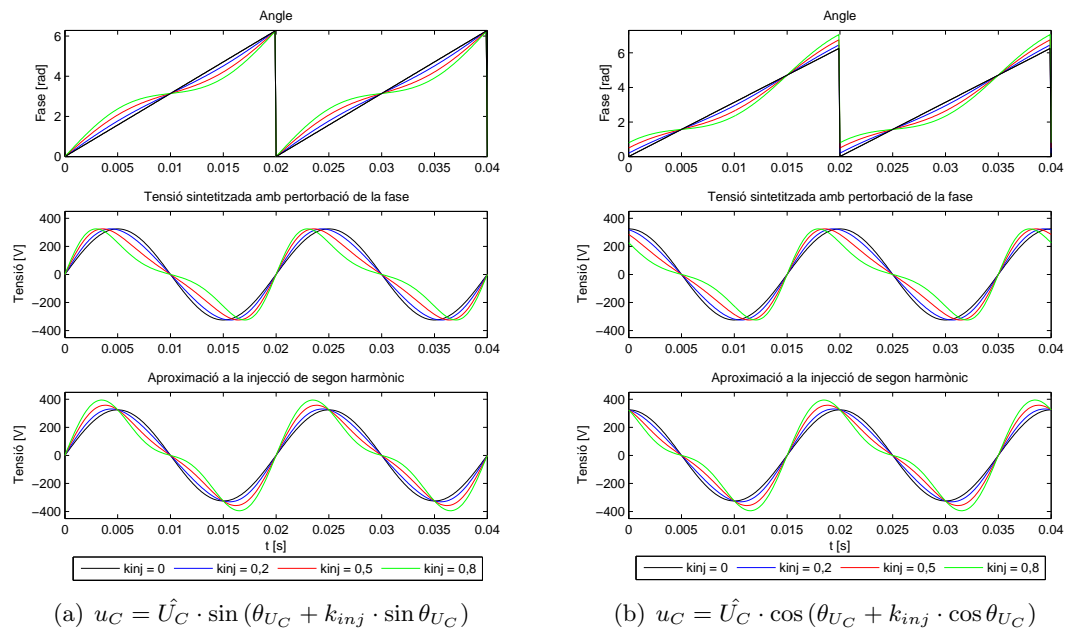


Figura 4.18: Comparativa entre la generació de la pertorbació en fase i la injecció de segon harmònic per a diferents valors de k_{inj} .

En la Figura 4.18 es pot apreciar, tan en base sinus com en base cosinus, com la injecció en fase de la pertorbació manté els passos per zero i el valor de pic de la tensió inalterats, a diferència de la injecció equivalent de segon harmònic ⁵.

4.3.2 Efectes en el punt de connexió (PCC)

Com a mètode d'estimació d'impedància, s'espera la detecció d'un canvi d'aquesta en el PCC. No obstant, podria ser suficient detectar el canvi provocat en la pròpia tensió del PCC.

Observant la pertorbació des d'un punt de vista trifàsic, es pot comprovar com el segon harmònic injectat és naturalment de seqüència inversa.

Per tant, com es veu en la Figura 4.19 i es representa en la Figura 4.20, la component de 100 Hz d'un sistema trifàsic equilibrat, apareix com a tercer harmònic en referència síncrona.

Així, usant la transformada de *Park* present en la PLL⁶, és d'esperar que l'efecte de la pertorbació pugui ser detectat com a un tercer harmònic en V_q o V_d .

⁵Aquest gràfic s'ha fet amb valors de k_{inj} notablement superiors als necessaris per tal de fer visibles a simple vista els efectes de la pertorbació.

⁶Algorisme que permet determinar l'angle de fase de la tensió del PCC.

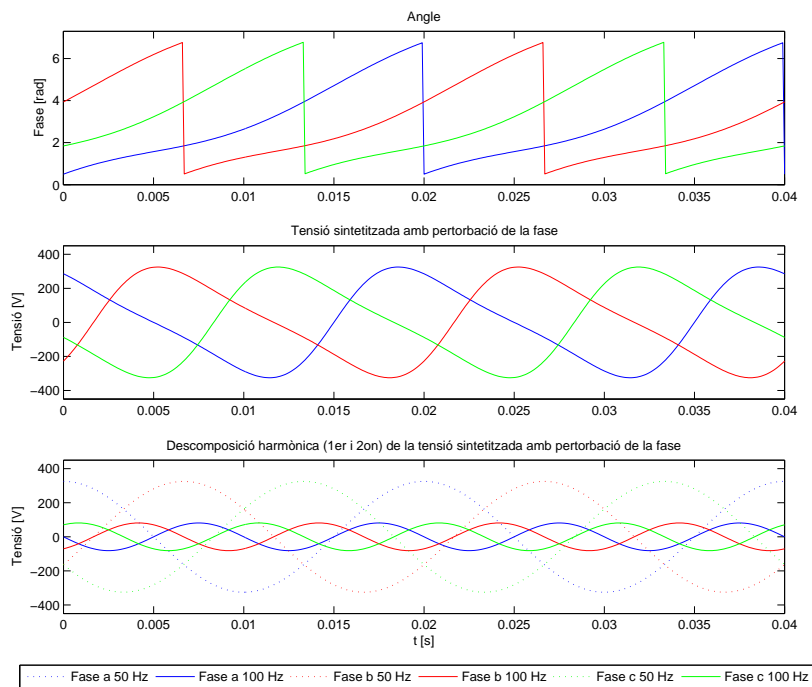


Figura 4.19: Representació de la seqüència de fases del segon harmònic.

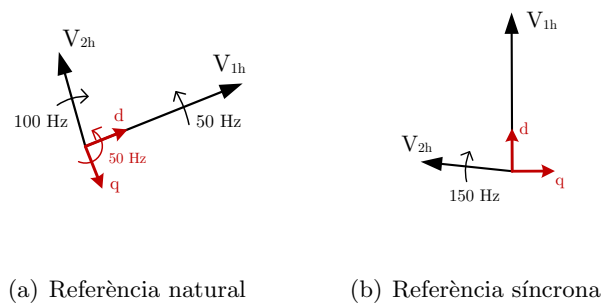


Figura 4.20: Representació del vector espacial resultant de la component fonamental i de segon harmònic en referència natural i referència síncrona.

4.3.3 Detecció d'illa

Detecció per tensió de quadratura

Vistos els efectes en la tensió del PCC del Punt 4.3.2, una opció per determinar l'estat d'illa és la detecció d'un canvi en el mòdul del tercer harmònic de la tensió V_q del PCC (Figura 4.21). És millor l'ús de la tensió de quadratura enlloc de la directa, ja que la PLL sincronitza la referència síncrona fent que el valor fonamental de la tensió $V_q = 0$ ⁷.

⁷Pràctica habitual en el control d'inversors treballant com a generadors.

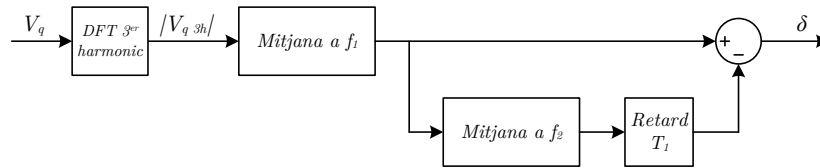


Figura 4.21: Detecció d'un canvi en la tensió del tercer harmònic del PCC.

A partir d'aquí, cal tractar al senyal δ amb el mateix algorisme de la Figura 4.15.

La dificultat en aquest punt és determinar el valor llindar de δ a partir del qual es pot considerar la detecció d'illa. És difícil ser objectiu en aquest punt, ja que δ és un graó de tensió a 100 Hz del PCC (mesurada a 150 Hz en V_q) i és sensible a fenòmens poc controlables com el tipus de xarxa i la càrrega local.

Detecció per impedància

Amb la detecció per impedància es pot ser més objectiu a l'hora de decidir els límits de δ ja que en aquest cas es tracta d'una variació d'impedància pròpiament dita.

A més a més, tenint en compte que el destinatari del mètode és un inversor de quatre branques que pot treballar com a tres inversors monofàsics en paral·lel, és convenient mesurar la impedància de cada una de les fases per separat.

Per tant, primer de tot cal conèixer la impedància del PCC a 100 Hz. De la mateixa manera que en el Punt 4.2.2 però canviant la freqüència de la DFT a 100 Hz, i el filtre d'entrada, per un passa banda a 100 Hz també (4.22).

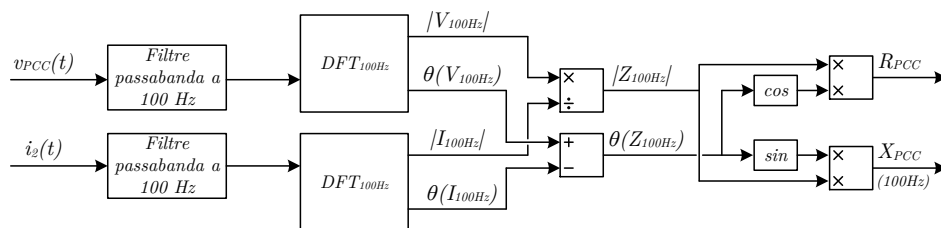


Figura 4.22: Mesura de la impedància del PCC a 100 Hz.

El filtre passa banda es discretitza mitjançant el mètode *tustin* amb *prewarping*, explicat en l'Annex F.1 i s'implementa com equació de diferències en el DSP, també explicada en l'Annex G.

Amb $k = 0,1$ i ressonant a la freqüència de 100 Hz, s'aprecia el seu comportament en la Figura 4.23

A partir d'aquí, es poden usar els mateixos algorismes de detecció del Punt 4.2.3 però a partir de la impedància del PCC a 100 Hz, com mostra la Figura 4.24.

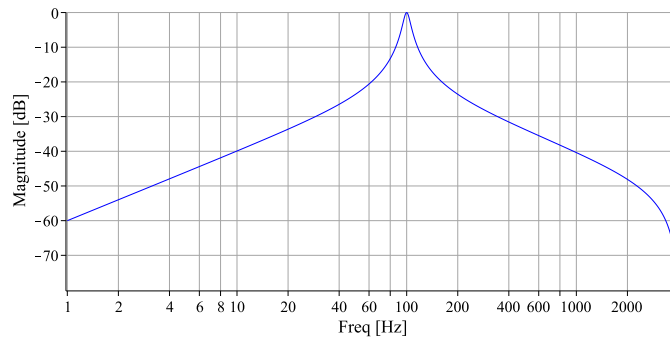


Figura 4.23: Bode de magnitud del filtre passabanda per a la mesura d'impedància.

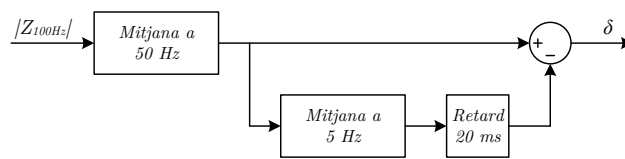


Figura 4.24: Detecció d'un canvi d'impedància a 100 Hz mitjançant mitjanes.

No obstant, l'ús de mitjanes (Figura 4.24) requereix emmagatzemar contínuament moltes mostres en la memòria del DSP. Per minimitzar aquest impacte es poden substituir per filtres passa-baixos, ajustats per tal d'obtenir una resposta semblant (Figura 4.25).

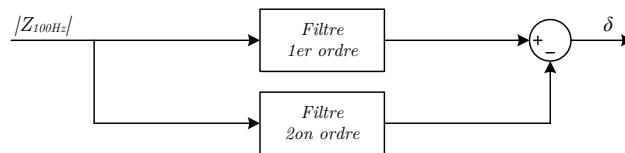


Figura 4.25: Detecció d'un canvi d'impedància a 100 Hz mitjançant filtres.

Es substitueix la mitjana més ràpida per un filtre passa-baixos de primer ordre i la mitjana més lenta amb el retard per un filtre passa-baixos de segon ordre:

$$G_{f1}(s) = \frac{1}{\frac{s}{\omega_n} + 1} = \frac{1}{\frac{s}{150} + 1} \quad (4.24)$$

$$G_{f2}(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n \cdot s + \omega_n^2} = \frac{11,25^2}{s^2 + 2 \cdot \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot 11,25 \cdot s + 11,25^2} \quad (4.25)$$

Discretitzats ambdós per *backward euler* com es pot veure en els Annexes F.2 i F.3. I implementats en equació de diferències al DSP segons l'Annex G.

D'aquesta manera, com es pot observar en la Figura 4.26, s'obté un comportament acceptablement semblant, tan sota canvis reals, com davant el risc de falses deteccions.

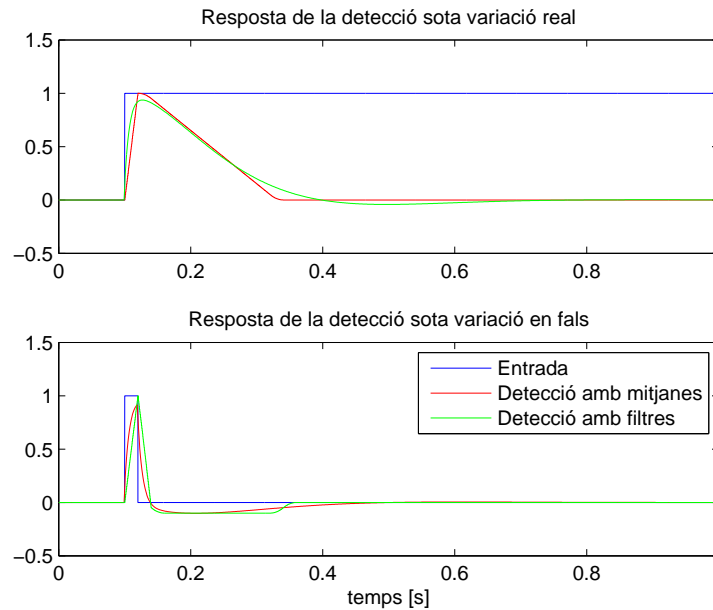


Figura 4.26: Generació del senyal de detecció δ segons l'ús de mitjanes o filtres.

Finalment, l'algorisme que pren la decisió, després d'un temps d'espera de 40 ms per assegurar la veracitat de l'estat d'illa, és idèntic al del Punt 4.2.3 del mètode d'injecció simple d'harmònics representat amb la Figura 4.15.

4.3.4 Reflexions sobre la injecció d'harmònics per pertorbació de la fase

Una primera forma d'avaluar el funcionament i la correcta mesura de la impedància del mètode a 100 Hz, és comparar les magnituds mesurades en la simulació amb els seus valors calculats analíticament. Partint de les Equacions 3.9 i 3.10, plantejades en el Punt 3.3, s'obtenen els valors analítics d'impedància en funció de l'estat de connexió de la xarxa i la càrrega local.

Prenent com a escenari base la injecció de potència a plena càrrega (30 kW/fase) sense reactiva i amb la mateixa càrrega ressonant del Punt 4.2.4, de 30 kW/fase amb factor qualitat 2. Amb un model de de xarxa considerablement forta: $R_X = 0,005 \Omega$ i $L_X = 0,03$ mH. S'injecta la pertorbació amb un valor de $k_{inj} = 0,004$ (0,65 V d'amplitud en segon harmònic de U_C), provocant un THD en el corrent inferior al 2 %.

Es pot apreciar en la Taula 4.1 com els valors mesurats en la simulació, s'assimilen molt als teòrics calculats.

Mesurant la impedància en illa l'error relatiu està per sota del 2%. I l'error només empitjora a l'hora de mesurar valors de l'ordre de m Ω , essent l'error absolut prou petit per no afectar negativament a la detecció d'illa, l'objecte d'aquest projecte.

Finalment, sota aquest canvi d'impedància, la Figura 4.27 mostra la generació dels senyals de detecció δ de les tres fases i el temps de detecció.

Connexió	Valor	Analític	Mesurat ⁸	Error relatiu
Xarxa sense càrrega ressonant	Mòdul impedància $ Z $	0,01950 Ω	0,01976 Ω	1,33%
	Fase impedància Φ	75,144 $^\circ$	72,25 $^\circ$	3,85%
	Resistència R	0,005 Ω	0,00603 Ω	20,60%
	Reactància X	0,01885 Ω	0,01882 Ω	0,16%
Xarxa amb càrrega ressonant	Mòdul impedància $ Z $	0,02008 Ω	0,02037 Ω	1,44%
	Fase impedància Φ	74,011 $^\circ$	71,10 $^\circ$	3,93%
	Resistència R	0,00553 Ω	0,00660 Ω	19,35%
	Reactància X	0,01931 Ω	0,01927 Ω	0,21%
Càrrega ressonant en illa	Mòdul impedància $ Z $	0,55761 Ω	0,54870 Ω	1,60%
	Fase impedància Φ	-71,565 $^\circ$	-71,30 $^\circ$	0,37%
	Resistència R	0,1763 Ω	0,1752 Ω	0,62%
	Reactància X	-0,5290 Ω	-0,5202 Ω	1,66%

Taula 4.1: Error en la mesura de la impedància mitjançant l'algorisme de detecció.

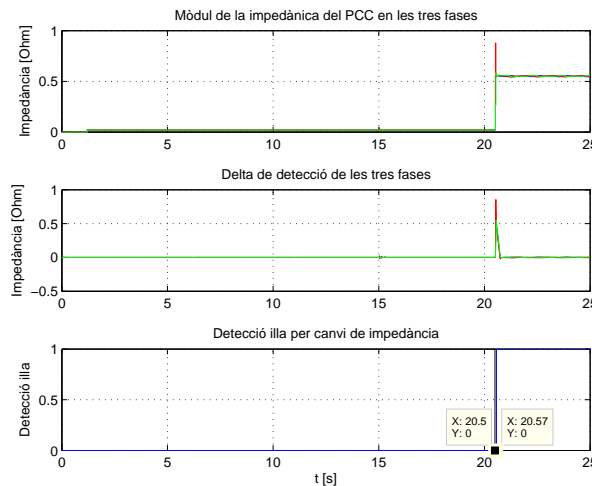


Figura 4.27: Resultats en la detecció d'injecció d'harmònics per pertorbació de la fase amb càrrega local ressonant de 30 kW per fase i factor de qualitat 2.

Definitivament aquest mètode serà la base de la solució final. Essent capaç de mantenir baixos els nivells de distorsió harmònica i alta la fiabilitat en la mesura d'impedància, resol la sensibilitat a canvis de càrrega i aconsegueix una ràpida detecció: 70 ms⁹ (Figura 4.27).

Cal dir que l'efecte de k_{inj} té molt poc impacte en el temps de detecció. Injectar més distorsió harmònica tan sols ajuda a fer més estable la mesura d'impedància i més fiable la detecció. A nivells de simulació es podria reduir més la distorsió, però seran les proves experimentals les que determinaran el corrent mínim per fer efectiva i fiable la detecció.

⁸Mesurat per l'algorisme en simulació.

⁹Valor per sota l'objectiu dels 200 ms.

Capítol 5

Simulacions

En aquest capítol, l'autor vol mostrar els resultats i els efectes del mètode d'anti-islanding, mitjançant el software de simulació MATLAB. Cal ser prudent però, amb els resultats de les simulacions, ja que són tan fiables com semblant sigui el model a la realitat. I això, sovint és complex alhora que tediós pel gran esforç de càlcul necessari.

5.1 Model de la planta

Per comprovar la resposta de la planta s'utilitza de base un model heretat de l'equip descrit en el Punt 3.2 i es modifica afegint-hi el mètode de detecció d'illa a implementar.

Les característiques del model l'intenten fer tan fidedigne de la realitat com el maquinari informàtic permet. Cal tenir en compte que el temps de simulació és molt sensible a la complexitat del model i per tant, al nivell de realisme del mateix.

Així doncs, del model se'n pot destacar:

- Model d'inversor promitjat. Està modelat per una font de tensió variable.
- Model de xarxa simplificat. La xarxa s'emula a partir d'un model *Thevenin* amb una font de tensió ideal i una impedància *RL* en sèrie.
- Model de control basat en blocs *s-function*. Són blocs programables en C com el mateix microcontrolador. D'aquesta manera, el codi de les *s-function* és directament exportable al control de la planta.
- Implementació de la detecció d'illa amb *s-functions*. Mantenint el criteri del control, tot allò que cal programar en el microcontrolador es simula mitjançant *s-functions*.

Finalment, la Figura 5.1 dóna una idea conceptual del conjunt d'elements modelitzats en el VC-VSI¹.

¹Voltage Controlled Voltage Source Inverter

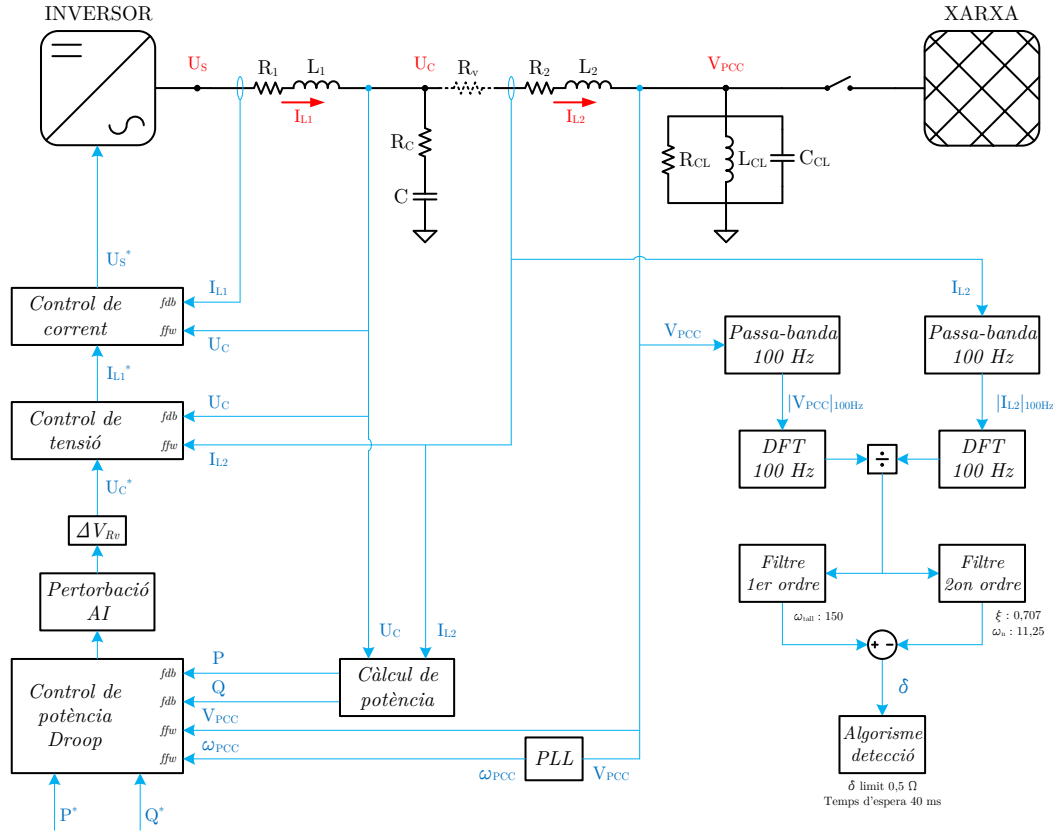


Figura 5.1: Diagrama conjunt de l'inversor, control i anti-islanding.

5.2 Resultats de les simulacions

5.2.1 Pertorbació injectada

En tots els escenaris simulats, es parteix de la mateixa pertorbació afegida en fase a la consigna de la tensió U_C . Aquesta, tal i com es demostra en el Punt 4.3.1, equival a la injecció d'un segon harmònic.

$$u_C^* = \hat{U}_C^* \cdot \cos(\theta_{U_C} + k_{inj} \cdot \cos \theta_{U_C}) \quad (5.1)$$

$$u_C^* \approx \hat{U}_C^* \cdot \left[\cos \theta_{U_C} - \frac{k_{inj}}{2} \cdot \sin 2\theta_{U_C} \right] \quad (5.2)$$

Amb un factor $k_{inj} = 0,004$, la pertorbació equivaldrà a superposar una component de 100 Hz amb 0,65 V d'amplitud en U_C prèvia caiguda de tensió en la resistència virtual R_v . La conseqüència sobre la planta en connexió amb la xarxa serà un corrent a 100 Hz de 2,58 A² d'amplitud que implicarà un THD de corrent a plena càrrega del 1,44%.

²Corrent mesurat mitjançant la simulació.

5.2.2 Cronologia de la simulació

Per poder interpretar correctament els resultats simulats, és necessari conèixer ordenadament la seqüència temporal de successos.

- $t = 1$ s. Activació del inversor en buit.
- $t = 6$ s. Activació de les consignes de potència.
- $t = 15$ s. Connexió de la càrrega local.
- $t = 20,5$ s. Desconnexió de la xarxa.

5.2.3 Escenari base

En aquest escenari es simula la detecció d'illa fent treballar l'inversor a plena càrrega, 30 kW per fase, sense aportació de reactiva i amb una càrrega local ressonant de 30 kW per fase i factor de qualitat 2. La càrrega absorbeix en tot moment la totalitat de la potència entregada per l'inversor.

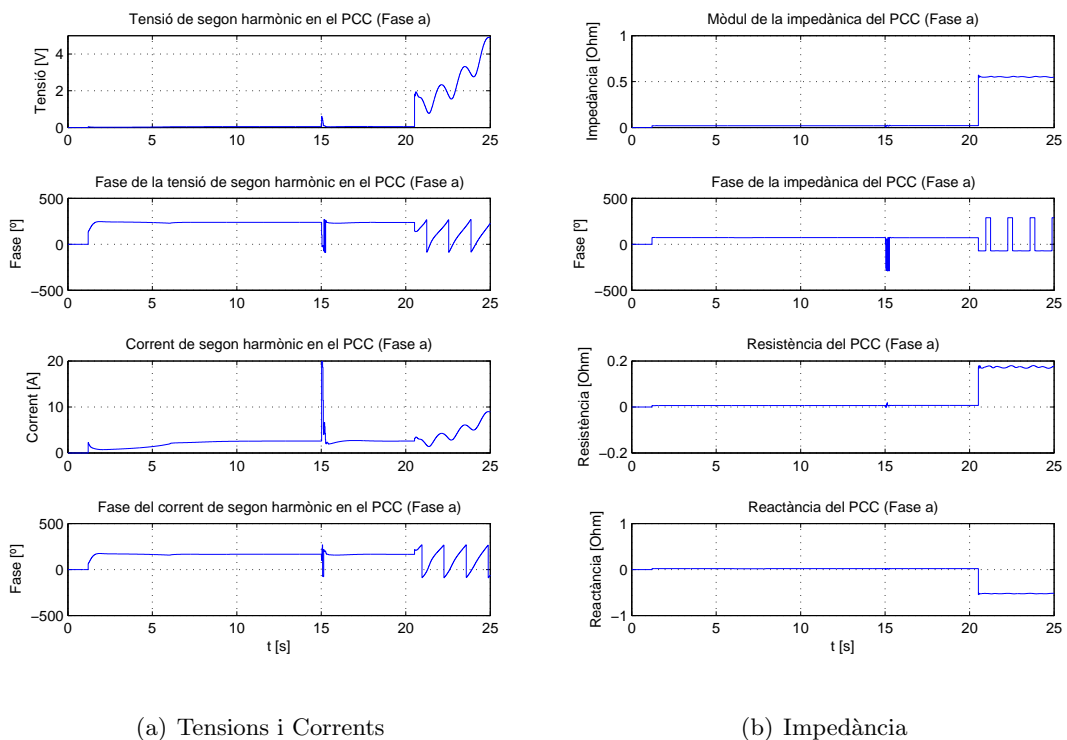


Figura 5.2: Resposta de les variables elèctriques a 100 Hz de l'escenari base.

De la resposta de les variables elèctriques de la Figura 5.2, crida l'atenció la inestabilitat de tensió i corrent després de la desconnexió de la xarxa. Aquest fet provoca salts de 360° en la fase de la impedància, degut als canvis de signe de les fases de tensió i corrent.

Aquesta situació no es repeteix per a qualsevol tipus de càrrega ressonant i fa pensar que tot i l'ús de *feedforward* en els laços de tensió i corrent, el control no és immune a la planta aigües avall de U_C . Amb el diagrama de blocs de la Figura 5.3 davant, es pot entendre que si el laç de corrent intern no és ideal, la cancel·lació del *feedforward* del laç de tensió amb la pertorbació de planta del condensador I_{L2} , no serà total. Com a conseqüència, el control es fa sensible a la desconexió de la xarxa.

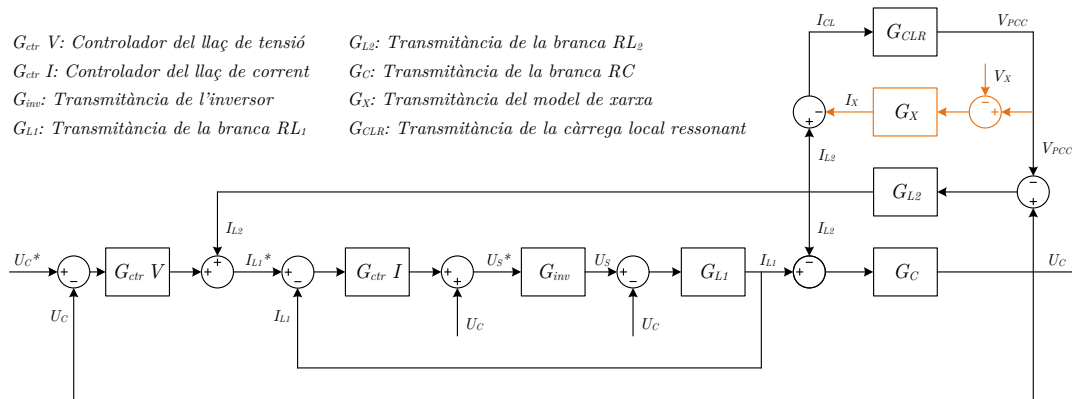


Figura 5.3: Diagrama de blocs laços interns amb la xarxa i la càrrega aigües avall. En taronja, la part que desapareix del model, quan la xarxa cau.

No obstant, no cal preocupar-s'hi en excés. Aquesta situació només hauria de durar el temps que trigi l'*anti-islanding* a detectar.

Pel què fa a la detecció, la Figura 5.4(a) mostra la celeritat del mètode amb un temps de 70 ms, contrastant amb la inoperància del mètode passiu de la Figura 5.4(b), que no reacciona després de 4,5 s d'espera simulats.

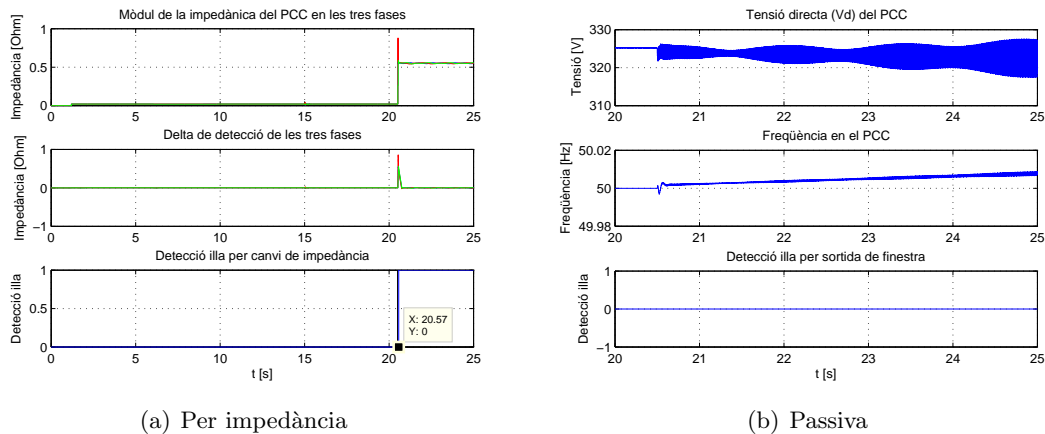


Figura 5.4: Efectivitat de la detecció d'illa en l'escenari base.

Per complementar la informació, en l'Annex I s'hi poden trobar els resultat de la simulació d'altres escenaris.

Capítol 6

Implementació experimental

En aquest capítol, l'autor intenta mostrar al lector les conseqüències del contacte amb la realitat. El repte de transformar una solució teòrica en una solució física, ha de passar per un seguit de canvis i adaptacions que facin front als obstacles trobats durant la fase experimental. Finalment els resultats seran la imatge de la viabilitat tecnològica d'aquest projecte.

6.1 Adaptacions del mètode a la realitat

6.1.1 Problemàtiques detectades en la planta real

Adquisició

Un dels primers handicaps que ha calgut afrontar rau en la precisió de la mesura. La mesura de la impedància s'obté a partir del contingut a 100 Hz de les lectures de tensió i corrent del PCC. Per tal de contenir la distorsió harmònica provocada, els valors de tensió i corrent són petits, i sovint massa petits comparats amb la precisió de les sondes.

El rang de la sonda de tensió és de ± 430 V i el de la sonda de corrent de ± 380 A. Tenint en compte que la conversió analògica digital és de 12 bits, la precisió màxima de la lectura de tensió és de 0,21 V i la de corrent de 0,185 A.

Aquí, cal afegir un inherent problema de soroll, que complica encara més la precisió de la lectura.

Xarxa presumiblement feble

La xarxa en el punt de connexió no és tan forta com caldria esperar i fa que la forma d'ona de la tensió, disti sensiblement d'una sinusoide ideal. De fet, s'ha pogut observar la presència de prop de 0,5 V d'amplitud a 100 Hz en tensió al PCC.

Això fa que sense injectar cap pertorbació, mantenint nul·la la tensió a 100 Hz del condensador U_C , aparegui un corrent no controlat de segon harmònic d'uns 2 A d'amplitud.

Memòria i temps de comput disponible en el DSP

Davant la implementació del codi de detecció d'illa en el DSP, apareix un nou obstacle. Cal afegir el codi d'*anti-islanding* a un codi existent que ocupa més de 75% del temps del cicle de càlcul. Això obligarà a simplificar al màxim els càlculs necessaris per a la detecció d'illa.

La implicació més directa és la reducció del número de mostres per període que es disposaran per tal de calcular la DFT. A la freqüència de l'inversor (8 kHz) es podrien calcular les DFTs amb 160 mostres per cada període de 20 ms. Malauradament no hi ha temps de comput suficient i cal conformar-se amb 20 mostres per cada període de 20 ms.

Freqüència real de la interrupció principal

Finalment, apareix un nou problema inicialment menor, però que afecta a la fiabilitat de les DFTs. La freqüència de commutació del convertidor i també la de mostreig i càlcul està definida teòricament als 8 kHz. Per fer síncrona la interrupció principal, es configura el temps de cicle d'aquesta com a un múltiple del període del rellotge intern del DSP. Però les necessitats internes de l'inversor fan que aquest factor multiplicador no pugui ser exactament el que toca, desviant així el període de la interrupció dels 125 μ s als 125,04 μ s i la freqüència de commutació dels 8000 Hz als 7997,44 Hz.

Aquest fet distorsionarà els càlculs de la DFT en finestra fixa, ja que no existeix un múltiple enter del període de la interrupció que coincideixi amb els 20 ms necessaris per a la finestra del càlcul de la DFT.

Efecte de les problemàtiques detectades amb la planta real

Com a conseqüència d'aquest conjunt de problemàtiques apareix molta inestabilitat en la mesura de la impedància, provocant un gran nombre de falses deteccions.

Sota aquestes condicions es podrien plantejar alguns camps d'acció que penalitzen però, les qualitats del mètode:

- Filtrar les mesures.
 - No resol el problema, només en redueix l'efecte.
 - Augmenta el temps de detecció.
- Augmentar la pertorbació.
 - Augmenta la distorsió harmònica.
 - Falta control del corrent I_{L2} .
- Disminuir el rigor de detecció.
 - No convé augmentar el llindar de detecció per sobre del 0,5 Ω ja que podria impedir la detecció a plena càrrega.

- Augmentar el temps de seguretat que garanteix la detecció.

Encara hi ha marge per sobre dels 40 ms però segueix sense resoldre l'origen del problema.

6.1.2 Accions i modificacions

Intentant no reduir les especificacions de la detecció d'illa, s'apliquen accions i millores per tal de minimitzar l'origen de les inestabilitats en la mesura.

Gestió de l'adquisició i el càlcul en el DSP

Davant la situació d'usar tan sols 20 mostres per període en el càlcul les DFTs, se'ls vol donar la màxima precisió possible. Es manté l'adquisició i els filtres passabanda a 8 kHz però re-sintonitzats a la freqüència real (7997,44 Hz).

Es fan les DFTs a 1 kHz real, múltiple ara sí dels 50 Hz necessaris per a la finestra fixa de les DFTs.

Modificacions en la detecció

En primer lloc, com s'explica en el Punt 3.4.3, la debilitat de la xarxa fa que la seva impedància sigui més significativa i per tant, disminueixi el graó d'impedància que experimenta la planta sota el canvi de xarxa a illa. Per tal de ser capaços de detectar la desconexió de xarxa amb una càrrega ressonant de la potència nominal del inversor, cal reduir el llindar de detecció dels 0,5 Ω als 0,4 Ω .

Altrament, per minimitzar falses deteccions i allargar el temps d'espera que doni garantia de detecció, cal modificar la forma del pols δ de detecció, allargant-li la existència i donant-li alhora més amplada en la seva zona alta.

Mantenint l'estructura de la Figura 4.25 i els paràmetres del filtre de primer ordre, es redueix la freqüència natural del filtre de segon ordre (Equació 4.25) 4 vegades més lenta.

$$G_{f2}(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n \cdot s + \omega_n^2} = \frac{\left(\frac{11,25}{4}\right)^2}{s^2 + 2 \cdot \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot \frac{11,25}{4} \cdot s + \left(\frac{11,25}{4}\right)^2} \quad (6.1)$$

D'aquesta manera, com es pot observar en la Figura 6.1, s'obté un pols molt més ample sota deteccions verídiques i igual d'estret sota falses deteccions.

A partir d'aquí, usant l'algorisme de detecció de la Figura 6.2, ja es pot allargar el temps d'espera per garantir la detecció als 50 ms.

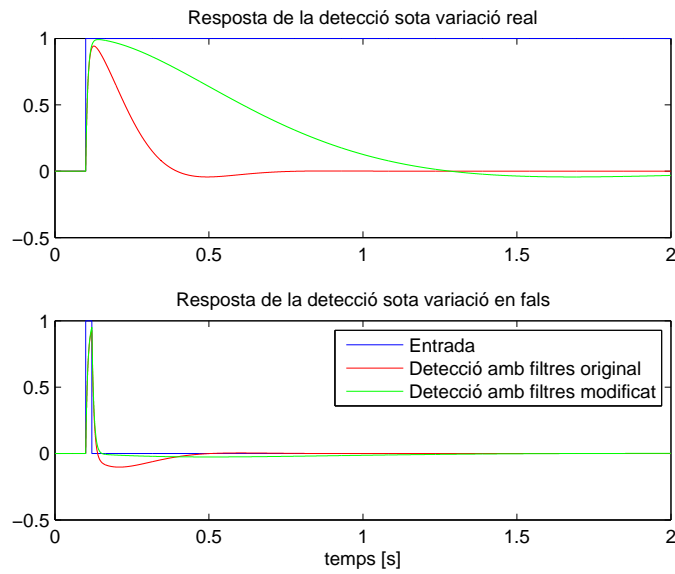


Figura 6.1: Modificació del senyal de detecció δ a fi d'augmentar el temps d'espera.

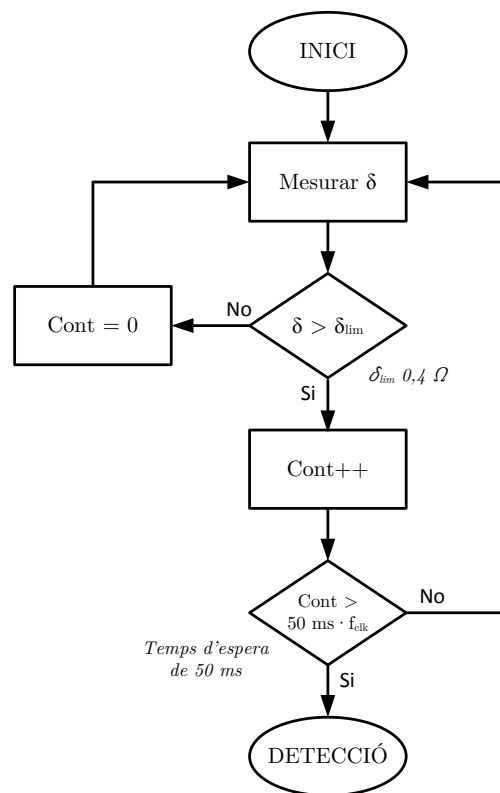


Figura 6.2: Algorisme definitiu de detecció mitjançant el pols δ .

Modificacions dels llaços de control

La presència de contingut de segon harmònic en el corrent I_{L2} sense cap tensió en U_C que el provoqui, culpa de la forma d'ona de la xarxa, fa necessari algun mecanisme de control sobre el corrent. A més, durant l'etapa experimental s'han detectat millores qualitatives injectant la perturbació com a superposició d'una consigna a 100 Hz, enlloc de la perturbació de la fase.

Així doncs, s'ha configurat un llaç que decideix l'amplitud de la perturbació de U_C en funció del corrent a 100 Hz en I_{L2} .

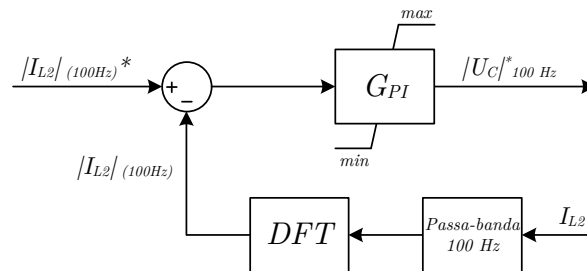


Figura 6.3: Llaç de control del corrent de la perturbació a 100 Hz.

El controlador proporcional integral PI està saturat per sota, per evitar la imposició d'amplituds negatives, ja que tenen el mateix efecte que les positives. I s'ha saturat per sobre, per evitar consignes de tensió a 100 Hz superiors als 3 V d'amplitud, que puguin fer circular corrents a 100 Hz excessives.

El controlador s'ha sintonitzat empíricament, fent-lo prou lent per minimitzar possibles interaccions amb els llaços interns. No es necessita una alta velocitat de resposta, tan sols quelcom que mantingui la distorsió harmònica sota control.

Amb una constant proporcional $k_P = 0,005$ i una constant integral $k_I = 0,2$ s'aconsegueix un temps d'establiment aproximat de l'ordre dels 5 segons.

$$G_{PI}(s) = k_P + \frac{k_I}{s} \quad (6.2)$$

Com que el senyal de sortida de la DFT només pot canviar de valor cada 20 ms, la freqüència de càlcul del PI serà de 50 Hz. S'ha discretitzat el PI mitjançant el mètode *Backward Euler* amb $T_s = 0,02$.

Així doncs, s'imposarà una consigna de 5 A d'amplitud en el corrent I_{L2} a 100 Hz. Aquests 5 A d'amplitud corresponen a 3,53 A RMS, que a plena potència (130 A RMS per fase) provoquen un THD en el corrent del 2,7%. Aquest THD inferior al 3%, s'ajusta en part a les especificacions de les condicions de test de la norma VDE 4105 (Punt C.2.3). Caldrà però, ser més ambiciós a futur, per poder garantir una distorsió inferior al 3% per a qualsevol índex de càrrega superior al 25%.

En conjunt, es poden visualitzar en la Figura 6.4, les modificacions i les freqüències de còmput de les diferents àrees del control.

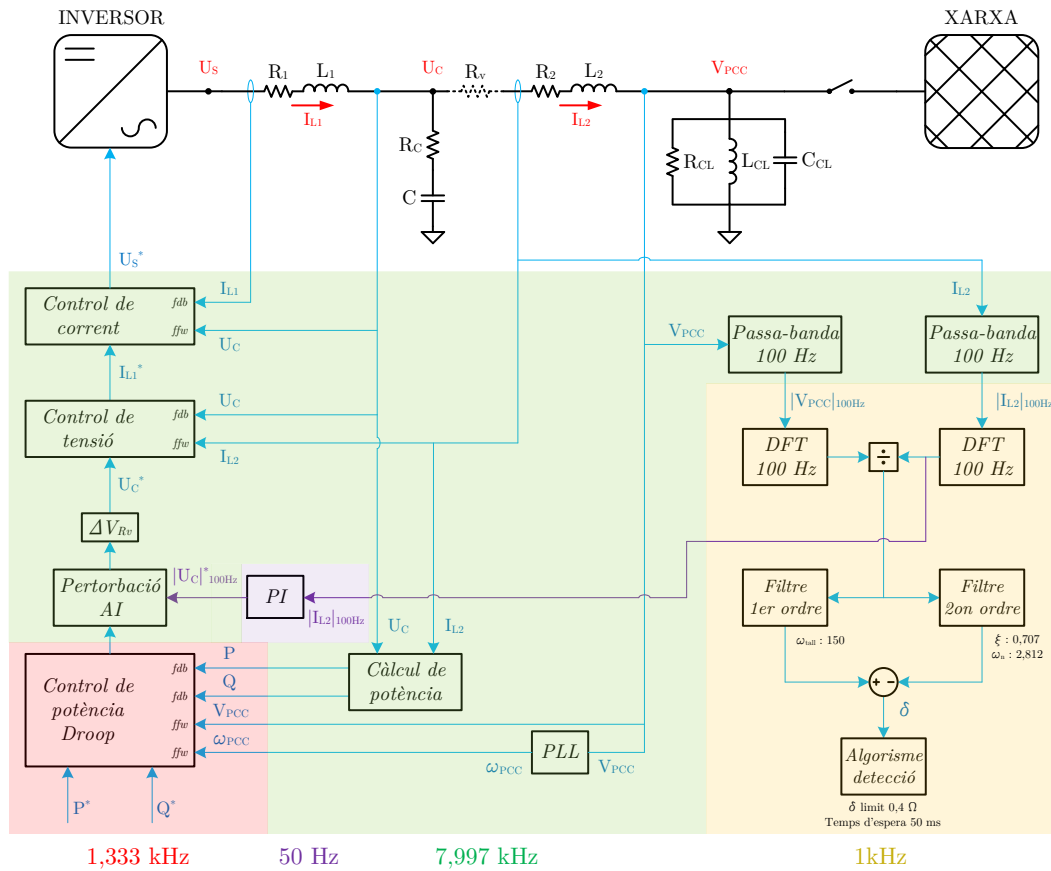


Figura 6.4: Diagrama conjunt de l'inversor, control i *anti-islanding* i les diferents freqüències de comput del control.

6.2 Càrrega ressonant experimental

Pel què fa referència a la càrrega ressonant utilitzada experimentalment, no s'ha pogut disposar dels elements necessaris per fer-la de la potència nominal del convertidor, ni de factor de qualitat prou significat. No obstant l'afinitat de la resposta amb les simulacions (Punts J.2 i J.3), dóna molta fiabilitat a les simulacions com a extrapolació de la realitat.

L'esquema per fase de la càrrega ressonant experimental es presenta en la Figura 6.5.

És una càrrega de 4,6 kW a 230 V, que ressona aproximadament als 50 Hz i amb un factor de qualitat inferior a 1.

$$q = R_{CL} \cdot \sqrt{\frac{C_{CL}}{L_{CL}}} = 11,5 \cdot \sqrt{\frac{69 \cdot 10^{-6}}{150 \cdot 10^{-3}}} = 0,24665 \quad (6.3)$$

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_{CL}C_{CL}}} = \frac{1}{\sqrt{150 \cdot 10^{-3} \cdot 69 \cdot 10^{-6}}} = 310,83 \text{ rad/s} \equiv 49,47 \text{ Hz} \quad (6.4)$$

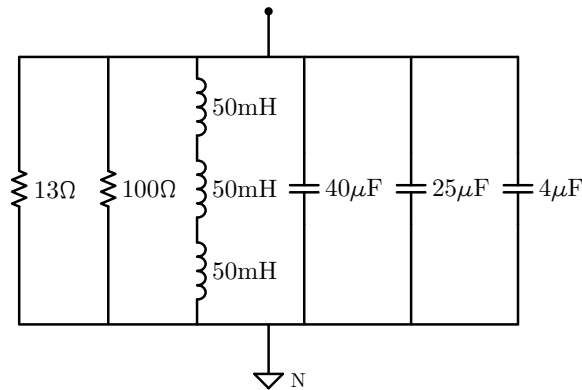


Figura 6.5: Esquema de la càrrega ressonant experimental.

La impedància a 100 Hz segons les Equacions D.2 i D.9 de l'Annex D.

$$\vec{Z}_{CL} = \frac{1}{\frac{1}{R_{CL}} + j \cdot \left(\omega \cdot C_{CL} - \frac{1}{\omega \cdot L_{CL}} \right)} = R_{CL} \cdot \frac{1 - j \cdot q \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega} \right)}{1 + q^2 \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega} \right)^2} \quad (6.5)$$

$$\vec{Z}_{CL} = 10,1154 - j \cdot 3,7424 = 10,7855 \angle 20,3^\circ \quad (6.6)$$

6.3 Resultat de la detecció en ressonància

La detecció, sota el pitjor escenari teòric, és quan la càrrega local absorbeix tota la potència que entrega l'inversor, fet que impossibilita l'actuació de cap mètode passiu. No obstant, com es mostra en el Punt J.3 de l'Annex J, l'actuació dels mètodes passius basats en la monitorització de la tensió del PCC, queda en entredit també, quan el flux de potència a través del PCC no és nul.

Amb una càrrega local ressonant absorbint tota la potència que entrega l'inversor, es pot observar en la Figura 6.6, obtinguda a través de l'oscil·loscopi, com el temps de detecció és de 81 ms.

S'ha interpretat que el temps de detecció és el temps que transcorre des del canvi de forma del corrent (Canal 2, verd), fins a l'activació del *flag* de detecció (Canal 4, blau) generada pel microcontrolador. En connexió a la xarxa, rica en harmònics de tensió, el corrent té un alt rissat per la baixa impedància del condensador a alta freqüència. I sense la xarxa, la forma d'ona de la tensió generada per l'inversor és més bona i la del corrent, en conseqüència, també.

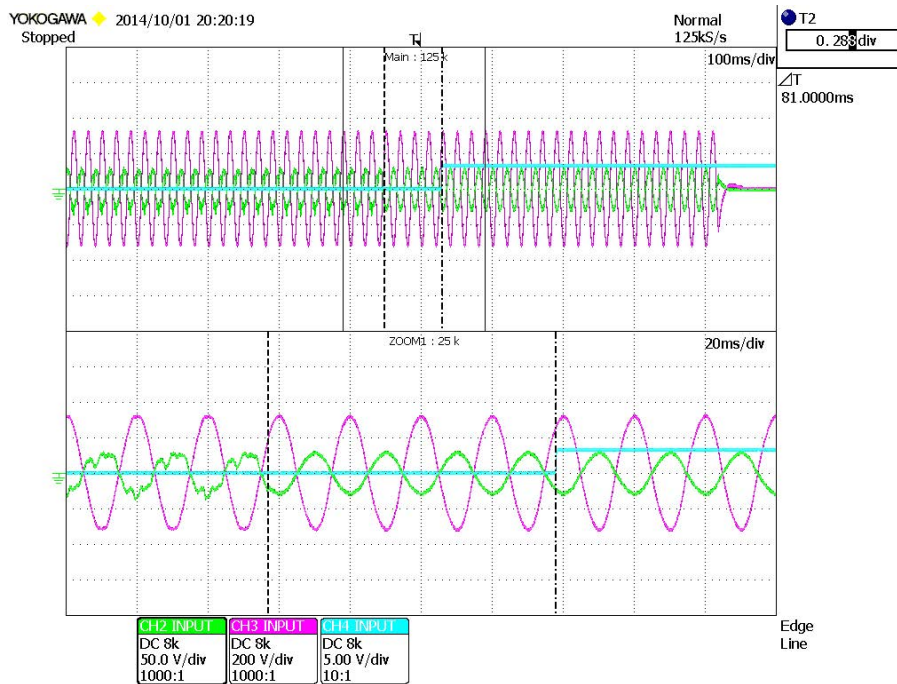


Figura 6.6: Detecció d'illa injectant 4,6 kW/fase, 0 kVAr/fase i amb la càrrega local ressonant (4,6 kW/fase).

6.4 Taula resum dels resultats experimentals

Per resumir els resultats de l'experimentació, en la Taula 6.1 hi ha la relació dels temps de detecció obtinguts sota diferents escenaris. En la mateixa taula es pot trobar la direcció de la ubicació dels detalls dels mateixos en l'Annex J.

	Potència inversor		Potència càrrega local		Temps de detecció	
	Activa	Reactiva	Activa	Reactiva	Simulació	Experimental
Punt J.2.1	0 kW	0 kvar	0 kW	0 kvar	90 ms	80,4 ms
Punt J.2.2	4,6 kW	0 kvar	4,6 kW	0 kvar	90 ms	81,0 ms
Punt J.3.1	5 kW	0 kvar	0 kW	0 kvar	80 ms	64,2 ms
Punt J.3.2	0 kW	0 kvar	4,6 kW	0 kvar	70 ms	77,2 ms
Punt J.3.3	2 kW	0 kvar	4,6 kW	0 kvar	70 ms	70,2 ms
Punt J.3.4	10 kW	0 kvar	4,6 kW	0 kvar	80 ms	81,0 ms

Taula 6.1: Resultats experimentals comparats amb simulació en diferents escenaris.

Vistos els resultats, queda pal·lesa la viabilitat tecnològica del projecte, amb un temps de detecció en tots els casos inferior als 100 ms, per sota de la meitat del temps marcat com a objectiu en aquest projecte.

Conclusions i futures línies de treball

Tasques realitzades

Durant la primera etapa del projecte s'han estudiat les conseqüències de la desconexió sobtada de la xarxa i els mètodes *anti-islanding* existents. Degut a la necessitat d'adaptar algun mètode a un convertidor controlat per tensió VC-VSC, s'han estudiat també les característiques d'aquests i allò que els diferencia dels convertidors controlats per corrent CC-VSC.

En una segona etapa s'han barallat diferents mètodes d'*anti-islanding*, per acabar decidint quin d'ells és el millor candidat per fer de base de la solució definitiva proposada, per un convertidor VC-VSC.

En una tercera etapa s'ha dissenyat i programat el model per poder-lo implementar en el DSP i s'ha testejat mitjançant simulacions, per comprovar-ne la capacitat.

En una quarta etapa s'ha fet la presa de contacte amb l'equip (convertidor) destí de la solució del projecte. Aprofundint en el coneixement de les seves característiques, per tal d'ajustar el mètode d'*anti-islanding* als seus defectes i les seves virtuts.

Finalment, en una cinquena etapa, s'ha implementat el mètode de detecció i se n'ha comprovat la seva viabilitat tecnològica.

Conclusions

L'objectiu principal d'aquest projecte era el desenvolupament d'un algorisme que permeti a un inversor controlat per tensió VC-VSI, la detecció de la desconexió de la xarxa en menys de 200 ms. I aquest s'ha complert deixant el temps de detecció per sota dels 100 ms en qualsevol situació.

Això s'ha aconseguit mesurant la impedància del PCC a partir de la injecció d'una pertorbació a 100 Hz de 5 A de pic. Pertorbació que provoca una distorsió harmònica de tan sols el 2,7% a plena càrrega.

En resum es pot considerar que s'han assolit i superat els reptes que es plantejaven inicialment. No obstant, queda encara camí per recorre en les línies futures de treball.

Possibles línies futures de treball

Es poden ordenar les futures línies de treball en tres àrees.

Evolució de l'algorisme de detecció:

- Afinar el llaç de corrent de la pertorbació a 100 Hz.
- Assajar el mètode amb una càrrega de la potència nominal de l'inversor i estudiar-ne possibles falses deteccions per culpa de la connexió desconnexió de la mateixa.
- Assajar el mètode sota la injecció de reactiva, amb i sense càrrega local que l'absorbeixi. Tot i que no s'esperen canvis significants en la detecció, caldria comprovar el comportament de l'algorisme sota totes les condicions possibles.
- Implementar i assajar el canvi de mode de l'inversor en la transició xarxa - illa, per mantenir la operació en illa després de la detecció de la desconnexió de la xarxa.

Modificacions i millores de l'algorisme de detecció:

- Fixar el THD lligant el corrent a 100 Hz injectat, proporcionalment al corrent que dona l'inversor a 50 Hz.
- Estudiar la transformada ràpida de *Fourier* (FFT) i la possible implementació en l'algorisme de detecció.

Desenvolupament de nous productes:

- Desenvolupar un interruptor de capçalera actiu amb capacitat de detecció *anti-islanding*, que assumeixi la detecció d'illa d'un conjunt de convertidors constituents d'un entorn entès com a micro-xarxa.

Agraïments

A l'ombra d'aquest projecte i de tot un any de feina dedicat, s'hi amaguen persones que per influència, per temps, per aportacions o simplement per ser-hi, mereixen el meu reconeixement.

En primer lloc, vull agrair a en Daniel Heredero, per guiar-me, pel temps dedicat, per l'ajuda i les aportacions, però sobretot per la capacitat d'entendre les meves inquietuds, fins i tot quan les idees eren massa confuses per expressar-les amb claredat.

En segon lloc, agrair a en Daniel Montesinos, la oportunitat de formar part d'aquesta gran família que és el CITCEA-UPC. També agrair-li la confiança mostrada en tot moment, com les precises i determinants aportacions.

Tot aquest camí però, hagués sigut molt més feixuc sense la col·laboració desinteressada dels companys del CITCEA-UPC. A aquells que han tingut la sort o la desgràcia ser a prop en els moments que feien falta. Donar les gràcies als companys fets del dia a dia com en Cristian Chillón, en Marc Pagès i sobretot a l'Enric Sánchez, amb qui compartir els dubtes i els coneixements, m'ha ajudat molt a seguir creixent com a enginyer.

No vull acabar aquesta llista sense mencionar a aquells que mai van deixar de creure en les meves possibilitats, corresponsables del perquè sóc aquí, després d'aquest llarg camí: Gràcies Toni, gràcies Anna. De la mateixa manera a l'Emma i el Roger, pel sacrifici, per la feina que no es veu, per ser al costat, per acompanyar-me, per tot.

A tots i totes,

Moltes gràcies.

Annex A

Estudi econòmic

L'objecte d'aquest capítol és la definició dels costos imputats en cada etapa o apartat del desenvolupament d'aquest projecte. La clara orientació a la recerca del projecte no el fa exempt de la identificació del cost del mateix, però no s'ha de confondre com a preu de la solució presentada, al cost del seu propi desenvolupament.

A.1 Recursos Humans

El cost dels recursos humans, detallat en la Taula [A.1](#), desglossa cada una de les etapes del projecte. El perfil de professional necessari per a cada una d'elles, determina el cost unitari de les hores dedicades.

En primer lloc hi ha l'etapa de recerca i adquisició de coneixement del problema i l'estudi de la solució. A continuació, el disseny conceptual de la solució pròpiament dita. En tercer lloc, la implementació del hardware, en aquest cas tan sols ha calgut muntar la càrrega local ja que el la resta venia donada per l'equip destí de la solució del projecte. A continuació, la implementació de la solució al software de l'equip incloent les proves experimentals. I finalment, la redacció del la memòria del projecte.

A.2 Recursos Materials

Com a recursos materials, es considera tot allò necessari pel muntatge de la bancada de proves. Per tant, queda reduït a la càrrega ressonant. No obstant, el material utilitzat s'ha aprofitat d'altres projectes i el valor residual d'aquest és pràcticament nul. Per tant no el considerarem ni com a part amortitzada durant la utilització per aquest projecte.

Activitat	Cost unitari [€/h]	Unitats [h]	Cost [€]
Estudi i recerca	45	260	11.700,00
Disseny conceptual	45	440	19.800,00
Implementació hardware	20	90	1.800,00
Implementació software	35	350	12.250,00
Redacció	20	260	5.200,00
Subtotal			50.750,00
IVA (21%)			10.657,50
Total			61.407,50

Taula A.1: Pressupost de recursos humans.

A.3 Recursos I+D

En la partida de recursos I+D, es consideren els equips i eines principals necessàries pel projecte, tan a nivell de hardware com software. No es pot imputar el cost de la totalitat d'aquests recursos al projecte, tan sols l'amortització dels mateixos durant el temps d'utilització com es veu en la Taula A.2.

Element	Cost unitari [€/u]	Unitats [u]	Cicle de vida [anys]	Cost ¹ [€]
Ordinador	600	1	3	200,00
Code Composer Studio [®]	0	1	-	0,00
Matlab [®] (Versió educacional)	0	1	-	0,00
Programador USB per a DSP	275	2	5	18,33
Oscil·loscopi Yokogawa	6.000	1	5	200,00
Sonda de tensió diferencial	80	1	4	3,33
Sonda de corrent	60	3	4	7,50
Rectificador actiu (QVcea) 50 kW	20.000	1	7	500,00
Convertidor trifàsic (LISI) 90 kW	50.000	1	7	1.200,00
Banc de resistències 25 kW	3.000	1	10	50,00
Subtotal				2179,16
IVA (21%)				457,62
Total				2636,78

Taula A.2: Pressupost de recursos I+D.

¹Cost amortitzat.

A.4 Cost total del projecte

Resumint en la Taula A.3 es presenta el cost total del projecte per partides. A les partides mencionades anteriorment s'hi ha afegit una partida d'imprevistos per fer front a recanvis, modificacions o reparacions no previstes. Aquest s'estima aproximadament del 10% del cost total del projecte.

Partida	Cost [€]
Recursos humans	61.407,50
Recursos materials	0,00
Recursos I+D	2.636,78
Imprevistos (10%)	6.400,00
Total (IVA inclòs)	70.444,28

Taula A.3: Pressupost total del projecte.

Annex B

Impacte mediambiental

Des de la existència de l'espècie humana, aquesta ha mantingut un constant i accelerat creixement de l'ús intensiu dels recursos del planeta. Actualment s'ha arribat a tal punt on el rastre de la nostra empremta està deteriorant irreversiblement el nostre entorn. Es per això que cal, des de la prevenció, controlar i contenir els recursos utilitzats per al desenvolupament humà.

B.1 Definició

La Directiva d'Avaluació d'Impacte Ambiental (85/377/CEE) defineix com a estudi d'impacte ambiental a:

- L'instrument clau per poder dur a terme una política ambiental preventiva, és a dir, que pretengui evitar que es produeixi el deteriorament del medi ambient, en lloc d'invertir posteriorment en restaurar-lo i recuperar-lo, la qual cosa no sempre és possible i generalment és més costós que intervenir en la prevenció a temps.

Per tal d'aconseguir-ho, s'ha de conèixer amb anterioritat què es pretén fer i com. Així doncs, el procediment per autoritzar, regular i posar les condicions als projectes o actuacions a desenvolupar, és el què es coneix com a avaluació d'impacte ambiental.

B.2 RoHS

La llei d'impacte ambiental europeu (85/377/CEE) desprèn una normativa que han de complir tant els elements electrònics com elèctrics. Aquesta es coneix com RoHS, *Restriction of Hazardous Substances*. A Espanya concretament, ha estat transposada, juntament amb la RAEE ¹ (Punt B.3) sota el decret RD 208/2005.

¹Reciclatge d'Aparells Elèctrics i Electrònics

La normativa RoHS contempla la regulació de sis substàncies: plom, mercuri, cadmi, crom VI, PBB ² i PBDE ³). Les quatre primeres són metalls pesants i les dos restants, són substàncies retardants de la flama, utilitzades en alguns polímers.

Així doncs, tots els components utilitzats en la bancada han sigut adquirits tenint en compte el compliment de la normativa RoHS. En quant a les soldadures, aquestes s'han realitzat mitjançant estany amb baix contingut de plom.

B.3 RAEE

La Directiva de Residus d'Aparells Elèctrics i Electrònics, en anglès *Waste Electrical and Electronic Equipment (WEEE) 2002/96/CE*, és una llei en vigor des del 13 d'Agost del 2005 en tota la Unió Europea. Aquesta promou el reciclatge, la reutilització i la recuperació dels residus d'aquests equips per reduir la seva contaminació.

En aquest projecte s'han reutilitzat pràcticament tots els components d'altres projectes. La base del *hardware* és un equip existent i la càrrega que s'ha utilitzat per a les proves s'ha construït mitjançant elements reutilitzats d'altres projectes.

B.4 Anàlisi de l'impacte en la utilització del convertidor

A l'hora d'estudiar l'impacte ambiental de l'equip en totes les seves etapes, és indispensable analitzar les conseqüències derivades de la seva utilització.

No obstant, pel què fa a l'ús durant les proves del projecte, cal dir que l'ús d'un rectificador actiu per l'alimentació de l'inversor, constitueix un bucle que absorbeix i entrega energia a la xarxa. D'aquesta manera, el consum pròpiament dit queda reduït a les pèrdues dels equips i l'ús eventual de la càrrega local.

²Polibromobifenils

³Polibromodifenilèters

Annex C

Normativa en la detecció d'illa

C.1 Introducció

La connexió d'inversors contra la xarxa és prou recent o no s'ha considerat prou estesa, com per fer constància d'una clara definició i unificació de les normatives que l'envolten. No obstant, originàries dels països amb més empenta tecnològica, ja existeixen algunes normatives i estàndards que comencen a marcar la pauta del què i el com en referència a aquesta tasca.

- VDE-AR-N 4105 [5]
- IEEE 1547 [8]
- IEC 61727 [15]

Per ara la seva obligatorietat només està clara en el camp de la fotovoltaica. I tot i que no queda clara l'aplicació en el sector de les micro xarxes, ja es pot dir que influiran en la competitivitat dels equips que apareguin al mercat.

C.2 VDE-AR-N 4105

Normativa provinent d'Alemanya, que engloba els requeriments tècnics necessaris per a la connexió d'equips de generació distribuïda en baixa tensió en paral·lel amb la xarxa.

C.2.1 Limitació dels harmònics de corrent

Per a inversors fins a 16 A/fase, es consideren com equips de classe A segons la norma Europea EN-61000-3-2 adaptada l'estat Espanyol com a UNE-EN-61000-3-2. Les limitacions dels harmònics de corrent estan resumits en la Taula C.1.

Orden del armónico n	Corriente armónica máxima admisible A
Armónicos impares	
3	2,30
5	1,14
7	0,77
9	0,40
11	0,33
13	0,21
$15 \leq n \leq 39$	$0,15 \frac{15}{n}$
Armónicos pares	
2	1,08
4	0,43
6	0,30
$8 \leq n \leq 40$	$0,23 \frac{8}{n}$

Taula C.1: Limitació d'harmònics de corrent per a equips fins a 16 A. Font [7].

Els harmònics de corrent pels inversors des de 16 A/fase fins a 75 A/fase, queden recollits en segons la norma Europea EN-61000-3-12 assimilada també a UNE-EN-61000-3-12. Les limitacions per a equips trifàsics equilibrats estan resumides en la Taula C.2 i per a equips que no siguin trifàsics equilibrats en la Taula C.3.

R_{cce} mínim	Corriente armónica individual admisible I_n/I_1^a %				Factor de distorsión armónica de corriente admisible %	
	I_5	I_7	I_{11}	I_{13}	<i>THD</i>	<i>PWHD</i>
33	10,7	7,2	3,1	2	13	22
66	14	9	5	3	16	25
120	19	12	7	4	22	28
250	31	20	12	7	37	38
≥ 350	40	25	15	10	48	46

Los valores relativos de los armónicos pares de orden inferior o igual a 12 no deben sobrepasar 16/n%. Los armónicos pares de orden estrictamente superior a 12 se tienen en cuenta en el *THD* y en el *PWHD* de la misma manera que los armónicos de orden impar.

NOTA – La interpolación lineal entre valores sucesivos de R_{cce} está permitida. Véase también el anexo B.

^a I_1 = corriente fundamental de referencia; I_n = componente armónica de corriente.

Taula C.2: Limitació d'harmònics de corrent per a equips trifàsics equilibrats des de 16 A fins a 75 A. Font [7].

R_{cce} mínimo	Corriente armónica individual admisible						Factores de distorsión de corriente armónica admisibles	
	I_n/I_1^a %						%	
	I_3	I_5	I_7	I_9	I_{11}	I_{13}	<i>THD</i>	<i>PWHD</i>
33	21,6	10,7	7,2	3,8	3,1	2	23	23
66	24	13	8	5	4	3	26	26
120	27	15	10	6	5	4	30	30
250	35	20	13	9	8	6	40	40
≥ 350	41	24	15	12	10	8	47	47

Los valores relativos de los armónicos pares de orden inferior o igual a 12 no deben sobrepasar 16/h%. Los armónicos pares de orden estrictamente superior a 12 se tienen en cuenta en el *THD* y en el *PWHD* de la misma manera que los armónicos de orden impar.

NOTA – La interpolación lineal entre valores sucesivos de R_{cce} está permitida. Véase también el anexo B.

^a I_1 = corriente fundamental de referencia; I_n = componente armónica de corriente.

Taula C.3: Limitació d'harmònics de corrent per a equips no trifàsics equilibrats des de 16 A fins a 75 A. Font [7].

Finalment, per a equips de més de 75 A/fase la limitació d'harmònics de corrent dependrà de la potència de curtcircuit del punt de connexió PCC, com s'aprecia en la Taula C.4.

Ordinal number ν, μ	Permissible related harmonic current i_{vzul} in A/MVA
3	3
5	1,5
7	1
9	0,7
11	0,5
13	0,4
17	0,3
19	0,25
23	0,2
25	0,15
$25 < \nu < 40^a$	$0,15 - 25/\nu$
Even	$1,5/\nu$
$\mu < 40$	$1,5/\nu$
$42 < \nu, \mu < 178^b$	$4,5/\nu$

^a Odd.

^b Integral and non-integral within a range of 200 Hz with the mid-band frequency ν . Measurement in accordance with DIN EN 61000-4-7 (0847-4-7.)

Taula C.4: Limitació d'harmònics de corrent per a equips de més de 75 A. Font [5].

C.2.2 Detecció d'illa en condicions generals

Sota condicions generals, quan actuen els mètodes passius de detecció, aquests han de complir la desconexió automàtica en un màxim de 0,2 segons per:

- Tensions sobre el 115 % i sota el 80 % ¹.
- Freqüències sobre els 51,5 Hz i sota els 47,5 Hz.

C.2.3 Detecció d'illa sense flux de potència

Sota l'eventualitat de flux nul de potència amb la xarxa, com s'explica en el Punt 1.1 i davant la necessitat de mètodes actius; l'efectivitat de la detecció d'illa definida per la norma *VDE-AR-N 4105* determina que el temps màxim per a la detecció i la desconnexió completa haurà de ser de 5 segons.

Per verificar la detecció d'illa amb mètodes actius, s'ha d'usar una càrrega ressonant com la del Punt 1.1.2, però amb un factor de qualitat $q \geq 2$ que absorbeixi tota la potència que entrega l'inversor.

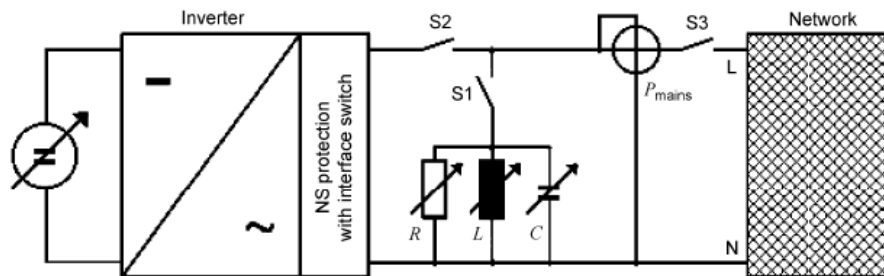


Figura C.1: Esquema de connexió conceptual de la càrrega ressonant. Font [5].

Els paràmetres de la càrrega ressonant seran:

$$L = \frac{V_{PCC_{fase}}^2}{2\pi \cdot f \cdot P_{GD} \cdot q} \quad (C.1)$$

$$C = \frac{P_{GD} \cdot q}{2\pi \cdot f \cdot U_{PCC_{fase}}^2} \quad (C.2)$$

On:

- V_{PCC} és la tensió del punt de connexió comú.
- f és la freqüència d'operació.
- P_{GD} és la potència activa aportada per l'inversor.
- q és el factor de qualitat de la càrrega ressonant.
- L és la inductància de la càrrega ressonant.
- C és la capacitat de la càrrega ressonant.

¹Test de prova per complir les condicions de tensió amb salts del 100 % al 118 % i del 100 % al 77 %.

Les condicions del test:

- Potències de test al 25%, 50% i 100% de la potència nominal.
- Tolerància màxima de la diferència entre potències de l'inversor i la càrrega de $\pm 3\%$.
- Tolerància màxima de tensió de $\pm 3\%$.
- Distorsió harmònica de corrent a tensió nominal de $THD_i \leq 3\%$.
- Tolerància màxima de freqüència de $\pm 0,1\%$.

La seqüència del test:

1. Activar la font o alimentació de l'inversor i ajustar-lo a les característiques del test.
2. Connectar l'inversor a la xarxa tancant el interruptors $S2$ i $S3$. Mesurar i verificar la potència activa i la reactiva que injecta l'inversor sense la càrrega ressonant.
3. Sintonitzar la càrrega ressonant.
4. Connectar la càrrega ressonant tancant l'interruptor $S1$.
5. Desconnectar la xarxa obrint l'interruptor $S3$ i mesurar el temps de desconexió de l'inversor (detecció d'illa).
6. Després de cada test satisfactori, modificar un paràmetre (L o C) un 1 % i repetir el test en un rang de variació del $\pm 5\%$ en 10 vegades.
7. Repetir tota la seqüència per als tres nivells de potència mencionats (25%, 50% i 100%).

Per a sistemes trifàsics caldrà realitzar el test per a cada fase, mentre les altres estan connectades directament amb la xarxa.

C.3 IEEE 1547

Estàndard internacional impulsat des de els Estats Units, per unificar la interconnexió entre la generació distribuïda i els sistemes elèctrics de potència.

C.3.1 Limitació dels harmònics de corrent

La Taula C.5 indica els límits de distorsió harmònica total i la individual per a cada harmònic de corrent.

Individual harmonic order h (odd harmonics) ^b	$h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	Total demand distortion (TDD)
Percent (%)	4.0	2.0	1.5	0.6	0.3	5.0

Taula C.5: Limitació d'harmònics de corrent. Font [8]

C.3.2 Detecció d'illa en condicions generals

Sota condicions generals quan actuen els mètodes passius de detecció (Punt 1.1), davant de desviaments de tensió i/o freqüència, s'exigeixen els temps de desconnexió reflectits en les Taules C.6 i C.7.

Voltage range (% of base voltage) ^a	Clearing time(s) ^b
$V < 50$	0.16
$50 \leq V < 88$	2.00
$110 < V < 120$	1.00
$V \geq 120$	0.16

^aBase voltages are the nominal system voltages stated in ANSI C84.1-1995, Table 1.

^bDR \leq 30 kW, maximum clearing times; DR $>$ 30kW, default clearing times.

Taula C.6: Desconnexió sota desviaments de tensió segons *IEEE 1457*. Font [8].

DR size	Frequency range (Hz)	Clearing time(s) ^a
≤ 30 kW	> 60.5	0.16
	< 59.3	0.16
> 30 kW	> 60.5	0.16
	$< \{59.8 - 57.0\}$ (adjustable set point)	Adjustable 0.16 to 300
	< 57.0	0.16

^aDR \leq 30 kW, maximum clearing times; DR $>$ 30 kW, default clearing times.

Taula C.7: Desconnexió sota desviaments de freqüència segons *IEEE 1457*. Font [8].

C.3.3 Detecció d'illa sense flux de potència

Sota la eventualitat de flux nul de potència amb la xarxa, com s'explica en el Punt 1.1 i davant la necessitat de mètodes actius; l'estàndard *IEEE 1457* determina que el temps màxim per a la detecció i la desconexió completa haurà de ser de 2 segons.

C.4 IEC 61727

Norma de la Comissió Electrotècnica Internacional per a la connexió de sistemes fotovoltaics a la xarxa.

C.4.1 Detecció d'illa en condicions generals

Sota condicions generals quan actuen els mètodes passius de detecció (Punt 1.1), davant de desviaments de tensió i/o freqüència, s'exigeixen els temps de desconexió reflectits en les Taules C.8 i C.9.

Rang de tensió (%)	Temps de desconexió (s)
$V < 50$	0,10
$50 \leq V < 85$	2,00
$110 \leq V < 135$	2,00
$V \geq 135$	0,05

Taula C.8: Desconnexió sota desviaments de tensió segons *IEC 61727*.

Rang de freqüència (Hz)	Temps de desconexió (s)
$49 < f < 51$	0,20

Taula C.9: Desconnexió sota desviaments de freqüència segons *IEC 61727*

C.4.2 Detecció d'illa sense flux de potència

Sota la eventualitat de flux nul de potència amb la xarxa, com s'explica en el Punt 1.1 i davant la necessitat de mètodes actius; la norma *IEC 61727* determina que el temps màxim per a la detecció i la desconexió completa haurà de ser de 2 segons.

Annex D

Impedància de la càrrega local ressonant

La càrrega local ressonant és una impedància trifàsica amb tres branques formades per una connexió paral·lel *RLC*.

Calculant l'admitància de la càrrega ressonant d'una fase:

$$Y_{CL}^{\vec{}} = \frac{1}{R_{CL}} + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot L_{CL}} + j \cdot \omega \cdot C_{CL} \quad (\text{D.1})$$

$$Y_{CL}^{\vec{}} = \frac{1}{R_{CL}} + j \cdot \left(\omega \cdot C_{CL} - \frac{1}{\omega \cdot L_{CL}} \right) \quad (\text{D.2})$$

Coneixent el factor de qualitat q i la freqüència de ressonància ω_r .

$$q = R_{CL} \cdot \sqrt{\frac{C_{CL}}{L_{CL}}} \quad (\text{D.3})$$

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_{CL} \cdot C_{CL}}} \quad (\text{D.4})$$

Combinades permeten expressar L_{CL} i C_{CL} en funció de q i ω_r

$$L_{CL} = \frac{R_{CL}}{q \cdot \omega_r} \quad (\text{D.5})$$

$$C_{CL} = \frac{q}{R_{CL} \cdot \omega_r} \quad (\text{D.6})$$

Substituint en l'Equació [D.2](#) s'obté:

$$Y_{CL}^{\vec{}} = \frac{1}{R_{CL}} + j \cdot \left(\omega \cdot \frac{q}{R_{CL} \cdot \omega_r} - \frac{q \cdot \omega_r}{\omega \cdot R_{CL}} \right) \quad (\text{D.7})$$

$$\vec{Y}_{CL} = \frac{1}{R_{CL}} + j \cdot \frac{q}{R_{CL}} \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega} \right) \quad (\text{D.8})$$

Per tant, la impedància de la càrrega ressonant:

$$\vec{Z}_{CL} = R_{CL} \cdot \frac{1 - j \cdot q \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega} \right)}{1 + q^2 \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega} \right)^2} = R_{CL} \cdot \frac{1}{1 + j \cdot q \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega} \right)} \quad (\text{D.9})$$

On el mòdul i la fase de la càrrega ressonant:

$$\left| \vec{Z}_{CL} \right| = \frac{R_{CL}}{\sqrt{1 + q^2 \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega} \right)^2}} \quad (\text{D.10})$$

$$\theta_{CL} = \arctan \left[-q \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega} \right) \right] \quad (\text{D.11})$$

Annex E

Modelat de les plantes i el control

E.1 Model de tensió i control d'un Convertidor

L'equació característica del convertidor, aproximant al model mitjana, és lineal i proporcional:

$$U_{out} = D \cdot U_{bus} \quad (\text{E.1})$$

Per tant és invertible i s'obté un model del control molt senzill:

$$D = \frac{U_{out}^*}{U_{bus}} \quad (\text{E.2})$$

E.2 Model del corrent i control en impedància RL

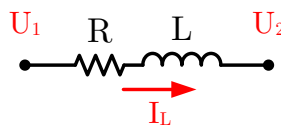


Figura E.1: Esquema impedància RL .

L'equació característica del bloc RL de la Figura E.1 és una equació diferencial:

$$u_1(t) - u_2(t) = R \cdot i_L(t) + L \cdot \frac{di_L(t)}{dt} \quad (\text{E.3})$$

Mitjançant la transformada de *Laplace*:

$$U_1(s) - U_2(s) = R \cdot I_L(s) + s \cdot L \cdot I_L(s) \quad (\text{E.4})$$

$$\frac{I_L(s)}{U_1(s) - U_2(s)} = \frac{1}{L \cdot s + R} \quad (\text{E.5})$$

Per modelar-ne el control, la inversió de la planta no és possible ja que podria entrar en conflicte amb la causalitat. La inversa de la planta com a controlador, generaria accions de control infinites cercant la resposta instantània.

$$U_1 - U_2 = (L \cdot s + R) \cdot I_L \quad (\text{E.6})$$

Per tant, el control requereix l'ús d'un controlador.

$$U_1 - U_2 = G_{ctr} \cdot (I_L^* - I_L) \quad (\text{E.7})$$

On:

- U_1 és la tensió a l'entrada de la RL .
- U_2 és la tensió a la sortida de la RL .
- G_{ctr} representa la funció de transferència del controlador.
- I_L^* és la consigna de corrent en la bobina.
- I_L és el corrent en la bobina.

E.3 Model de la tensió i control en impedància RC

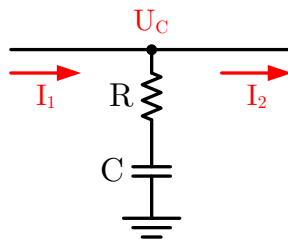


Figura E.2: Esquema impedància RC .

L'equació característica del bloc RC de la Figura E.2 és també una equació diferencial:

$$i_1(t) - i_2(t) = C \cdot \frac{d}{dt} [u_C(t) - R \cdot (i_1(t) - i_2(t))] \quad (\text{E.8})$$

Mitjançant la transformada de *Laplace*:

$$I_1(s) - I_2(s) = s \cdot C \cdot U_C(s) - s \cdot C \cdot R (I_1(s) - I_2(s)) \quad (\text{E.9})$$

$$\frac{U_C(s)}{I_1(s) - I_2(s)} = \frac{s \cdot C \cdot R + 1}{s \cdot C} \quad (\text{E.10})$$

Per modelar-ne el control, la inversió de la planta no és possible ja que podria entrar en conflicte amb la causalitat. La inversa de la planta com a controlador, generaria accions de control infinites cercant la resposta instantània.

$$I_1 - I_2 = \frac{s \cdot C}{s \cdot C \cdot R + 1} \cdot U_C \quad (\text{E.11})$$

Per tant, el control requereix l'ús d'un controlador.

$$I_1 - I_2 = G_{contr} \cdot (U_C^* - U_C) \quad (\text{E.12})$$

On:

- I_1 és el corrent a l'entrada del condensador.
- I_2 és el corrent a la sortida del condensador.
- G_{ctr} representa la funció de transferència del controlador.
- U_C^* és la consigna de tensió en el condensador.
- U_C és la tensió en el condensador.

E.4 Model de la potència i control a través d'una impedància RL

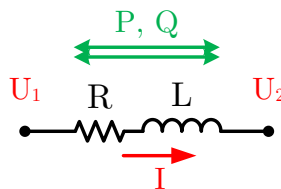


Figura E.3: Esquema de flux de potència a través d'una impedància *RL*.

E.4.1 Model estàtic

El corrent I a través de la impedància respon a:

$$\vec{I} = \frac{\vec{U}_1 - \vec{U}_2}{\vec{Z}} \quad (\text{E.13})$$

Per tant, la potència al node 2:

$$\vec{S} = \vec{U}_2 \cdot \vec{I}^* = \vec{U}_2 \cdot \left(\frac{\vec{U}_1 - \vec{U}_2}{\vec{Z}} \right)^* \quad (\text{E.14})$$

Considerant $\theta_{U_2} = 0$ i $\theta_{U_1} = \delta$:

$$\begin{aligned} \vec{S} &= U_2 \cdot \left(\frac{U_1 \cdot \cos \delta + j \cdot U_1 \cdot \sin \delta - U_2}{R + j \cdot \omega L} \right)^* \\ &= \frac{U_1 \cdot U_2 \cdot \cos \delta - U_2^2 - j \cdot U_1 \cdot U_2 \cdot \sin \delta}{R - j \cdot \omega L} \\ &= \frac{(U_1 \cdot U_2 \cdot \cos \delta - U_2^2 - j \cdot U_1 \cdot U_2 \cdot \sin \delta) \cdot (R + j \cdot \omega L)}{R^2 + \omega^2 L^2} \end{aligned} \quad (\text{E.15})$$

Agrupant la part real com a potència activa (P) i la part imaginària com a reactiva (Q):

$$P = \frac{(U_1 \cdot U_2 \cdot \cos \delta - U_2^2) \cdot R}{R^2 + \omega^2 L^2} + \frac{(U_1 \cdot U_2 \cdot \sin \delta) \cdot \omega L}{R^2 + \omega^2 L^2} \quad (\text{E.16})$$

$$Q = \frac{(U_1 \cdot U_2 \cdot \cos \delta - U_2^2) \cdot \omega L}{R^2 + \omega^2 L^2} - \frac{(U_1 \cdot U_2 \cdot \sin \delta) \cdot R}{R^2 + \omega^2 L^2} \quad (\text{E.17})$$

Per a angles petits de δ es pot aproximar que $\sin \delta \approx \delta$ i $\cos \delta \approx 1$, per tant:

$$P = \frac{(U_1 \cdot U_2 - U_2^2) \cdot R}{R^2 + \omega^2 L^2} + \frac{(U_1 \cdot U_2 \cdot \delta) \cdot \omega L}{R^2 + \omega^2 L^2} \quad (\text{E.18})$$

$$Q = \frac{(U_1 \cdot U_2 - U_2^2) \cdot \omega L}{R^2 + \omega^2 L^2} - \frac{(U_1 \cdot U_2 \cdot \delta) \cdot R}{R^2 + \omega^2 L^2} \quad (\text{E.19})$$

Cas particular línia inductiva

En cas d'una línia principalment inductiva ($\omega L \gg R \rightarrow R \approx 0$) es pot aproximar:

$$P \approx \frac{U_1 \cdot U_2}{\omega L} \cdot \delta \quad (\text{E.20})$$

$$Q \approx \frac{U_2}{\omega L} \cdot (U_1 - U_2) \quad (\text{E.21})$$

Cas particular línia resistiva

En cas d'una línia principalment resistiva ($R \gg \omega L \rightarrow L \approx 0$) es pot aproximar:

$$P \approx \frac{U_2}{R} \cdot (U_1 - U_2) \quad (\text{E.22})$$

$$Q \approx -\frac{U_1 \cdot U_2}{R} \cdot \delta \quad (\text{E.23})$$

E.4.2 Model dinàmic

Es vol obtenir un model dinàmic que desacobli la relació entre dues variables complexes, la potència (activa i reactiva) i la tensió (mòdul i fase). Amb aquesta finalitat es recorre a l'ús de fasors dinàmics, d'on de [16] es dedueix el següent:

L'equació característica de la Figura E.3, en fasors és:

$$\vec{U}_1(t) - \vec{U}_2(t) = R \cdot \vec{I}(t) + L \cdot \frac{d}{dt} \vec{I}(t) \quad (\text{E.24})$$

S'entén que qualsevol fasor es pot representar separant l'amplitud i la fase. Però identificant la dinàmica del fasor, la pròpia fase també es pot separar en un gir constant (sense dinàmica), alterat per una funció $\delta(t)$, que simbolitza la dinàmica que afecta a les variacions de gir. Així, el corrent es pot expressar com:

$$\vec{I}(t) = I(t) \cdot e^{j \cdot (\omega \cdot t + \delta(t))} = I(t) \cdot e^{j \cdot \omega \cdot t} \cdot e^{j \cdot \delta(t)} \quad (\text{E.25})$$

Definint per fasor dinàmic del corrent $\vec{I}_D(t) = I(t) \cdot e^{j \cdot \delta(t)}$, a aquell que recull la dinàmica del fasor original.

$$\vec{I}(t) = e^{j \cdot \omega \cdot t} \cdot \vec{I}_D(t) \quad (\text{E.26})$$

Es pot reescriure l'Equació E.24 en:

$$\vec{U}_1(t) - \vec{U}_2(t) = R \cdot e^{j\omega t} \cdot \vec{I}_D(t) + L \cdot \frac{d}{dt} \left[e^{j\omega t} \cdot \vec{I}_D(t) \right] \quad (\text{E.27})$$

Desenvolupant la derivada del segon terme de la igualtat:

$$\vec{U}_1(t) - \vec{U}_2(t) = R \cdot e^{j\omega t} \cdot \vec{I}_D(t) + L \cdot j \cdot \omega \cdot e^{j\omega t} \cdot \vec{I}_D(t) + L \cdot e^{j\omega t} \cdot \frac{d\vec{I}_D(t)}{dt} \quad (\text{E.28})$$

Fent ara la transformada de *Laplace*, cal tractar al gir $e^{j\omega t}$ com a una constant, ja que gira a velocitat constant i per tant no té dinàmica. Així, queda:

$$\vec{U}_1(s) - \vec{U}_2(s) = R \cdot e^{j\omega t} \cdot \vec{I}_D(s) + L \cdot j \cdot \omega \cdot e^{j\omega t} \cdot \vec{I}_D(s) + L \cdot e^{j\omega t} \cdot s \cdot \vec{I}_D(s) \quad (\text{E.29})$$

D'on reconstruint el fasor original de l'Equació E.26, ara però en el domini de *Laplace*, s'obté:

$$\vec{U}_1(s) - \vec{U}_2(s) = R \cdot \vec{I}(s) + j \cdot \omega L \cdot \vec{I}(s) + s \cdot L \cdot \vec{I}(s) \quad (\text{E.30})$$

$$\vec{I}(s) = \frac{\vec{U}_1(s) - \vec{U}_2(s)}{R + j \cdot \omega L + s \cdot L} \quad (\text{E.31})$$

Així doncs, a partir de la transmitància del corrent de l'Equació E.31, la potència transferida a través de la línia resulta:

$$\vec{S} = P + j \cdot Q = \vec{U}_2 \cdot \vec{I}^* = \vec{U}_2 \cdot \left(\frac{\vec{U}_1 - \vec{U}_2}{R + j \cdot \omega L + s \cdot L} \right)^* \quad (\text{E.32})$$

Considerant la fase $\theta_{U_2} = 0$ i la fase $\theta_{U_1} = \delta$:

$$\begin{aligned} \vec{S} &= U_2 \cdot \left(\frac{U_1 \cdot \cos \delta + j \cdot U_1 \cdot \sin \delta - U_2}{R + s \cdot L + j \cdot \omega L} \right)^* \\ &= U_2 \cdot \left(\frac{U_1 \cdot \cos \delta - j \cdot U_1 \cdot \sin \delta - U_2}{R + s \cdot L - j \cdot \omega L} \right) \\ &= \frac{(U_1 \cdot U_2 \cdot \cos \delta - U_2^2 - j \cdot U_1 \cdot U_2 \cdot \sin \delta) \cdot (R + s \cdot L + j \cdot \omega L)}{(R + s \cdot L - j \cdot \omega L) \cdot (R + s \cdot L + j \cdot \omega L)} \end{aligned} \quad (\text{E.33})$$

Agrupant la part real com a potència activa (P) i la part imaginària com a reactiva (Q):

$$P = \frac{(U_1 \cdot U_2 \cdot \cos \delta - U_2^2) \cdot (R + s \cdot L)}{(R + s \cdot L)^2 + (\omega L)^2} + \frac{(U_1 \cdot U_2 \cdot \sin \delta) \cdot \omega L}{(R + s \cdot L)^2 + (\omega L)^2} \quad (\text{E.34})$$

$$Q = \frac{(U_1 \cdot U_2 \cdot \cos \delta - U_2^2) \cdot \omega L}{(R + s \cdot L)^2 + (\omega L)^2} - \frac{(U_1 \cdot U_2 \cdot \sin \delta) \cdot (R + s \cdot L)}{(R + s \cdot L)^2 + (\omega L)^2} \quad (\text{E.35})$$

Per a angles petits de δ es pot aproximar que $\sin \delta \approx \delta$ i $\cos \delta \approx 1$, per tant:

$$P = \frac{(U_1 \cdot U_2 - U_2^2) \cdot (R + s \cdot L)}{(R + s \cdot L)^2 + (\omega L)^2} + \frac{(U_1 \cdot U_2 \cdot \delta) \cdot \omega L}{(R + s \cdot L)^2 + (\omega L)^2} \quad (\text{E.36})$$

$$Q = \frac{(U_1 \cdot U_2 - U_2^2) \cdot \omega L}{(R + s \cdot L)^2 + (\omega L)^2} - \frac{(U_1 \cdot U_2 \cdot \delta) \cdot (R + s \cdot L)}{(R + s \cdot L)^2 + (\omega L)^2} \quad (\text{E.37})$$

Cas particular línia inductiva

En cas d'una línia principalment inductiva ($\omega L \gg R \rightarrow R \approx 0$) es pot aproximar:

$$P \approx \frac{(U_1 \cdot U_2 \cdot \delta) \cdot \omega L}{(R + s \cdot L)^2 + (\omega L)^2} \quad (\text{E.38})$$

$$Q \approx \frac{(U_1 \cdot U_2 - U_2^2) \cdot \omega L}{(R + s \cdot L)^2 + (\omega L)^2} \quad (\text{E.39})$$

Linealitzant per *Taylor* de primer ordre al voltant del punt d'equilibri.

$$P_0 = 0; Q_0 = 0; \delta_0 = 0; U_{10} = U_2 \quad (\text{E.40})$$

$$\Delta P \approx \frac{\partial P}{\partial U_1} \cdot \Delta U_1 + \frac{\partial P}{\partial \delta} \cdot \Delta \delta \quad (\text{E.41})$$

$$\Delta Q \approx \frac{\partial Q}{\partial U_1} \cdot \Delta U_1 + \frac{\partial Q}{\partial \delta} \cdot \Delta \delta \quad (\text{E.42})$$

On Δ representa la variació respecte el punt d'equilibri.

$$\Delta P \approx \frac{(U_2 \cdot \delta) \cdot \omega L}{(R + s \cdot L)^2 + (\omega L)^2} \cdot \Delta U_1 + \frac{(U_1 \cdot U_2) \cdot \omega L}{(R + s \cdot L)^2 + (\omega L)^2} \cdot \Delta \delta \quad (\text{E.43})$$

$$\Delta Q \approx \frac{(U_2) \cdot \omega L}{(R + s \cdot L)^2 + (\omega L)^2} \cdot \Delta U_1 - \frac{(U_1 \cdot U_2 \cdot \delta) \cdot \omega L}{(R + s \cdot L)^2 + (\omega L)^2} \cdot \Delta \delta \quad (\text{E.44})$$

Aproximant per δ petits i U_1 semblant a U_2 .

$$\Delta P \approx \frac{U_1^2 \cdot \omega L}{(R + s \cdot L)^2 + (\omega L)^2} \cdot \Delta \delta \quad (\text{E.45})$$

$$\Delta Q \approx \frac{U_1 \cdot \omega L}{(R + s \cdot L)^2 + (\omega L)^2} \cdot \Delta U_1 \quad (\text{E.46})$$

Assignant els valors del punt d'equilibri i substituint el desfase entre tensions (U_1 i U_2) per $\delta = \theta_{U_1} - \theta_{U_2}$.

$$P \approx \frac{U_1^2 \cdot \omega L}{(R + s \cdot L)^2 + (\omega L)^2} \cdot (\theta_{U_1} - \theta_{U_2}) \quad (\text{E.47})$$

$$Q \approx \frac{U_1 \cdot \omega L}{(R + s \cdot L)^2 + (\omega L)^2} \cdot (U_1 - U_2) \quad (\text{E.48})$$

Cas particular línia resistiva

En cas d'una línia principalment resistiva ($R \gg \omega L \rightarrow L \approx 0$) es pot aproximar:

$$P \approx \frac{(U_1 \cdot U_2 - U_2^2) \cdot (R + s \cdot L)}{(R + s \cdot L)^2 + (\omega L)^2} \quad (\text{E.49})$$

$$Q \approx -\frac{(U_1 \cdot U_2 \cdot \delta) \cdot (R + s \cdot L)}{(R + s \cdot L)^2 + (\omega L)^2} \quad (\text{E.50})$$

Linealitzant per *Taylor* de primer ordre al voltant del punt d'equilibri:

$$P_0 = 0; Q_0 = 0; \delta_0 = 0; U_{10} = U_2 \quad (\text{E.51})$$

$$\Delta P \approx \frac{\partial P}{\partial U_1} \cdot \Delta U_1 + \frac{\partial P}{\partial \delta} \cdot \Delta \delta \quad (\text{E.52})$$

$$\Delta Q \approx \frac{\partial Q}{\partial U_1} \cdot \Delta U_1 + \frac{\partial Q}{\partial \delta} \cdot \Delta \delta \quad (\text{E.53})$$

On Δ representa la variació respecte el punt d'equilibri.

$$\Delta P \approx \frac{(U_2) \cdot (R + s \cdot L)}{(R + s \cdot L)^2 + (\omega L)^2} \cdot \Delta U_1 - \frac{(U_1 \cdot U_2 \cdot \delta) \cdot (R + s \cdot L)}{(R + s \cdot L)^2 + (\omega L)^2} \cdot \Delta \delta \quad (\text{E.54})$$

$$\Delta Q \approx -\frac{(U_2 \cdot \delta) \cdot (R + s \cdot L)}{(R + s \cdot L)^2 + (\omega L)^2} \cdot \Delta U_1 - \frac{(U_1 \cdot U_2) \cdot (R + s \cdot L)}{(R + s \cdot L)^2 + (\omega L)^2} \cdot \Delta \delta \quad (\text{E.55})$$

Aproximant per δ petits i U_1 semblant a U_2 .

$$\Delta P \approx \frac{U_1 \cdot (R + s \cdot L)}{(R + s \cdot L)^2 + (\omega L)^2} \cdot \Delta U_1 \quad (\text{E.56})$$

$$\Delta Q \approx -\frac{U_1^2 \cdot (R + s \cdot L)}{(R + s \cdot L)^2 + (\omega L)^2} \cdot \Delta \delta \quad (\text{E.57})$$

Assignant els valors del punt d'equilibri i substituint el desfase entre tensions (U_1 i U_2) per $\delta = \theta_{U_1} - \theta_{U_2}$.

$$P \approx \frac{U_1 \cdot (R + s \cdot L)}{(R + s \cdot L)^2 + (\omega L)^2} \cdot (U_1 - U_2) \quad (\text{E.58})$$

$$Q \approx -\frac{U_1^2 \cdot (R + s \cdot L)}{(R + s \cdot L)^2 + (\omega L)^2} \cdot (\theta_{U_1} - \theta_{U_2}) \quad (\text{E.59})$$

E.5 Model de tensió en impedància RL

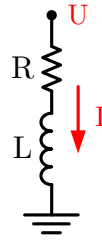


Figura E.4: Esquema impedància RL sota un sol potencial.

L'equació característica de la tensió en el model RL de la Figura E.4 és l'equació diferencial::

$$u(t) = R \cdot i(t) + L \cdot \frac{di(t)}{dt} \quad (\text{E.60})$$

Fent la transformada de *Laplace*:

$$U(s) = R \cdot I(s) + s \cdot L \cdot I(s) \quad (\text{E.61})$$

$$\frac{U(s)}{I(s)} = R + s \cdot L \quad (\text{E.62})$$

E.6 Model de la tensió en impedància RLC paral·lel

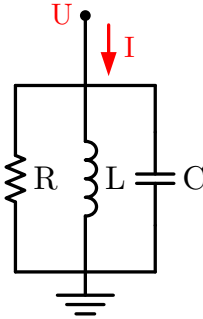


Figura E.5: Esquema impedància RLC paral·lel.

L'equació característica del bloc RLC paral·lel de la Figura E.5 és una equació diferencial:

$$i(t) = \frac{u(t)}{R} + C \cdot \frac{du(t)}{dt} + \frac{1}{L} \cdot \int u(t) \cdot dt \quad (\text{E.63})$$

Fent la transformada de *Laplace*:

$$I(s) = \frac{U(s)}{R} + s \cdot C \cdot U(s) + \frac{U(s)}{s \cdot L} \quad (\text{E.64})$$

$$I(s) = U(s) \cdot \left(\frac{1}{R} + s \cdot C + \frac{1}{s \cdot L} \right) \quad (\text{E.65})$$

$$I(s) = U(s) \cdot \frac{s \cdot L + s^2 \cdot R \cdot L \cdot C + R}{s \cdot R \cdot L} \quad (\text{E.66})$$

$$\frac{U(s)}{I(s)} = \frac{s \cdot R \cdot L}{s^2 \cdot R \cdot L \cdot C + s \cdot L + R} \quad (\text{E.67})$$

$$\frac{U(s)}{I(s)} = \frac{\frac{1}{C} \cdot s}{s^2 + \frac{1}{R \cdot C} \cdot s + \frac{1}{L \cdot C}} \quad (\text{E.68})$$

Equivalent a la funció de transferència d'un filtre passa banda.

$$\frac{U(s)}{I(s)} = \frac{R \cdot \frac{\omega_r}{q} \cdot s}{s^2 + \frac{\omega_r}{q} \cdot s + \omega_r^2} \quad (\text{E.69})$$

On:

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \quad (\text{E.70})$$

$$q = R \cdot \sqrt{\frac{C}{L}} \quad (\text{E.71})$$

Annex F

Digitalització de funcions de transferència

F.1 Filtre passa banda de segon ordre

L'equació de la funció de transferència del filtre en temps continu.

$$G_{filtre}(s) = \frac{k \cdot \omega_r \cdot s}{s^2 + k \cdot \omega_r \cdot s + \omega_r^2} \quad (\text{F.1})$$

On:

- k és la constant del filtre que determinarà l'amplada de la ressonància.
- ω_r és la freqüència de ressonància del filtre en rad/s.

Utilitzant discretització *backward euler*.

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

$$G_{filtre}(z) = \frac{k\omega_r T_s \cdot z^2 - k\omega_r T_s \cdot z}{(\omega_r^2 T_s^2 + k\omega_r T_s + 1) z^2 + (-k\omega_r T_s - 2) z + 1} \quad (\text{F.3})$$

Però té l'inconvenient que el guany a la freqüència de ressonància presenta certa atenuació, com es veu en la Figura F.2.

Utilitzant una discretització trapezoïdal, es manté el guany unitari a la freqüència de ressonància del filtre ω_r .

$$s = \frac{2}{T_s} \cdot \frac{z - 1}{z + 1} \quad (\text{F.4})$$

$$G_{\text{filtre}}(z) = \frac{2k\omega_r T_s \cdot z^2 - 2k\omega_r T_s}{(\omega_r^2 T_s^2 + 2k\omega_r T_s + 4) z^2 + (2\omega_r^2 T_s^2 - 8) z + \omega_r^2 T_s^2 - 2k\omega_r T_s + 4} \quad (\text{F.5})$$

No s'aprecia en la Figura F.2, però la freqüència real de ressonància del filtre es desplaça lleugerament de la desitjada. Aquest fet s'accentua a mesura que s'augmenta la freqüència de ressonància.

La discretització trapezoïdal aproxima la transició d'una transmitància del món discret al món continu.

$$s \approx s' = \frac{2}{T_s} \cdot \frac{z-1}{z+1} \quad (\text{F.6})$$

On la transició exacta respon a:

$$z = e^{s \cdot T_s} \quad (\text{F.7})$$

Combinant les Equacions F.6 i F.7, es pot obtenir la relació entre s' i s :

$$s' = \frac{2}{T_s} \cdot \frac{e^{s \cdot T_s} - 1}{e^{s \cdot T_s} + 1} \quad (\text{F.8})$$

Per tant la relació entre la freqüència aproximada ω' i la real ω s'obté substituint $s' = j\omega'$ i $s = j\omega$:

$$j\omega' = \frac{2}{T_s} \cdot \frac{e^{j\omega \cdot T_s} - 1}{e^{j\omega \cdot T_s} + 1} = j \frac{2}{T_s} \tan \frac{\omega T_s}{2} \quad (\text{F.9})$$

$$\omega' = \frac{2}{T_s} \tan \frac{\omega T_s}{2} \quad (\text{F.10})$$

Dibuixant l'Equació F.10, es veu com la correlació entre freqüències es va perdent a mesura que s'acosten als límits determinats pel període de commutació. Així s'observa en la Figura F.1.

Per tal de millorar la correlació a una freqüència concreta, en aquest cas la freqüència de ressonància del filtre ω_r , es cancel·la l'efecte de l'Equació F.10 per $\omega = \omega_r$.

D'aquesta manera es presenta la discretització trapezoïdal *tustin* amb *prewarping*.

$$s = \frac{\omega_r}{\tan\left(\frac{\omega_r \cdot T_s}{2}\right)} \cdot \frac{z-1}{z+1} \quad (\text{F.11})$$

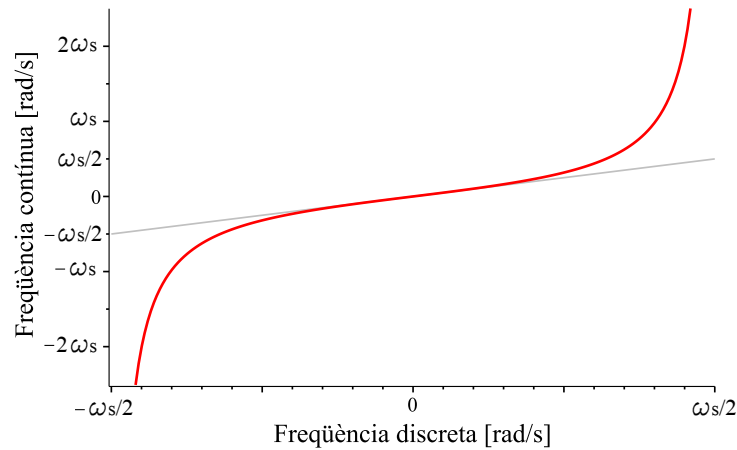


Figura F.1: Efecte de la interpretació contínua d'una transmitància discreta en el seu domini de freqüències.

Donant a lloc a la següent expressió, pel filtre passa banda de segon ordre:

$$G_{\text{filtre}}(z) = \frac{k \cdot \alpha \cdot z^2 - k \cdot \alpha}{(\alpha^2 + k \cdot \alpha + 1) \cdot z^2 + (2 \cdot \alpha^2 - 2) \cdot z + \alpha^2 - k \cdot \alpha + 1} \quad (\text{F.12})$$

$$\text{essent } \alpha = \tan\left(\frac{1}{2}\omega_r T_s\right)$$

En la Figura F.2 es pot apreciar com canvia el comportament del filtre en funció del mètode de discretització.

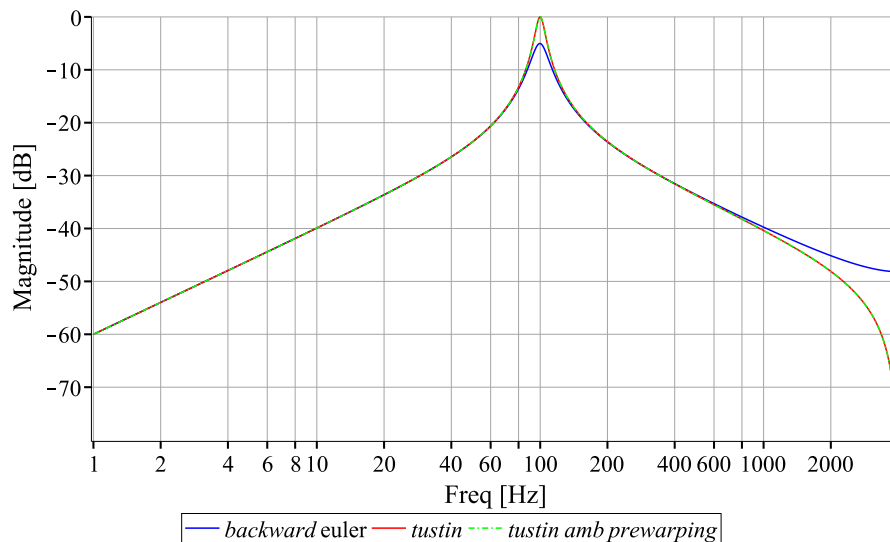


Figura F.2: Comparació dels Bodes de magnitud del filtre passabanda de segon ordre en funció de la discretització utilitzada amb $k = 0,1$, $\omega_r = 2\pi 100$ rad/s i $T_s = 0,000125$ s.

F.2 Filtre passa baixos de primer ordre

L'equació de la funció de transferència del filtre en temps continu.

$$G_{filtre}(s) = \frac{1}{\frac{s}{\omega_n} + 1} \quad (\text{F.13})$$

On:

ω_n és la freqüència [rad/s] a partir de la qual l'atenuació és de 20 dB per dècada.

Utilitzant discretització *backward euler*.

$$s = \frac{z - 1}{z \cdot T_s} \quad (\text{F.14})$$

$$G_{filtre}(z) = \frac{\omega_n T_s \cdot z}{(\omega_n T_s + 1) z - 1} \quad (\text{F.15})$$

En la Figura F.3 es pot apreciar el comportament del guany del filtre.

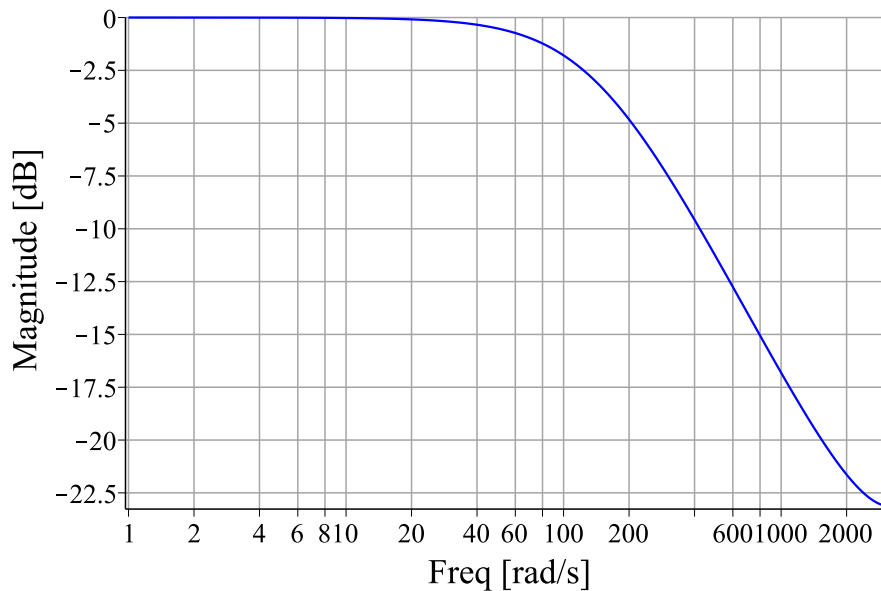


Figura F.3: Bode de magnitud del filtre passa baixos de primer ordre amb $\omega_n = 150$ rad/s i $T_s = 0,001$ s.

La discretització afecta avançant l'atenuació a freqüències lleugerament menors als esperats. Aquest fet però no afectarà sensiblement a l'aplicació pel qual ha estat dissenyat.

F.3 Filtre passa baixos de segon ordre

L'equació de la funció de transferència del filtre en temps continu.

$$G_{\text{filtre}}(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n \cdot s + \omega_n^2} \quad (\text{F.16})$$

On:

ω_n és la freqüència [rad/s] a partir de la qual l'atenuació és de 40 dB per dècada.

Utilitzant discretització *backward euler*.

$$s = \frac{z - 1}{z \cdot T_s} \quad (\text{F.17})$$

$$G_{\text{filtre}}(z) = \frac{\omega_n^2 T_s^2 \cdot z^2}{(\omega_n^2 T_s^2 + 2\xi\omega_n T_s + 1) \cdot z^2 - (2\xi\omega_n T_s + 2) \cdot z + 1} \quad (\text{F.18})$$

En la Figura F.4 es pot apreciar el comportament del guany del filtre.

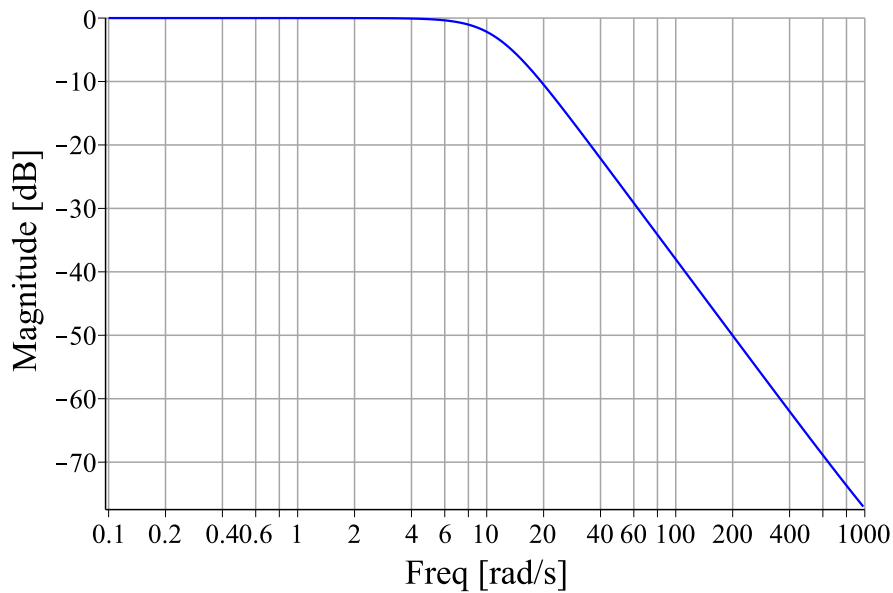


Figura F.4: Bode de magnitud del filtre passa baixos de segon ordre amb $\xi = \frac{\sqrt{2}}{2}$, $\omega_n = 11,25$ rad/s i $T_s = 0,001$ s.

Annex G

Implementació de funcions de transferència en el DSP com a equació de diferències

Per la implementació de qualsevol funció de transferència al DSP en codi C, caldrà utilitzar la seva expressió en forma d'equació de diferències.

Partint de la funció de transferència en temps discret entre una entrada $X(z)$ i una sortida $Y(z)$:

$$G(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{a \cdot z^2 + b \cdot z + c}{d \cdot z^2 + e \cdot z + f} \quad (\text{G.1})$$

On a, b, \dots, f són els coeficients de $G(z)$.

Expressada en potències negatives de z :

$$Y(z) = \frac{a + b \cdot z^{-1} + c \cdot z^{-2}}{d + e \cdot z^{-1} + f \cdot z^{-2}} \cdot X(z) \quad (\text{G.2})$$

Assumint que z^{-1} representa el retard d'un període de mostreig, essent n la mostra actual:

$$d \cdot y(n) + e \cdot y(n-1) + f \cdot y(n-2) = a \cdot x(n) + b \cdot x(n-1) + c \cdot x(n-2) \quad (\text{G.3})$$

Per tant, expressant la sortida com a combinació lineal de l'entrada, els valors anteriors de l'entrada i els valors anteriors de la sortida:

$$y(n) = N_0 \cdot x(n) + N_1 \cdot x(n-1) + N_2 \cdot x(n-2) - D_1 \cdot y(n-1) - D_2 \cdot y(n-2) \quad (\text{G.4})$$

on:

$$N_0 = \frac{a}{d} \quad N_1 = \frac{b}{d} \quad N_2 = \frac{c}{d} \quad D_1 = \frac{e}{d} \quad D_2 = \frac{f}{d} \quad (\text{G.5})$$

Annex H

Transformades de *Fourier*

La necessitat de la transformada de *Fourier* en aquest projecte, no és altra que la obtenció de l'amplitud d'una component harmònica concreta d'un senyal.

L'abús del llenguatge en l'entorn de les diferents formes de la transformada de *Fourier* pot portar a certes confusions. Per tant, s'han intentat extreure els aspectes més essencials intentant però, no caure en el parany de la complexitat matemàtica de la bibliografia [6] i [17].





Type of Transform	Example Signal
Fourier Transform <i>signals that are continuous and aperiodic</i>	
Fourier Series <i>signals that are continuous and periodic</i>	
Discrete Time Fourier Transform <i>signals that are discrete and aperiodic</i>	
Discrete Fourier Transform <i>signals that are discrete and periodic</i>	

Figura H.1: Una transformada de *Fourier* per a cada tipus de senyal. Font [6].

Com es veu en la Figura H.1 cada tipus de transformada de *Fourier* està pensada per un tipus concret de senyal.

En definitiva, sigui quin sigui el senyal a analitzar, serà mitjançant les transformades de *Fourier*, que podrem passar la seva expressió del domini temporal al domini freqüencial i viceversa.

H.1 Transformada de *Fourier*

La transformada de *Fourier* està orientada a senyals aperiòdiques. Permet obtenir el guany i la fase en funció de la freqüència. De fet, és l'operació matemàtica utilitzada per a la confecció d'un *bode*.

$$F(\omega) = \mathfrak{F}[f(t)] = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) \cdot e^{-j\omega t} \cdot dt \quad (\text{H.1})$$

$$f(t) = \mathfrak{F}^{-1}[F(\omega)] = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F(\omega) \cdot e^{j\omega t} \cdot d\omega \quad (\text{H.2})$$

Una funció aperiòdica té infinites freqüències i per tant, la transformada de *Fourier* té un espectre continu.

H.2 Sèrie de *Fourier*

La sèrie de *Fourier* és l'aproximació d'una funció periòdica, com a composició de senyals trigonomètriques simples de freqüències múltiples a la fonamental, on la freqüència fonamental és la inversa del període T del patró de repetició. S'obté d'una doble transició del domini temporal al domini freqüencial, retornant posteriorment al domini temporal.

$$f(t) \xrightarrow{\mathfrak{F}} F(\omega) \xrightarrow{\mathfrak{F}^{-1}} f(t) \quad (\text{H.3})$$

H.2.1 Modificació de la transformada per a senyals periòdiques

Un senyal periòdic pot contenir un número infinit però discret de freqüències. Per tant, la seva transformada de *Fourier* tindrà un espectre discontinu de freqüències múltiples a la fonamental $\omega = h \cdot \omega_0$ per $h = 1, 2, \dots, \infty$.

L'Equació de la transformada directa [H.1](#) on el patró es repeteix cada període T , queda:

$$F(h\omega_0) = \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} f(t) \cdot e^{-jh\omega_0 t} \cdot dt \quad (\text{H.4})$$

L'Equació de la transformada inversa [H.2](#) entenent freqüències sempre positives $h \geq 0$.

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \sum_{h=0}^{\infty} F(h\omega_0) \cdot e^{jh\omega_0 t} \cdot \Delta\omega \quad (\text{H.5})$$

On:

$$\Delta\omega = 2\pi\Delta f = \frac{2\pi}{T} \quad (\text{H.6})$$

Acaba quedant:

$$f(t) = \frac{1}{T} \sum_{h=0}^{\infty} F(h\omega_0) \cdot e^{jh\omega_0 t} \quad (\text{H.7})$$

H.2.2 Generació de la sèrie

Finalment, per fer la sèrie de *Fourier*, volem reconstruir un senyal temporal periòdic amb la suma de les senyals temporals de les freqüències múltiples de la fonamental. De fet, és com fer la transformada inversa de la transformada directa d'ell mateix.

A partir de les Equacions [H.4](#) i [H.7](#):

$$f(t) = \mathfrak{F}^{-1} \{ \mathfrak{F} [f(t)] \} \quad (\text{H.8})$$

$$f(t) = \frac{1}{T} \sum_{h=0}^{\infty} \left[\int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} f(t) \cdot e^{-jh\omega_0 t} \cdot dt \right] \cdot e^{jh\omega_0 t} \quad (\text{H.9})$$

Donant lloc a la sèrie de *Fourier* en forma complexa.

$$f(t) = \sum_{h=0}^{\infty} C_h \cdot e^{jh\omega_0 t} \quad (\text{H.10})$$

On:

$$C_h = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} f(t) \cdot e^{-jh\omega_0 t} \cdot dt \quad (\text{H.11})$$

En forma trigonomètrica rectangular.

$$f(t) = \frac{A_0}{2} + \sum_{h=1}^{\infty} A_h \cos(h\omega_0 t) + B_h \sin(h\omega_0 t) \quad (\text{H.12})$$

On:

$$\begin{aligned} A_0 &= \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} f(t) \cdot dt \\ A_h &= \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} f(t) \cos(h\omega_0 t) \cdot dt \\ B_h &= \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} f(t) \sin(h\omega_0 t) \cdot dt \end{aligned} \quad (\text{H.13})$$

O en forma trigonomètrica polar en base cosinus.

$$f(t) = \frac{A_0}{2} + \sum_{h=1}^{\infty} M_h \cos(h\omega_0 t + \phi_h) \quad (\text{H.14})$$

On:

$$\begin{aligned} A_0 &= \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} f(t) \cdot dt \\ M_h &= \sqrt{A_h^2 + B_h^2} \\ \phi_h &= \arctan\left(\frac{-B_h}{A_h}\right) \end{aligned} \quad (\text{H.15})$$

O en forma trigonomètrica polar en base sinus.

$$f(t) = \frac{A_0}{2} + \sum_{h=1}^{\infty} M_h \sin(h\omega_0 t + \phi_h) \quad (\text{H.16})$$

On:

$$\begin{aligned} A_0 &= \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} f(t) \cdot dt \\ M_h &= \sqrt{A_h^2 + B_h^2} \\ \phi_h &= \arctan\left(\frac{A_h}{B_h}\right) \end{aligned} \quad (\text{H.17})$$

H.3 Transformada discreta de *Fourier* DFT

En aquest cas, la transformada discreta de *Fourier* o DFT, està orientada a senyals periòdiques i discretes. Fent un exercici anàleg a la sèrie de *Fourier*, un cop obtingudes les transformades en podem construir la sèrie com a composició de funcions trigonomètriques simples de freqüències múltiples a la fonamental. On la freqüència fonamental és la inversa del període T del patró de repetició.

H.3.1 Modificació de la transformada per senyals periòdiques i discretes

Un senyal periòdic mostrejat no pot tenir un número infinit de freqüències per culpa de les pròpies limitacions del mostreig. Amb N mostres per període T , l'harmònic h de major ordre possible serà $N - 1$.

Essent n l'enèsima mostra del període:

$$t = \frac{n}{N} \cdot T \quad \text{per} \quad n = 0, 1, 2, \dots, N - 1 \quad (\text{H.18})$$

Per tant:

$$\omega_0 t = \frac{n}{N} \cdot T \cdot \omega_0 = \frac{2\pi n}{N} \quad \text{per} \quad n = 0, 1, 2, \dots, N - 1 \quad (\text{H.19})$$

L'Equació de la transformada directa (H.4) per a una funció periòdica discreta de N mostres per període T .

$$F(h) = \sum_{n=0}^{N-1} f(n) \cdot e^{-jh \frac{2\pi n}{N}} \quad (\text{H.20})$$

L'Equació de la transformada inversa (H.7) per a una funció periòdica discreta de N mostres per període T .

$$f(n) = \frac{1}{N} \sum_{h=0}^{N-1} F(h) \cdot e^{jh \frac{2\pi n}{N}} \quad (\text{H.21})$$

H.3.2 Generació de la sèrie

Finalment, per fer la sèrie de *Fourier* discreta, volem reconstruir el senyal temporal periòdic amb la suma de les senyals temporals de les freqüències múltiples de la fonamental. De nou, és com fer la transformada inversa de la transformada directa d'ell mateix.

A partir de les Equacions H.20 i H.21:

$$f(n) = \mathfrak{F}^{-1} \{ \mathfrak{F} [f(n)] \} \quad (\text{H.22})$$

$$f(n) = \frac{1}{N} \sum_{h=0}^{N-1} \left[\sum_{n=0}^{N-1} f(n) \cdot e^{-jh \frac{2\pi n}{N}} \right] \cdot e^{jh \frac{2\pi n}{N}} \quad (\text{H.23})$$

Donant lloc a la sèrie discreta de *Fourier* en forma complexa.

$$f(t) = \sum_{h=0}^{N-1} C_h \cdot e^{jh \frac{2\pi n}{N}} \quad (\text{H.24})$$

On:

$$C_h = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} f(n) \cdot e^{-jh \frac{2\pi n}{N}} \quad (\text{H.25})$$

En forma trigonomètrica rectangular.

$$f(n) = \frac{A_0}{2} + \sum_{h=1}^{N-1} A_h \cos\left(h \frac{2\pi n}{N}\right) + B_h \sin\left(h \frac{2\pi n}{N}\right) \quad (\text{H.26})$$

On:

$$\begin{aligned} A_0 &= \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} f(n) \\ A_h &= \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} f(n) \cos\left(h \frac{2\pi n}{N}\right) \\ B_h &= \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} f(n) \sin\left(h \frac{2\pi n}{N}\right) \end{aligned} \quad (\text{H.27})$$

O en forma trigonomètrica polar en base cosinus.

$$f(t) = \frac{A_0}{2} + \sum_{h=1}^{N-1} M_h \cos\left(h \frac{2\pi n}{N} + \phi_h\right) \quad (\text{H.28})$$

On:

$$\begin{aligned} A_0 &= \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} f(n) \\ M_h &= \sqrt{A_h^2 + B_h^2} \\ \phi_h &= \arctan\left(\frac{-B_h}{A_h}\right) \end{aligned} \quad (\text{H.29})$$

O en forma trigonomètrica polar en base sinus.

$$f(t) = \frac{A_0}{2} + \sum_{h=1}^{N-1} M_h \sin\left(h \frac{2\pi n}{N} + \phi_h\right) \quad (\text{H.30})$$

On:

$$\begin{aligned} A_0 &= \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} f(n) \\ M_h &= \sqrt{A_h^2 + B_h^2} \\ \phi_h &= \arctan\left(\frac{A_h}{B_h}\right) \end{aligned} \quad (\text{H.31})$$

H.4 Detecció de l'amplitud d'un harmònic concret

Finalment, la utilitat de la transformada de *Fourier* és la disposició d'una eina capaç de calcular l'amplitud i la fase d'un harmònic concret, d'un senyal elèctric periòdic i discret, adquirit per les sondes en el DSP. Per tant, es farà ús de la component harmònica desitjada h , en la forma trigonomètrica polar de la sèrie discreta de *Fourier* (Equacions H.28 i H.29).

Fent ús de la forma en base cosinus:

$$M_h = \sqrt{A_h^2 + B_h^2} \quad (\text{H.32})$$

$$\phi_h = \arctan\left(\frac{-B_h}{A_h}\right) \quad (\text{H.33})$$

On:

$$A_h = \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} f(n) \cos\left(h \frac{2\pi n}{N}\right) \quad (\text{H.34})$$

$$B_h = \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} f(n) \sin\left(h \frac{2\pi n}{N}\right) \quad (\text{H.35})$$

Annex I

Altres simulacions

Com a addició de la simulació presentada en el Capítol 5 pot ser interessant veure'n el resultat d'altres escenaris.

La Figura I.1 recorda la idea conceptual del conjunt d'elements modelitzats en el VC-VSI¹.

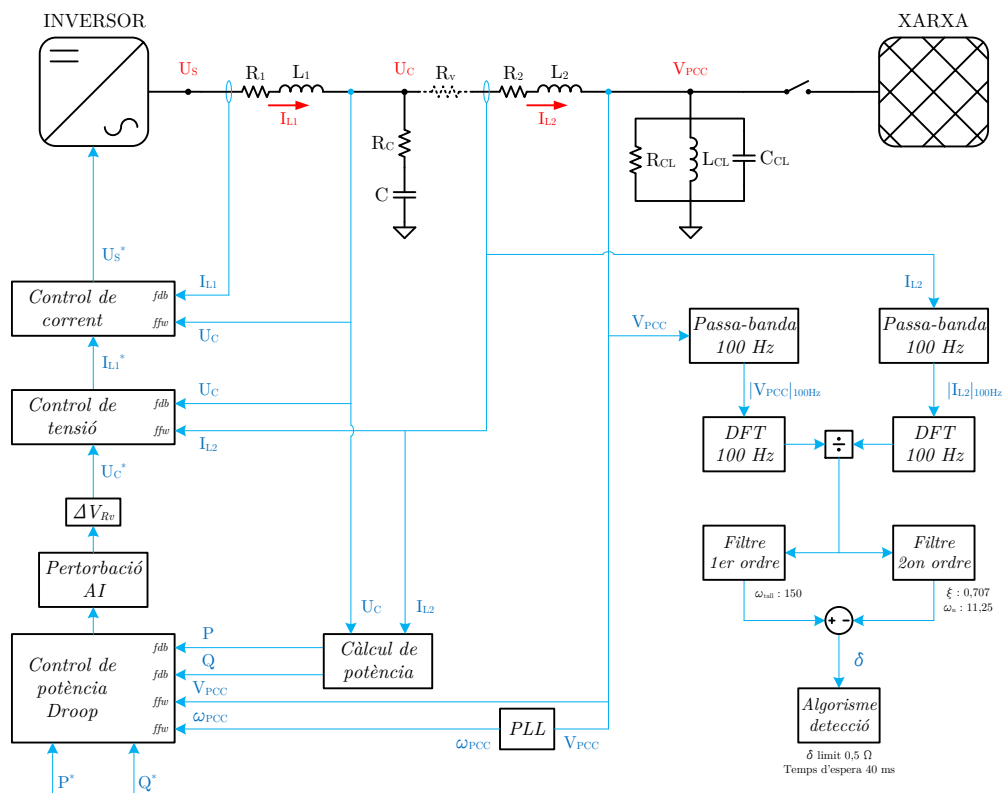


Figura I.1: Diagrama conjunt de l'inversor, control i *anti-islanding*.

¹Voltage Controlled Voltage Source Inverter

I.1 Cronologia de la simulació

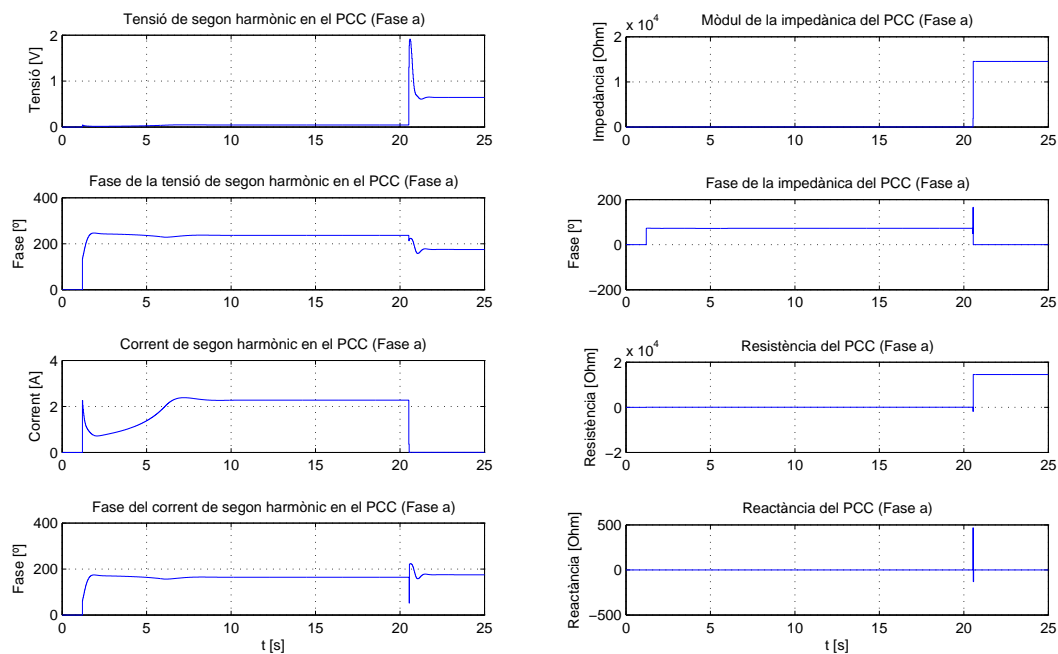
Per poder interpretar correctament els resultats simulats, és necessari conèixer ordenadament la seqüència temporal de successos.

- $t = 0$ s. Inici de la simulació.
- $t = 1$ s. Activació del inversor en buit.
- $t = 6$ s. Activació de les consignes de potència.
- $t = 15$ s. Connexió de la càrrega local.
- $t = 20,5$ s. Desconnexió de la xarxa.

I.2 Escenari 2

En aquest escenari es simula la detecció d'illa fent treballar l'inversor en buit, sense entregar potència, i sense cap càrrega local.

Observant la Figura I.2 s'aprecia la impedància en illa infinita, sense càrrega local.



(a) Tensions i Corrents

(b) Impedància

Figura I.2: Resposta de les variables elèctriques a 100 Hz de l'escenari 2.

Pel què fa a la detecció, la Figura I.3(a) mostra com el temps de detecció sota una graó d'impedància tan gran és encara millor: 60 ms. Contrastant de nou amb el mètode passiu de la Figura I.3(b), aquest és incapaç de detectar ja que el flux de potència cap a la xarxa és nul en tot moment.

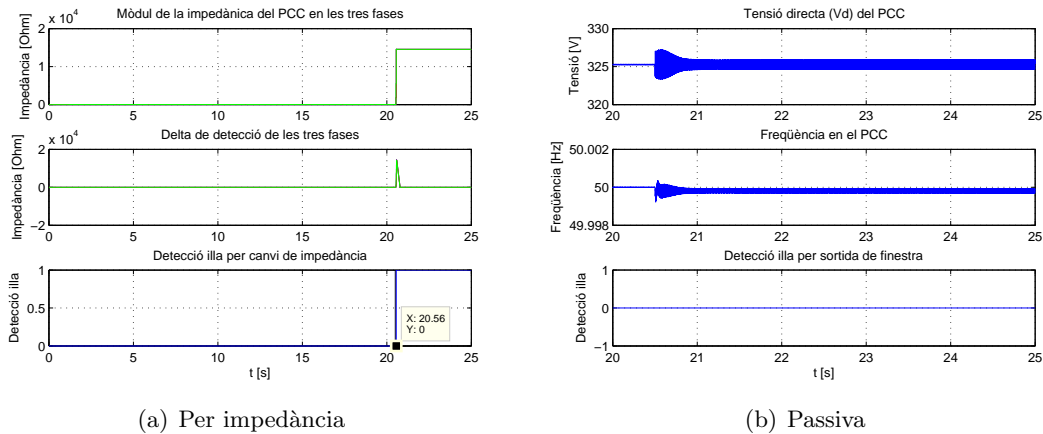


Figura I.3: Efectivitat de la detecció d'illa en l'escenari 2.

I.3 Escenari 3

En aquest escenari es simula la detecció d'illa fent treballar l'inversor en buit, sense entregar potència, amb una càrrega local ressonant de 10 kW per fase i factor de qualitat 2. Amb la presència de la xarxa, aquesta alimentarà la càrrega ressonant, sense la xarxa cal veure com respon l'inversor.

En la Figura I.4 s'aprecia l'evolució de la impedància en la transició xarxa-illa.

Cal dir, que destaca un sobrepuig notable, tan en el corrent com en la tensió, quan la xarxa desconnecta. Aquest comportament, diferent a l'escenari anterior de la Figura I.2, és degut a l'efecte ja explicat en el Punt 5.2.3. L'efectivitat del *feedforward* per neutralitzar els canvis aigües avall del control de l'inversor, queda en entredit quan el llaç de corrent intern no és ideal.

Pel què fa a la detecció, la Figura I.5 posa en evidència la imperiosa necessitat d'un mètode actiu per detectar la caiguda de xarxa en un VC-VSI. Tot i estar en un escenari on el flux de potència cap a la xarxa no és nul en l'instant de desconnexió, el mètode passiu (Figura I.5(b)) no és capaç de detectar la desconnexió, ja que el control del llaç de potència no permet desviacions suficientment grans de la tensió o la freqüència del PCC.

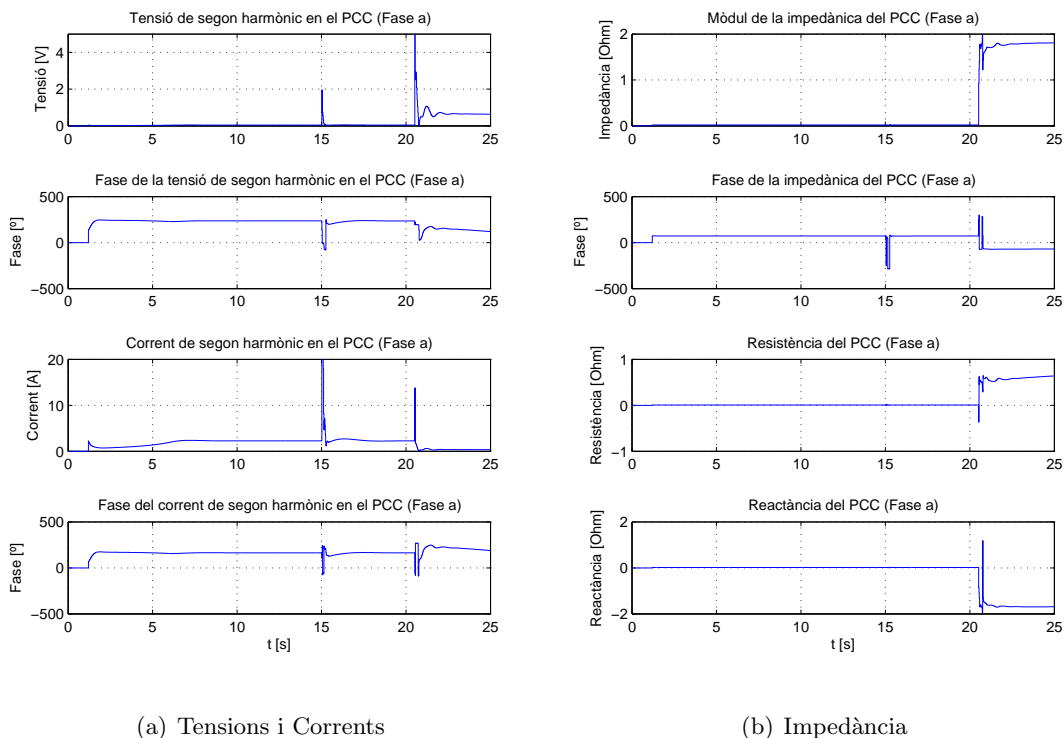


Figura I.4: Resposta de les variables elèctriques a 100 Hz de l'escenari 3.

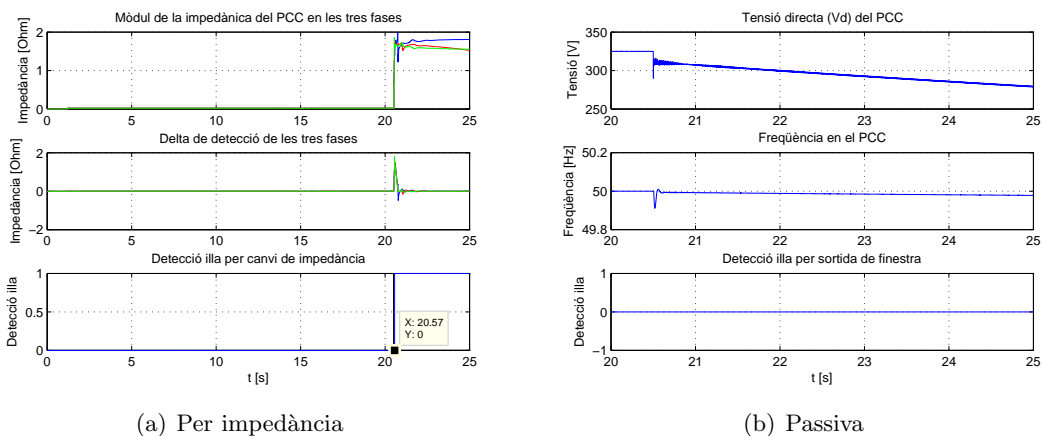


Figura I.5: Efectivitat de la detecció d'illa en l'escenari 3.

El temps de detecció del mètode actiu (Figura I.5(a)) és de 70 ms.

I.4 Escenari 4

En aquest escenari es simula la detecció d'illa fent treballar l'inversor a un terç de càrrega, 10 kW per fase, sense aportació de reactiva i sense cap càrrega local. Caldrà veure com respon l'inversor quan desapareix el consumidor de la potència que està entregant.

En la Figura I.6 s'aprecia l'evolució de la impedància en la transició xarxa-illa. Destaca la inestabilitat provocada per l'absència de destí de la potència injectada per l'inversor en el moment de la desconnexió de la xarxa.

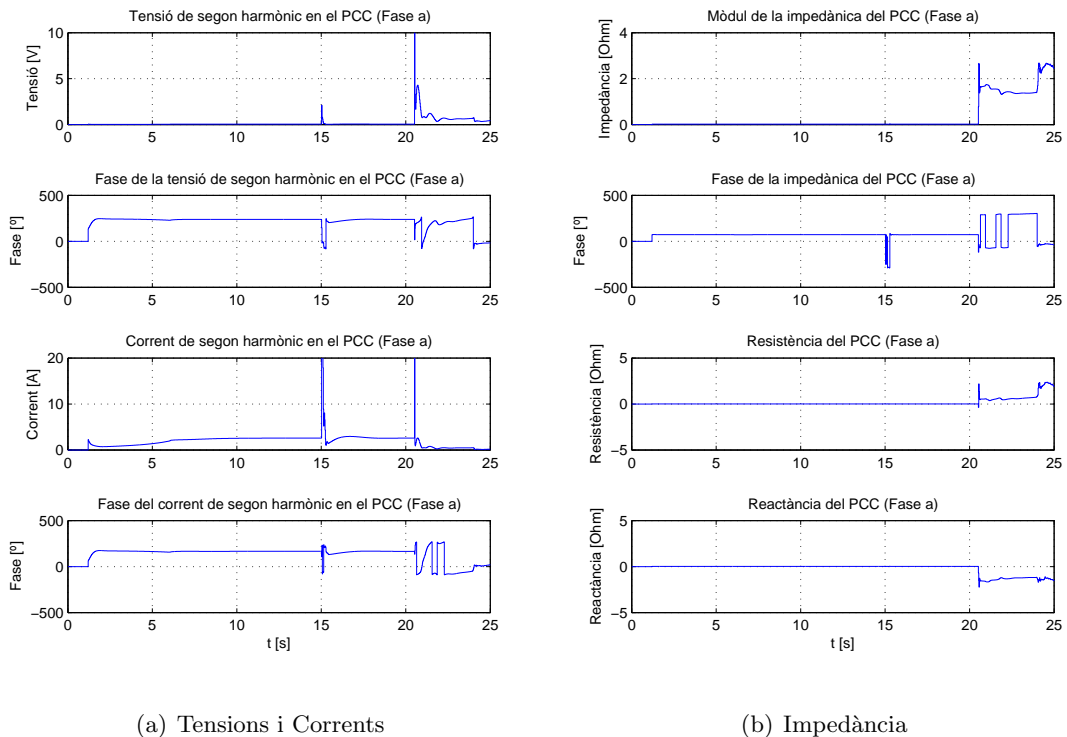


Figura I.6: Resposta de les variables elèctriques a 100 Hz de l'escenari 4.

Sota les condicions d'aquest escenari, quan la xarxa desconnecta, apareix un desajust de potència activa molt important. L'inversor, entregant 10 kW per fase, es troba sobtadament sense cap càrrega que els absorbeixi. Aquest fet desestabilitza l'algorisme de mesura d'impedància. No obstant, tot i no fer-se infinit el grau d'impedància, és suficient per detectar la condició d'illa.

Tot i l'augment de la tensió provocat per l'excés de potència injectada sobre una càrrega inexistent, la Figura I.7 torna a posar en evidència la necessitat d'un mètode actiu per detectar la caiguda de xarxa en un VC-VSI. En un escenari on el flux de potència cap a la xarxa no és nul en l'instant de desconnexió, el mètode passiu (Figura I.7(b)) és massa lent en detectar la desconnexió (1,53 s).

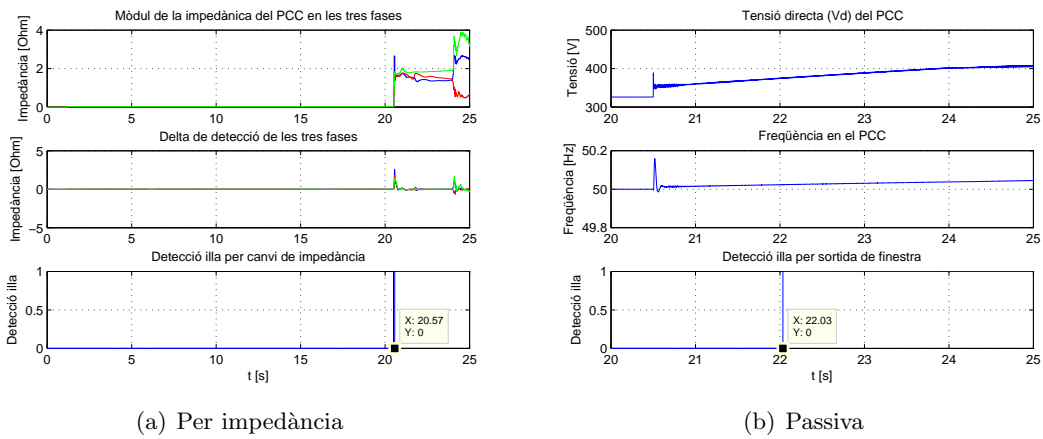


Figura I.7: Efectivitat de la detecció d'illa en l'escenari 4.

El temps de detecció del mètode actiu (Figura I.7(a)) és de 70 ms.

Annex J

Detalls dels resultats experimentals

En aquest Annex es recullen els detalls dels resultats experimentals obtinguts i resumits en la Taula 6.1 del Punt 6.4.

Es validaran els resultats mitjançant una combinació entre les proves experimentals i els resultats d'una simulació adaptada a les modificacions presentades en el Punt 6.1.

J.1 Efectes de la transició a illa

Primer de tot cal estudiar el canvi de model de la planta, per entendre els fenòmens provocats pel canvi físic que representa la desconnexió de la xarxa.

Aplicant l'estudi fet en el Punt 3.4, l'anàlisi dels bodes anticipa la resposta de la planta en la transició xarxa a illa.

En la Figura J.1(a) es veu el canvi de guany que experimentarà la tensió V_{PCC} sobre la tensió U_C a diferents freqüències.

En la Figura J.1(b) es veu el canvi de guany que experimentarà el corrent I_2 sobre la tensió U_C a diferents freqüències.

I en la Figura J.1(c) es veu el canvi de guany que experimentarà la tensió V_{PCC} sobre el corrent I_2 , per tant la impedància Z_{PCC} , a diferents freqüències.

Tenint en compte que el llaç de corrent implementat en I_2 és molt lent, es pot acceptar en els primers instants, el pronostic dels bodes de la Figura J.1 que prenen fixa a la tensió U_C , on a 100 Hz:

- La tensió V_{PCC} es dobla.
- El corrent I_2 cau bruscament en un factor proper a 30.
- La impedància passa de les poques dècimes d'*Ohm* als 10,7 Ω .

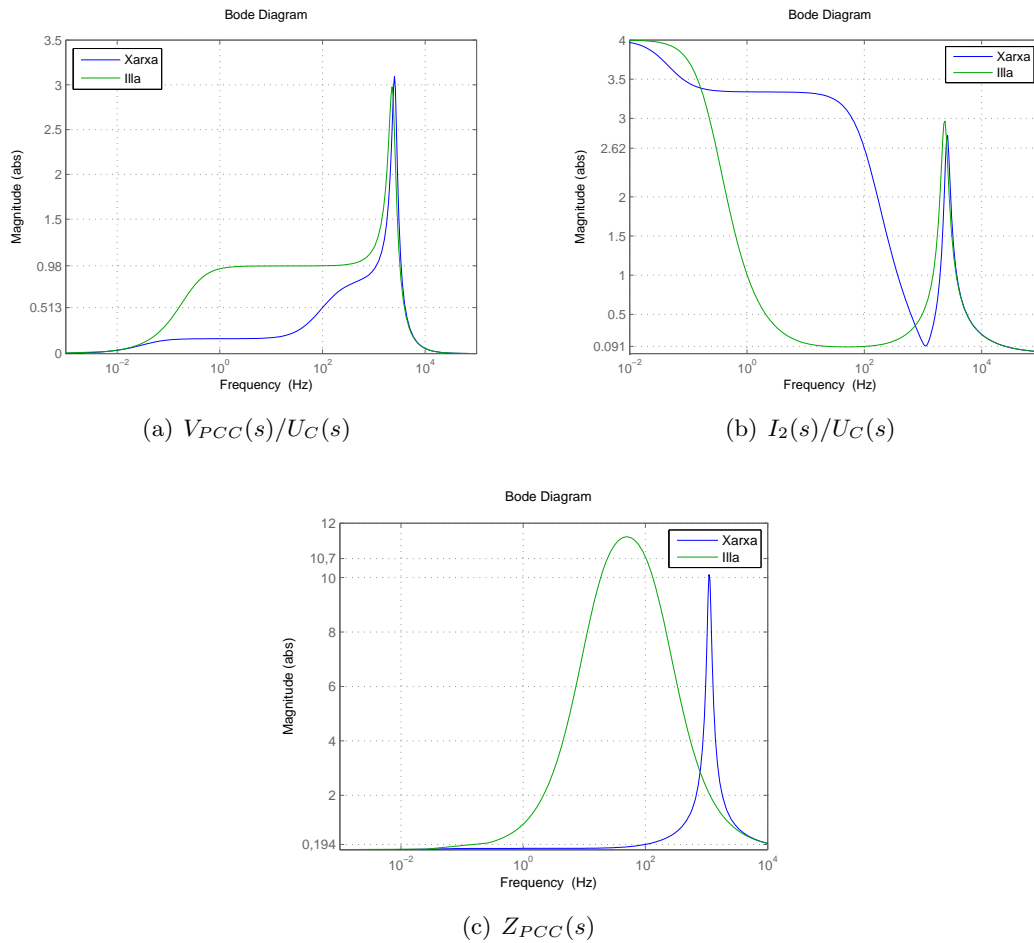


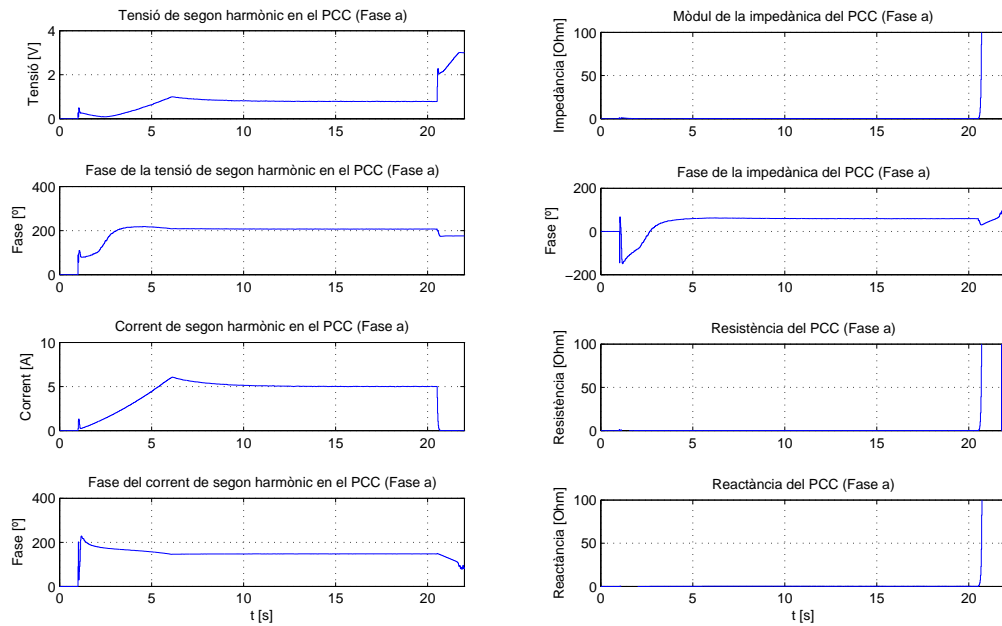
Figura J.1: Bodes de magnitud en valor absolut de la transició xarxa - illa amb el model de xarxa i la càrrega ressonant experimentals.

J.2 Detecció sota flux de potència nul

Aquí es recullen dues possibles situacions on la detecció només pot ser efectiva mitjançant un mètode actiu. L'absència de flux de potència a través del punt de connexió fa que la tensió del mateix no reaccioni a la desconnexió de la xarxa.

J.2.1 Consigna nul·la de potència en l'inversor sense càrrega local

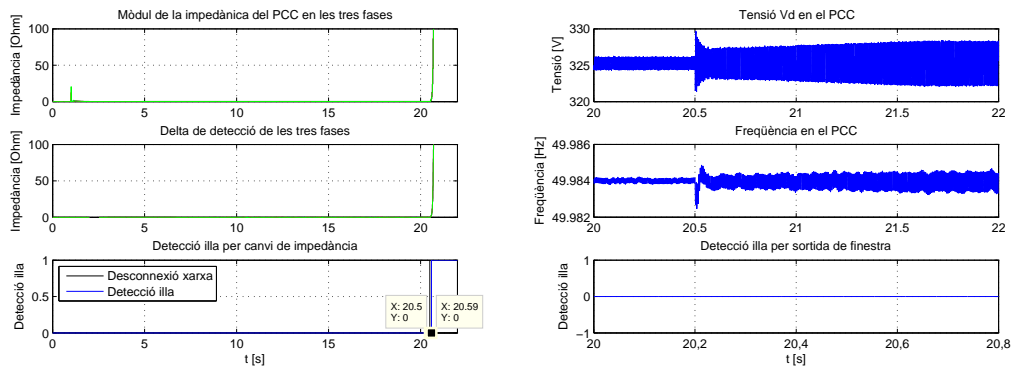
Sense càrrega local, la impedància en illa és teòricament infinita, fet que ajuda alhora de detectar un canvi d'impedància del PCC.



(a) Tensions i corrents de segon harmònic

(b) Impedància

Figura J.2: Resposta de les variables elèctriques en simulació injectant 0 kW/fase, 0 kvar/fase i sense càrrega local.



(a) Detecció per canvi d'impedància

(b) Detecció per variació tensió/freqüència

Figura J.3: Comparació entre la detecció per estimació d'impedància (actiu) i per variació de tensió/freqüència (passiu) en simulació injectant 0 kW/fase, 0 kvar/fase i sense càrrega local.

Com es pot apreciar en la Figura J.3(b), la detecció per variació tensió/freqüència és inviable. En canvi, mitjançant el mètode exposat en aquest projecte el temps de detecció és inferior als 100 ms.

Es pot veure en la Figura J.3(a), com el resultat de la simulació dona un temps de detecció de 90 ms.

També es pot observar en la Figura J.4(b), com el temps de detecció és de 80,4 ms. Aquest és el temps que transcorre des de l'extinció del corrent (Canal 2, verd), fins a l'activació del *flag* de detecció (Canal 4, blau).

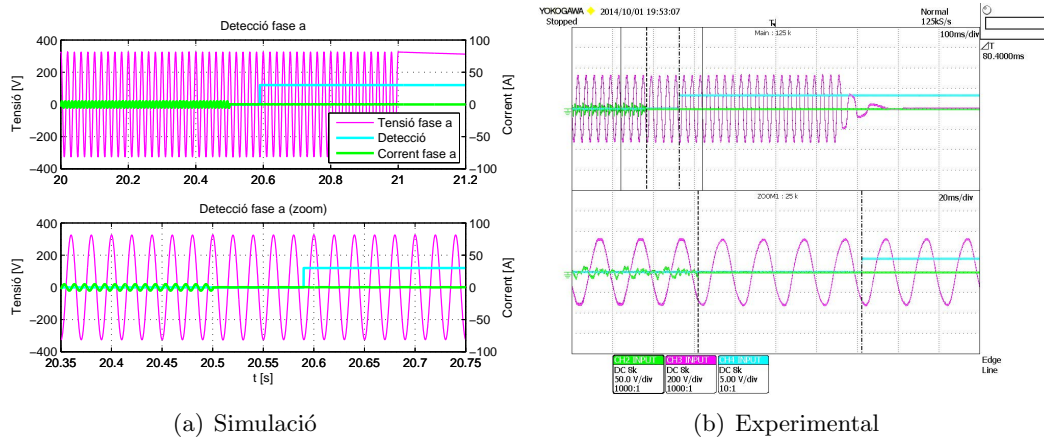


Figura J.4: Comparació entre simulació i planta experimental en la detecció d'illa injectant 0 kW/fase, 0 kvar/fase i sense càrrega local.

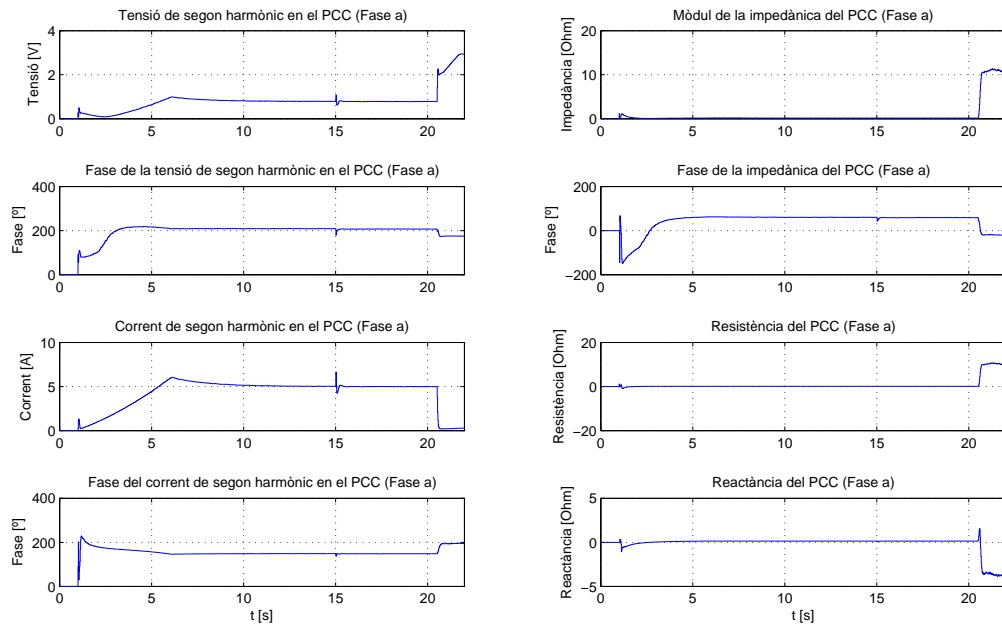
Queda demostrada la viabilitat de la detecció sota aquest escenari.

J.2.2 Càrrega local ressonant alimentada exclusivament per l'inversor

Amb la càrrega local ressonant exposada en el Punt 6.2, s'espera detectar un salt de la impedància del PCC fins al valor en illa determinat per la impedància pròpia de la càrrega ressonant.

$$\vec{Z}_{illa} = \vec{Z}_{CL} = 10,1154 - j \cdot 3,7424 = 10,7855 \angle_{20,3^\circ} \quad (J.1)$$

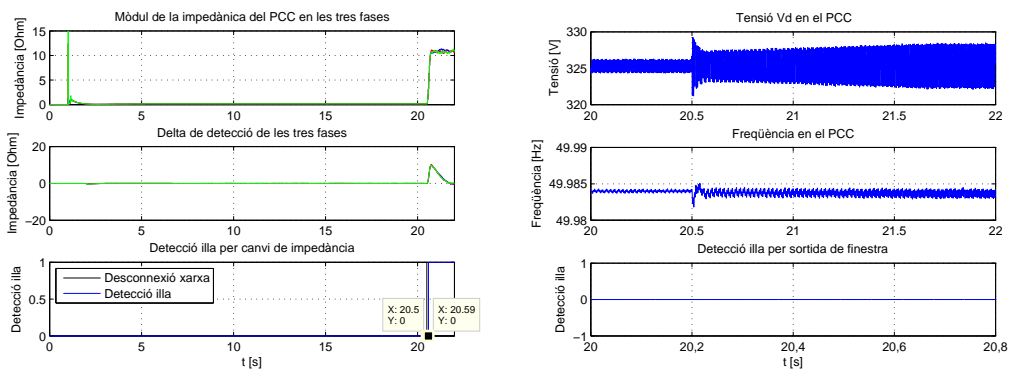
Com es pot apreciar en la Figura J.6(b), la detecció per variació tensió/freqüència és inviable de nou. En canvi, mitjançant el mètode exposat en aquest projecte el temps de detecció és inferior als 100 ms.



(a) Tensions i corrents de segon harmònic

(b) Impedància

Figura J.5: Resposta de les variables elèctriques en simulació injectant 4,6 kW/fase, 0 kvar/fase i amb la càrrega local ressonant (4,6 kW/fase).



(a) Detecció per canvi d'impedància

(b) Detecció per variació tensió/freqüència

Figura J.6: Comparació entre la detecció per estimació d'impedància (actiu) i per variació de tensió/freqüència (passiu) en simulació injectant 4,6 kW/fase, 0 kvar/fase i amb la càrrega local ressonant (4,6 kW/fase).

Es pot veure en la Figura J.6(a), com el resultat de la simulació dona un temps de detecció de 90 ms.

També es pot observar en la Figura J.7(b), com el temps de detecció és de 81 ms. Aquest és el temps que transcorre des del canvi de forma del corrent (Canal 2, verd), fins a l'activació del *flag* de detecció (Canal 4, blau). En connexió a xarxa, amb harmònics de tensió, el corrent té un alt rissat per la baixa impedància del condensador a alta freqüència. I sense la xarxa, la forma d'ona de la tensió generada per l'inversor és més bona i la del corrent, en conseqüència també.

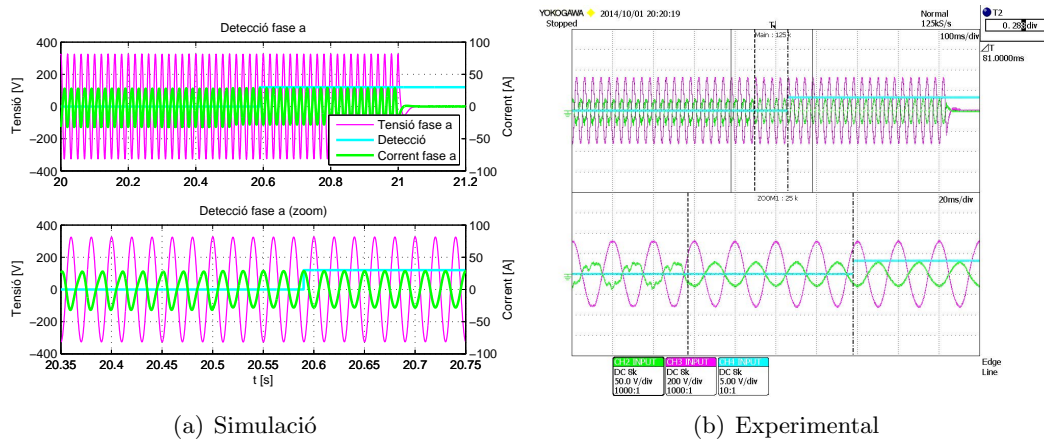


Figura J.7: Comparació entre simulació i planta experimental en la detecció d'illa injectant 4,6 kW/fase, 0 kvar/fase i amb la càrrega local ressonant (4,6 kW/fase).

Tot i l'èxit en la detecció, val la pena donar un cop d'ull a la forma que pren la impedància després de la desconexió de la xarxa.

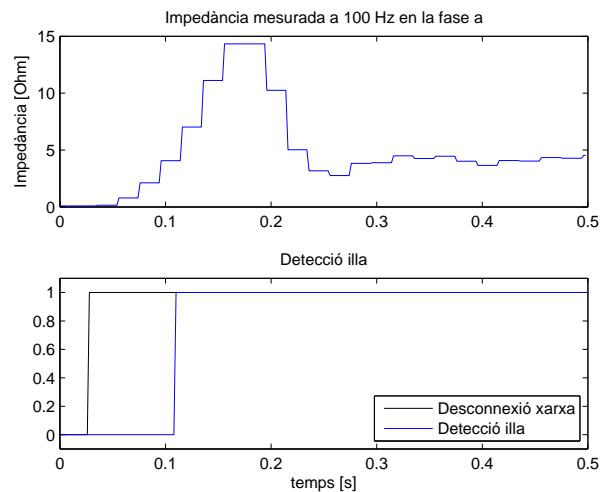


Figura J.8: Impedància mesurada en la detecció d'illa amb la planta experimental injectant 4,6 kW/fase, 0 kvar/fase i amb la càrrega local ressonant (4,6 kW/fase).

La impedància mesurada amb el DSP, després dels inconvenients exposats en el Punt 6.1.1 i les modificacions aplicades en el Punt 6.1.2, creix cercant els 10,8 Ω esperats (Punt 6.2), però pateix una davallada a partir dels 200 ms (aprox.) de la desconexió.

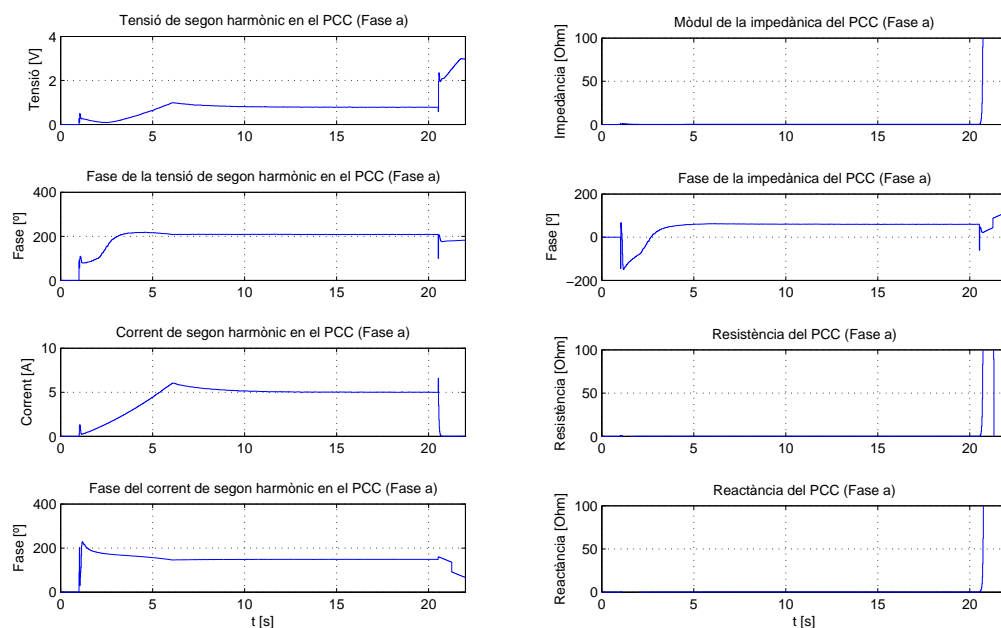
Això es pot justificar amb la caiguda del guany de la pertorbació en corrent explicada en el Punt J.1 i mostrada en el *bode* de la Figura J.1(b). Sota un corrent tan petit, la fiabilitat dels laços interns de control queda notablement reduïda per la falta de precisió de les pròpies sondes.

J.3 Detecció sota flux de potència no nul

Intuïtivament, es pot pensar que els pitjors escenaris per a la detecció són aquells on el flux de potència a través del PCC és nul. No obstant s'han volgut mostrar un parell d'escenaris on això no passa. D'aquesta manera es vol fer evident la necessitat d'un mètode actiu fins i tot quan el flux de potència amb la xarxa no és nul, quan l'inversor és controlat per tensió VC-VSI.

J.3.1 Inversor injectant potència sense càrrega local

En aquest cas l'inversor injecta una potència de 5 kW/fase i no hi ha connectada cap càrrega local.



(a) Tensions i corrents de segon harmònic

(b) Impedància

Figura J.9: Resposta de les variables elèctriques en simulació injectant 5 kW/fase, 0 kvar/fase i sense càrrega local.

Teòricament, davant la desconexió de la xarxa, hauria d'aparèixer un desviament de la tensió i/o la freqüència, que haurien d'habilitar la detecció passiva.

Com es pot apreciar en la Figura J.10(b), tot i que s'espera certa reacció en la detecció per variació tensió/freqüència, aquesta és novament inviable. La tensió del PCC, mostrada en mòdul com a la tensió V_d del PCC, augmenta degut a l'excés de potència activa que dona l'inversor i no té a on anar. Malauradament però, no augmenta suficientment ràpid com per activar la detecció passiva.

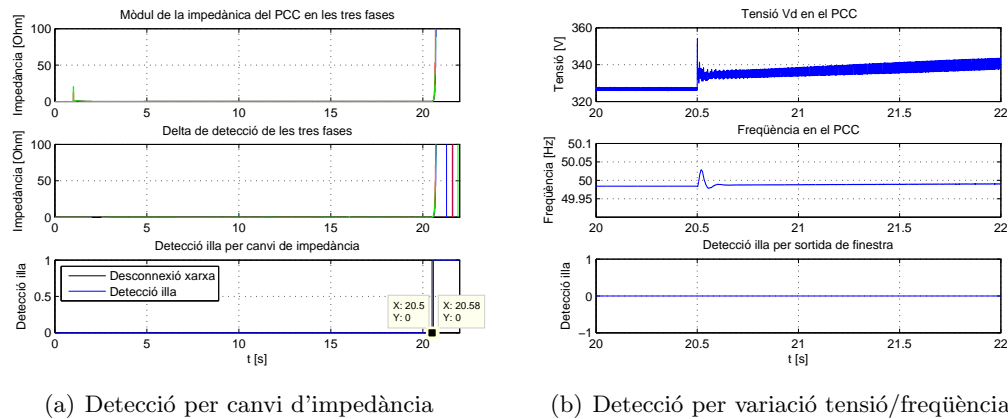


Figura J.10: Comparació entre la detecció per estimació d'impedància (actiu) i per variació de tensió/freqüència (passiu) en simulació injectant 5 kW/fase, 0 kvar/fase i sense càrrega local.

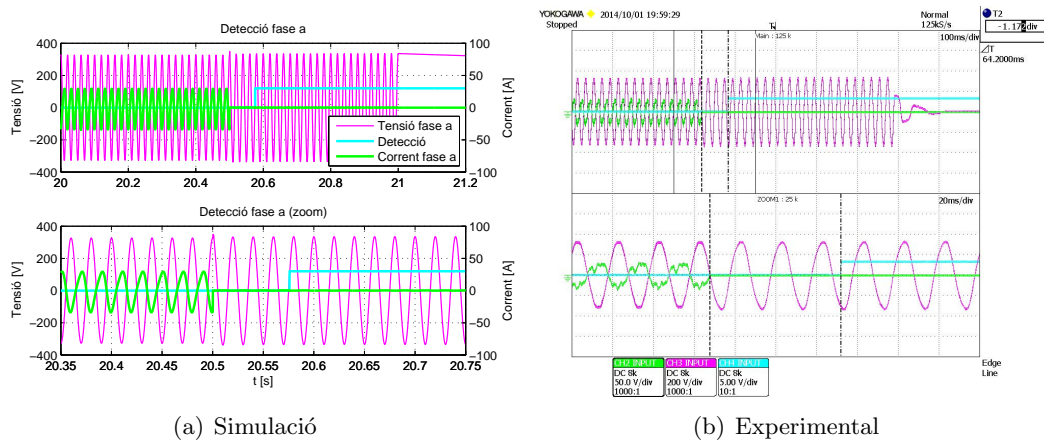


Figura J.11: Comparació entre simulació i planta experimental en la detecció d'illa injectant 5 kW/fase, 0 kvar/fase i sense càrrega local.

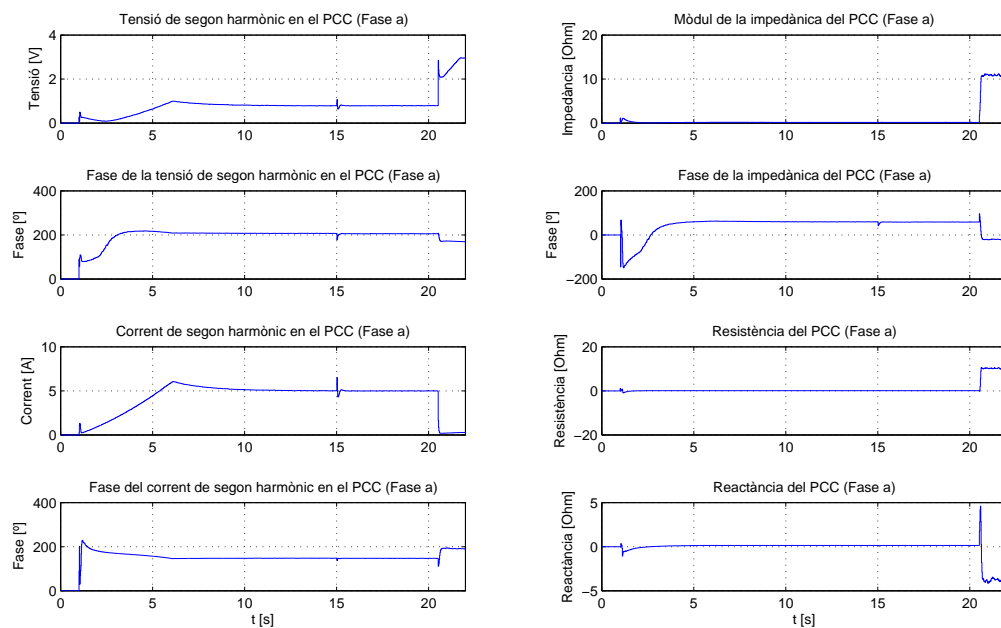
En canvi, mitjançant el mètode exposat en aquest projecte el temps de detecció torna a ser inferior als 100 ms.

Es pot veure en la Figura J.10(a), com el resultat de la simulació dóna un temps de detecció de 80 ms.

També es pot observar en la Figura J.11(b), com el temps de detecció és de 64,2 ms. Aquest és el temps que transcorre des de l'extinció del corrent (Canal 2, verd), fins a l'activació del *flag* de detecció (Canal 4, blau).

J.3.2 Càrrega local ressonant alimentada totalment per la xarxa

En aquest cas l'inversor treballa sota consigna nul·la de potència (0 kW/fase) i la càrrega local ressonant (4,6 kW/fase) és alimentada totalment per la xarxa.



(a) Tensions i corrents de segon harmònic

(b) Impedància

Figura J.12: Resposta de les variables elèctriques en simulació injectant 0 kW/fase, 0 kvar/fase i amb la càrrega local ressonant (4,6 kW/fase).

Teòricament, davant la desconexió de la xarxa, hauria d'aparèixer un desviament de la tensió i/o la freqüència, que haurien d'habilitar la detecció passiva.

Com es pot apreciar en la Figura J.13(b), tot i que s'espera certa reacció en la detecció per variació tensió/freqüència, aquesta és novament inviable. La tensió del PCC, mostrada en mòdul com a la tensió V_d del PCC, disminueix degut a l'absència de potència activa que intenta absorbir la càrrega local. Malauradament però, no disminueix suficientment ràpid com per activar la detecció passiva.

En canvi, mitjançant el mètode exposat en aquest projecte el temps de detecció torna a ser inferior als 100 ms.

Es pot veure en la Figura J.13(a), com el resultat de la simulació dona un temps de detecció de 70 ms.

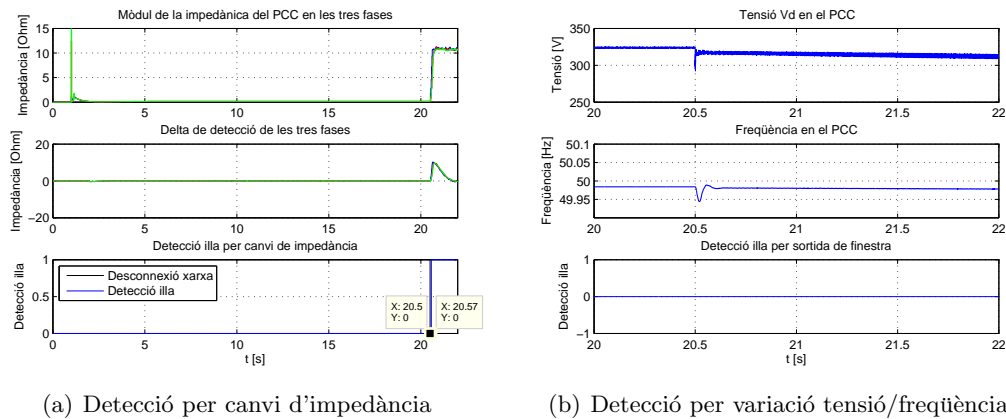


Figura J.13: Comparació entre la detecció per estimació d'impedància (actiu) i per variació de tensió/freqüència (passiu) en simulació injectant 0 kW/fase, 0 kvar/fase i amb la càrrega local ressonant (4,6 kW/fase).

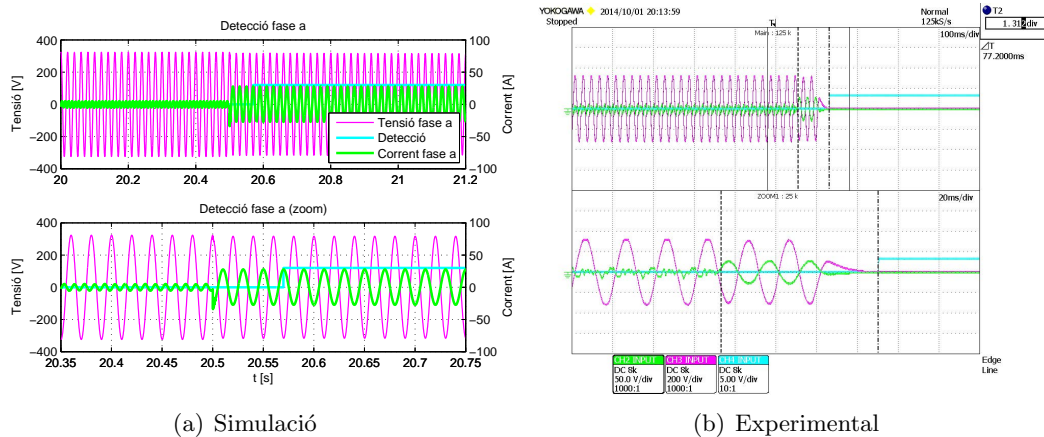
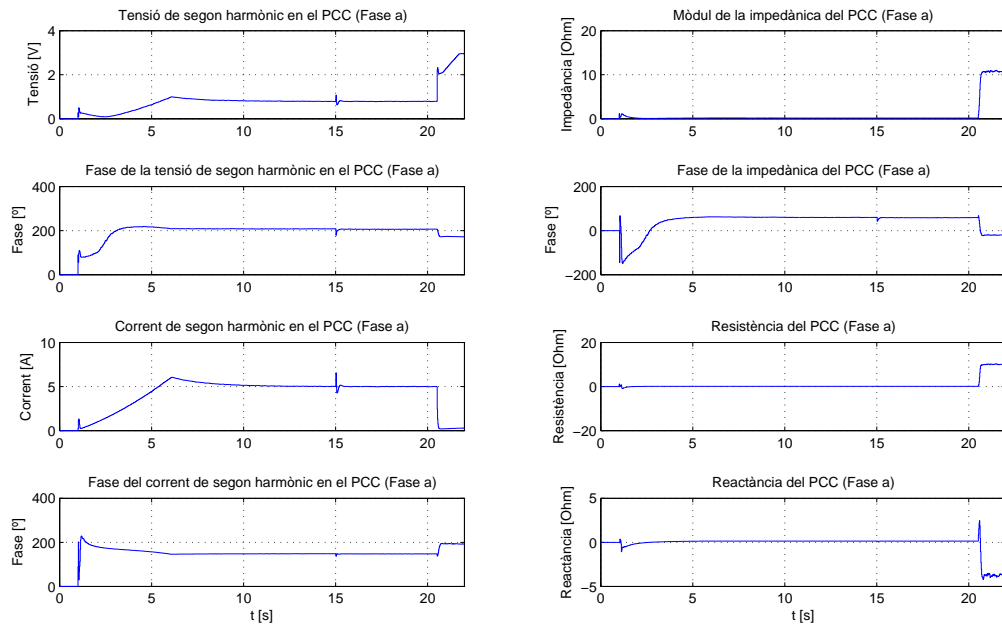


Figura J.14: Comparació entre simulació i planta experimental en la detecció d'illa injectant 0 kW/fase, 0 kvar/fase i amb la càrrega local ressonant (4,6 kW/fase).

També es pot observar en la Figura J.14(b), com el temps de detecció real és de 77,2 ms. Aquest és el temps que transcorre des del canvi de forma del corrent (Canal 2, verd), fins a l'activació del *flag* de detecció (Canal 4, blau).

J.3.3 Càrrega local ressonant alimentada parcialment per la xarxa

En aquest cas l'inversor injecta una potència inferior (2 kW/fase) a l'absorbida per la càrrega local (4,6 kW/fase).

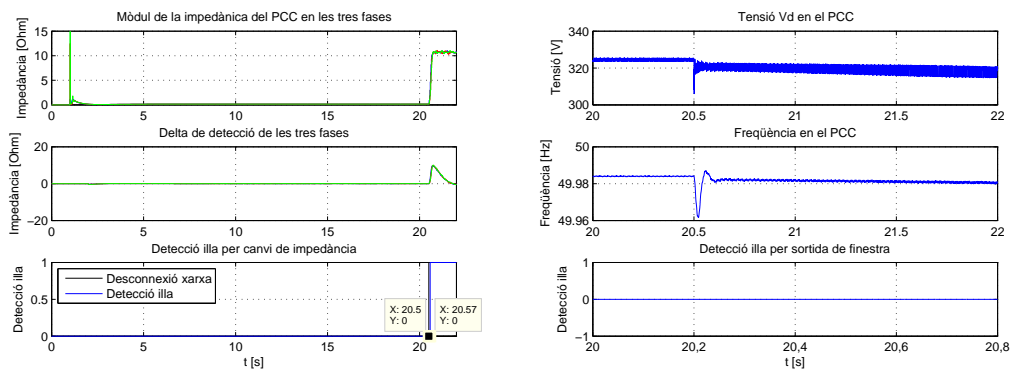


(a) Tensions i corrents de segon harmònic

(b) Impedància

Figura J.15: Resposta de les variables elèctriques en simulació injectant 2 kW/fase, 0 kvar/fase i amb la càrrega local ressonant (4,6 kW/fase).

Teòricament, davant la desconexió de la xarxa, hauria d'aparèixer un desviament de la tensió i/o la freqüència, que haurien d'habilitar la detecció passiva.



(a) Detecció per canvi d'impedància

(b) Detecció per variació tensió/freqüència

Figura J.16: Comparació entre la detecció per estimació d'impedància (actiu) i per variació de tensió/freqüència (passiu) en simulació injectant 2 kW/fase, 0 kvar/fase i amb la càrrega local ressonant (4,6 kW/fase).

Com es pot apreciar en la Figura J.16(b), tot i que s'espera certa reacció en la detecció per variació tensió/freqüència, aquesta és novament inviable. La tensió del PCC, mostrada en mòdul com a la tensió V_d del PCC, disminueix degut a la falta de potència activa que intenta absorbir la càrrega local. Malauradament però, no disminueix suficientment ràpid com per activar la detecció passiva.

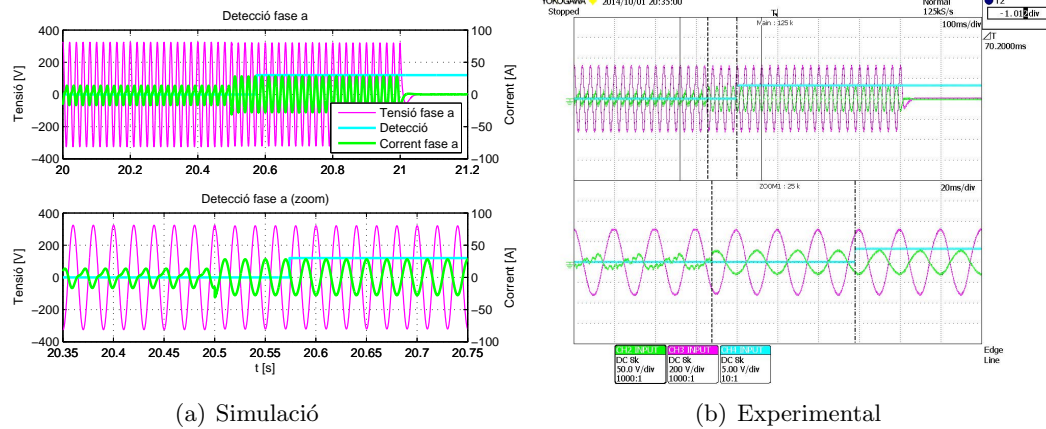


Figura J.17: Comparació entre simulació i planta experimental en la detecció d'illa injectant 2 kW/fase, 0 kvar/fase i amb la càrrega local ressonant (4,6 kW/fase).

En canvi, mitjançant el mètode exposat en aquest projecte el temps de detecció torna a ser inferior als 100 ms.

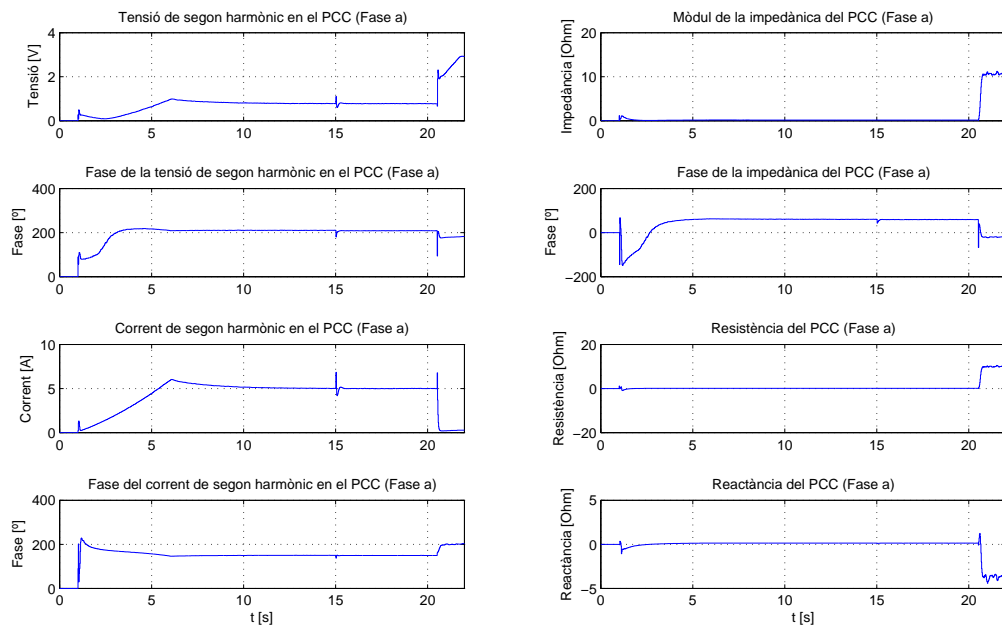
Es pot veure en la Figura J.16(a), com el resultat de la simulació dona un temps de detecció de 70 ms.

També es pot observar en la Figura J.17(b), com el temps de detecció real és de 70,2 ms. Aquest és el temps que transcorre des del canvi de forma del corrent (Canal 2, verd), fins a l'activació del *flag* de detecció (Canal 4, blau).

J.3.4 Potència de l'inversor superior a l'absorbida per la càrrega local

En aquest cas l'inversor injecta una potència superior (10 kW/fase) a l'absorbida per la càrrega local (4,6 kW/fase). Teòricament, davant la desconexió de la xarxa, hauria d'aparèixer un desviament de la tensió i/o la freqüència, que haurien d'habilitar la detecció passiva.

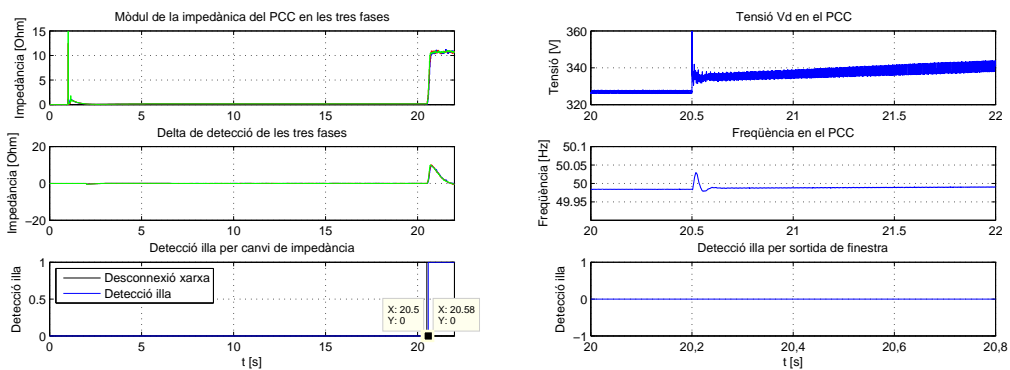
Com es pot apreciar en la Figura J.19(b), tot i que s'espera certa reacció en la detecció per variació tensió/freqüència, aquesta és novament inviable. La tensió del PCC, mostrada en mòdul com a la tensió V_d del PCC, augmenta degut a l'excés de potència activa que no pot absorbir la càrrega local. Malauradament però, no augmenta suficientment ràpid com per activar la detecció passiva.



(a) Tensions i corrents de segon harmònic

(b) Impedància

Figura J.18: Resposta de les variables elèctriques en simulació injectant 10 kW/fase, 0 kvar/fase i amb la càrrega local ressonant (4,6 kW/fase).



(a) Detecció per canvi d'impedància

(b) Detecció per variació tensió/freqüència

Figura J.19: Comparació entre la detecció per estimació d'impedància (actiu) i per variació de tensió/freqüència (passiu) en simulació injectant 10 kW/fase, 0 kvar/fase i amb la càrrega local ressonant (4,6 kW/fase).

En canvi, mitjançant el mètode exposat en aquest projecte el temps de detecció torna a ser inferior als 100 ms.

Es pot veure en la Figura J.19(a), com el resultat de la simulació dóna un temps de detecció de 80 ms.

També es pot observar en la Figura J.20(b), com el temps de detecció és de 81 ms. Aquest és el temps que transcorre des del canvi de forma del corrent (Canal 2, verd), fins a l'activació del *flag* de detecció (Canal 4, blau).

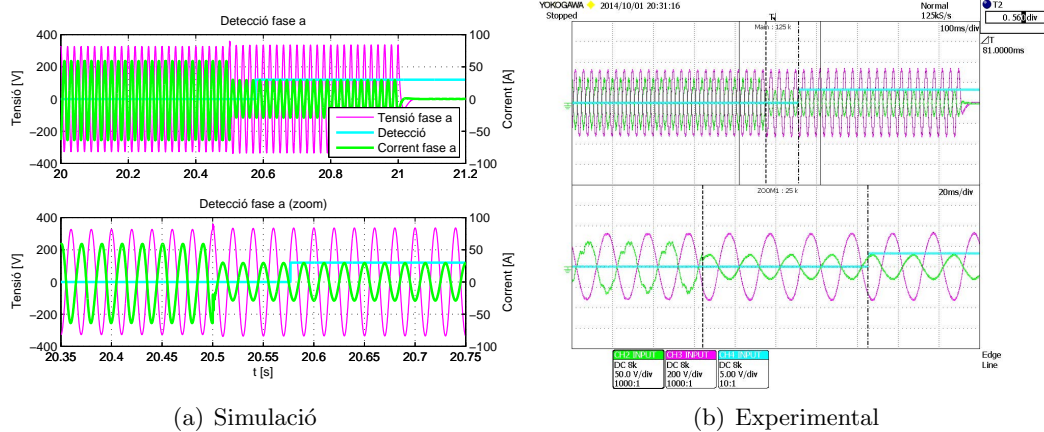


Figura J.20: Comparació entre simulació i planta experimental en la detecció d'illa injectant 10 kW/fase, 0 kvar/fase i amb la càrrega local ressonant (4,6 kW/fase).

Bibliografia

- [1] Ward Bower and Michael Ropp. Evaluation of Islanding Detection Methods for Photovoltaic Utility-interactive Power Systems. Technical Report Task V, International Energy Agency, Report IEA-PVPS T5-09:2002, March 2002. [9](#), [10](#), [30](#), [31](#), [32](#), [34](#), [36](#), [37](#), [44](#)
- [2] Remus Teodorescu, Marco Liserre, and Pedro Rodríguez. *Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems*. John Wiley and Sons, first edition, 2011. [9](#), [30](#), [31](#), [32](#), [34](#), [36](#), [37](#), [39](#), [40](#), [42](#)
- [3] Mihai Ciobotaru, Remus Teodorescu, and Frede Blaabjerg. On-line grid impedance estimation based on harmonic injection for grid-connected PV inverter. *IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE*, pages 2437–2442, June 2007. [9](#), [10](#), [39](#), [40](#), [41](#), [78](#)
- [4] Mihai Ciobotaru, V Agelidis, and Remus Teodorescu. Accurate and Less-Disturbing Active Anti-Islanding Method based on PLL for Grid-Connected PV Inverters. *IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC*, pages 4569–4576, June 2008. [10](#), [42](#), [43](#), [85](#)
- [5] VDE-AR-N 4105 : 2011-08 Power generation systems connected to the low-voltage distribution network., August 2011. [12](#), [15](#), [115](#), [117](#), [118](#)
- [6] Steven W. Smith. *The Scientist and Engineer's Guide to Digital Signal Processing*. 1997. [13](#), [145](#)
- [7] EN 61000 Compatibilidad electromagnética, September 2005. [15](#), [116](#), [117](#)
- [8] IEEE 1457 Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems., March 2003. [15](#), [115](#), [120](#)
- [9] Balakrishna Singam and Lim Yung Hui. Assessing SMS and PJD Schemes of Anti-Islanding with Varying Quality Factor. *First International Power and Energy Conference PECon*, pages 196–201, November 2006. [31](#), [37](#)
- [10] ITIC curve Application Note. Technical report, Information Technology Industry Council, 2000. [35](#)
- [11] Lucian Asiminoaei, Remus Teodorescu, and Frede Blaabjerg. A digital controlled PV Inverter with grid impedance estimation for ENS detection. *IEEE Power Electronics Transactions on Industrial Electronics*, pages 1480–1490, November 2005. [78](#)

- [12] Lucian Asiminoaei, Remus Teodorescu, and Frede Blaabjerg. A New Method of On-line Grid Impedance Estimation for FV Inverter. *IEEE Power Electronics Transactions on Industrial Electronics*, pages 1527–1533, 2004. 78
- [13] Lucian Asiminoaei, Remus Teodorescu, and Frede Blaabjerg. Implementation and Test of an Online Embedded Grid Impedance Estimation Technique for PV Inverters. *IEEE Power Electronics Transactions on Industrial Electronics*, 52:1136–1144, August 2005. 78
- [14] Cesar Trujillo Rodriguez, David Velasco de la Fuente, Emilio Figueres Amorós, and Gabriel Garcerá Sabfeliú. Análisis de un método activo para la detección de isla basado en la perturbación de la fase en pll y comparación con otros métodos activos. *Ciencia y tecnología*, 12:113–124, Enero 2010. 85
- [15] IEC 61727 Photovoltaic (PV) systems - Characteristics of the utility interface., 1995. 115
- [16] Vaithianathan Venkatasubramanian, Heinz Schättler, and John Zaborsky. Fast Time-Varying Phasor Analysis in the Balanced Three-Phase Large Electric Power System. *IEEE Power Electronics Transactions on Automatic Control*, 40:1975–1982, November 1995. 129
- [17] John G. Proakis and Dimitris G. Manolakis. *Tratamiento digital de señales*. Pearson, 2007. 145