

Treball de Fi de Grau

Grau en Enginyeria en Tecnologies Industrials (GETI)

Sincronització de convertidors de potència connectats a xarxes febles mitjançant Sliding Modes Phase-Locked Loop

MEMÒRIA

30 de juny de 2022

Autor: Òscar Delgado Martí

Directors: Arnau Dòria Cerezo

Convocatòria: 06/2022



Escola Tècnica Superior
d'Enginyeria Industrial de Barcelona



Resum

La connexió de fonts renovables a la xarxa elèctrica s'acostuma a realitzar mitjançant dispositius d'electrònica de potència, coneguts com a onduldors o inversors. Aquests dispositius contenen elements de commutació i un filtre passiu, que acostuma a ser un filtre L o LCL. L'algorisme de control està format per un controlador tipus proporcional-integral (PI) o proporcional-ressonant (PR), i un esquema de sincronització, *Phase-Locked Loop* (PLL). Una PLL és un sistema de realimentació negativa no lineal que compara i sincronitza la seva sortida amb la seva entrada en freqüència i en fase.

En condicions de xarxa dèbil, quan la inductància de la xarxa és elevada, l'esquema de control empitjora el comportament, i pot resultar en inestabilitats.

En aquest projecte es duu a terme una comparativa entre dues tipologies de PLL. Les tipologies de PLL estudiades són: la *Synchronous Reference Frame Phase-Locked Loop* (SRFPLL) i la *Sliding Modes Phase-Locked Loop* (SMPLL).

La primera és la PLL més convencional i la que més ús té en l'actualitat. En canvi, la segona és una tipologia de PLL nova, basada en els *sliding modes*. L'objectiu principal és veure si la SMPLL aporta millores pel que fa a l'estabilitat de l'inversor connectat a xarxa respecte a la SRFPLL.

Per tal d'aconseguir aquest propòsit es modelaran, en primer lloc, ambdues PLL's per separat, i, posteriorment, s'integraran aquestes PLL's en el sistema elèctric de connexió a la xarxa, format per un inversor amb un filtre LCL. Les simulacions es realitzen mitjançant Matlab/Simulink.

Un cop fetes les comparatives es pot observar com la SMPLL millora la SRFPLL en termes d'estabilitat, i aconsegueix mantenir-se estable amb impedàncies de xarxa majors, sobretot quan tant la resistència com la inductància de xarxa són diferents de 0. En canvi, aquesta millora no és tan notable pel cas crític que s'ha tractat, quan la impedància de xarxa és completament inductiva.

A més, la SMPLL té una configuració més senzilla, ja que simplement fixant un sol paràmetre es pot fer funcionar, mentre que la SRFPLL depèn de dos paràmetres que, a més, han de tenir una combinació correcta per tal d'obtenir un bon funcionament.

Índex

1	Introducció	8
1.1	Motivació	8
1.2	Objectius del projecte	8
1.3	Abast del projecte	9
1.4	Estat de l'art	9
2	Phase-Locked Loop	11
2.1	Synchronous Reference Frame Phase-Locked Loop	12
2.2	Sliding Modes Phase-Locked Loop	15
3	Modelat d'un inversor trifàsic amb un filtre LCL connectat a la xarxa	20
3.1	Resposta freqüencial del llaç obert	23
4	Disseny d'un controlador PI per un inversor trifàsic amb un filtre LCL connectat a la xarxa.	27
4.1	Passive Damping	31
5	Llaç per la commutació suau del controlador	35
6	Simulacions i anàlisi de resultats	37
6.1	Impedància de xarxa resistiva i inductiva	37
6.2	Impedància de xarxa completament inductiva	40
6.3	Canvis en el temps d'establiment de la SRFPLL	42
6.3.1	Impedància de xarxa resistiva i inductiva	43
6.3.2	Impedància de xarxa completament inductiva	46
6.4	Ús de passive damping	49
7	Planificació temporal	51
8	Pressupost	53
8.1	Cost de personal	53
8.2	Cost de llicències	53
8.3	Cost material	54
8.4	Cost energètic	54

8.5 Cost total associat	55
9 Estudi ambiental	56
10 Estudi de gènere	57
Conclusions	58
Agraïments	59
Bibliografia	60
A Annex: Models de Matlab/Simulink	62

Índex de figures

1	Esquema d'un circuit trifàsic connectat a un convertidor de potència.	11
2	Circuit d'una PLL tradicional.[2]	12
3	Comparació de θ respecte $\hat{\theta}$ utilitzant SRFPLL.	14
4	Error de l'angle estimat $\theta - \hat{\theta}$	15
5	Esquema d'una PLL basada en <i>sliding modes</i> . [1]	16
6	Comparació de $\hat{\theta}$ respecte θ real per a la SMPLL.	17
7	Funcionament de la SMPLL per diferents valors de l'amplitud del voltatge. . . .	18
8	Funcionament de la SMPLL per diferents valors de θ_0	19
9	Esquema d'un inversor trifàsic connectat a una xarxa elèctrica dèbil. [1]	20
10	Resposta freqüencial de la planta en referència dq	24
11	Resposta freqüencial de la planta en referència $\alpha\beta$	25
12	Nyquist en funció de k	28
13	Nyquist en funció de k	29
14	Diagrama de Bode en funció de k	30
15	Possibles combinacions per realitzar el "passive damping". [3]	31
16	Efectes de les quatre combinacions per realitzar el "passive damping". [3]	32
17	Nyquist en funció de k amb "passive damping".	33
18	Nyquist en funció de k amb "passive damping".	34
19	Llaç <i>bumpless</i> [4].	35
20	Arrencada del controlador.	36
21	Corrents trifàsics de i_g i error de i_g respectivament per SRFPLL (a l'esquerra) i SMPLL (a la dreta) amb impedància resistiva i inductiva.	38
22	Corrents trifàsics de i_g i error de i_g respectivament per SMPLL amb impedància resistiva i inductiva.	39
23	Corrents trifàsics de i_g i error de i_g respectivament per SMPLL amb impedància resistiva i inductiva.	40
24	Corrents trifàsics de i_g i error de i_g respectivament per SRFPLL (a l'esquerra) i SMPLL (a la dreta) amb impedància completament inductiva.	41
25	Corrents trifàsics de i_g i error de i_g respectivament per SMPLL amb impedància completament inductiva.	42

26	Corrents trifàsics de i_g i error de i_g respectivament per SRFPLL per $t_{ss} = 0,05s$ amb impedància resistiva i inductiva.	43
27	Corrents trifàsics de i_g i error de i_g respectivament per SRFPLL $t_{ss} = 0,1s$ amb impedància resistiva i inductiva.	43
28	Corrents trifàsics de i_g i error de i_g respectivament per SRFPLL $t_{ss} = 0,25s$ amb impedància resistiva i inductiva.	44
29	Corrents trifàsics de i_g i error de i_g respectivament per SRFPLL $t_{ss} = 0,5s$ amb impedància resistiva i inductiva.	44
30	Corrents trifàsics de i_g i error de i_g respectivament per SRFPLL $t_{ss} = 0,005s$ amb impedància completament inductiva.	45
31	Corrents trifàsics de i_g i error de i_g respectivament per SRFPLL $t_{ss} = 0,001s$ amb impedància completament inductiva.	45
32	Corrents trifàsics de i_g i error de i_g respectivament per SRFPLL per $t_{ss} = 0,05s$	46
33	Corrents trifàsics de i_g i error de i_g respectivament per SRFPLL $t_{ss} = 0,1s$	46
34	Corrents trifàsics de i_g i error de i_g respectivament per SRFPLL $t_{ss} = 0,25s$	47
35	Corrents trifàsics de i_g i error de i_g respectivament per SRFPLL $t_{ss} = 0,5s$	47
36	Corrents trifàsics de i_g i error de i_g respectivament per SRFPLL $t_{ss} = 0,005s$	48
37	Corrents trifàsics de i_g i error de i_g respectivament per SRFPLL $t_{ss} = 0,001s$	48
38	Corrents trifàsics de i_g i error de i_g respectivament per SMPLL amb impedància resistiva i inductiva.	49
39	Corrents trifàsics de i_g i error de i_g respectivament per SMPLL amb impedància completament inductiva.	50
40	Modelat SRFPLL.	62
41	Modelat SMPLL.	62
42	Modelat d'un inversor trifàsic amb filtre LCL connectat a la xarxa.	62

Índex de taules

1	Cost de personal	53
2	Cost de llicències.	54
3	Cost del material.	54
4	Cost energètic.	54
5	Cost total.	55

1 Introducció

1.1 Motivació

Aquest projecte neix de la necessitat de dur a terme simulacions per comprovar el funcionament d'un nou disseny de PLL, basat en modes de lliscament, i que pretén millorar les PLL's tradicionals i que s'usen en l'actualitat.

Així doncs, aquest treball pot ser un inici d'un procés que impliqui aconseguir una millora en aquest sentit i, per tant, introduir una nova PLL que tingui un funcionament que millori l'estabilitat en la connexió de convertidors de potència a xarxes febles.

1.2 Objectius del projecte

En aquest projecte es plantegen diferents objectius, els quals, en primer lloc, permetin sincronitzar les PLL's amb el convertidor de potència, i posteriorment també analitzar els resultats obtinguts de les simulacions comparatives.

El primer propòsit és entendre el funcionament i modelar de manera correcta ambdues tipologies de PLL. Per assolir-ho, s'estudiaran detingudament les dues PLL's, les seves característiques i els components que les conformen. Un cop modelades ambdues PLL's, el següent objectiu serà poder realitzar un control de la planta, que permeti un marge de fase prou gran per a estabilitzar la resposta.

Un cop s'hagi construït el model de les PLL i s'hagi dissenyat el control de la planta, s'integrarà tot en un mateix circuit, on se sincronitzaran les PLL's amb el convertidor de potència i a partir d'aquest moment es començaran a dur a terme simulacions comparatives. En aquestes, es tractarà d'assolir l'objectiu principal d'aquest projecte: comparar les dues PLL's i veure si la PLL mitjançant *Sliding Modes* aconsegueix alguna millora respecte de la SRFPLL en l'estabilitat de convertidors de potència connectats a la xarxa. Per veure si existeix aquesta millora es comprovaran diferents casuístiques, tot canviant característiques, o bé de les mateixes PLL's, o bé de les característiques de la xarxa.

1.3 Abast del projecte

Com s'ha explicat en els objectius, en aquest projecte es treballarà mitjançant simulacions de Matlab/Simulink per veure si existeix o no una millora en l'estabilitat en funció de si s'utilitza la SRFPLL o la SMPLL. En cap cas es tractarà la implementació de l'algorisme a través d'un microprocessador si no que el projecte es limitarà a realitzar aquestes simulacions comparatives per veure el comportament i així poder decidir si la SMPLL pot ser útil o no en aquests casos.

1.4 Estat de l'art

Com es comentava, la SRFPLL és la PLL estàndard en aplicacions trifàsiques, i la que té més ús en l'actualitat. En els últims anys hi han hagut molts intents de dissenyar PLL's més avançades. La majoria dels esforços s'han centrat a millorar la capacitat de rebutjar les pertorbacions, per tal que puguin fer front als problemes en sistemes de potència cada cop més complexos. Altres esforços s'han centrat a millorar el comportament dinàmic de la SRFPLL.

A conseqüència del ràpid desenvolupament de la generació d'energia, sigui renovable o no, i dels sistemes de transmissió de corrent continu d'alta tensió, cada vegada s'usen més convertidors d'electrònica de potència. Aquests, presenten processos transitoris ràpids i complexos en condicions de pertorbació o errada. Un dels components clau d'aquests convertidors connectats a la xarxa és la PLL. Les solucions clàssiques de sincronització aplicades en aquest camp es basen en la SRFPLL. Aquesta, funciona satisfactòriament en estat estacionari i equilibrat, però pot presentar problemes d'estabilitat quan les condicions de la xarxa no són ideals. Aquesta inestabilitat es caracteritza per la divergència de la sortida de la PLL conjuntament amb greus oscil·lacions de la freqüència i la potència del convertidor. En aquest sentit, s'han realitzat molts estudis amb diferents condicions per la PLL per veure l'estabilitat del convertidor, tot i que la majoria ho fan amb models de PLL lineals i simplificats. [7], [8] i [9]

En l'article [11], es fa, entre altres, l'estudi de l'estabilitat de les PLL's en un parc eòlic, i novament s'observa que quan la xarxa és dèbil, disminueix l'estabilitat del parc eòlic.

En l'article [9] es presenta un model per convertidors basats en PLL's on la funció de transferència de la PLL es connecta en cascada amb una altra funció de transferència que representa la dinàmica global de les altres parts del sistema del convertidor. A més, la funció de transferència de la PLL només apareix una vegada en la funció de transferència del llaç obert del

sistema, per la qual cosa és fàcilment comprensible com la PLL interactua amb la resta de parts del convertidor.

Per altra banda, a [10] es proposa un mètode de disseny millorat dels paràmetres del controlador de la PLL per reduir l'efecte negatiu d'aquesta en una xarxa dèbil que és validat mitjançant simulacions i experiments. Aquest mètode aconseguix suficient marge d'estabilitat i capacitat d'atenuació d'harmònics, i a més aconseguix que la variació de la impedància de xarxa no afecti l'estabilitat.

Pel què fa a la SMPLL, lògicament no hi ha estudis previs, i aquesta serà la principal contribució que s'aportarà en aquest projecte.

2 Phase-Locked Loop

Una PLL és un sistema de realimentació negativa no lineal que compara i sincronitza la seva sortida amb la seva entrada en freqüència i en fase. Són sistemes molt usats per a la sincronització de senyals, especialment en convertidors de potència. En podem trobar tant per circuits monofàsics com trifàsics.

L'arribada de les PLL data de 1930, quan es va dissenyar i utilitzar per primer cop per la recepció síncrona de senyals de ràdio. Des d'aleshores, s'han descobert nombroses aplicacions en diferents àrees, com l'estimació de paràmetres (fase, freqüència i amplitud) de senyals de potència, mesura d'harmònics, interharmònics, implementar filtres i controladors robustos, etc. [1]

L'estructura de totes les PLL acostuma a ser similar: un algorisme que pretén aconseguir la fase a partir d'un senyal relativament ideal. Aquest és usat com l'element principal en moltes PLL avançades, que generalment es basen en una etapa de prefiltrament que aconsegueix millorar les capacitats de la PLL.

Per altra banda, alguns dels problemes de les PLL, pels quals s'estan investigant possibles solucions són: les perturbacions que provoquen, els temps de càlcul computacional que requereixen i el seu rendiment dinàmic..

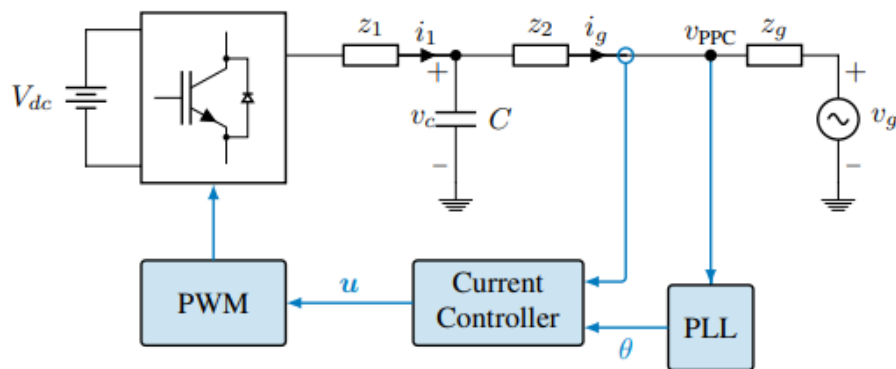


Figura 1: Esquema d'un circuit trifàsic connectat a un convertidor de potència.

Observant l'esquema de la Figura 1 es pot veure com consta d'un convertidor de potència connectat a una font de tensió (que podria ser una bateria, una font d'energia renovable, etc.), i connectat també a un filtre LCL, que està format per dues impedàncies (z_1 i z_2 , que cadascuna

de les quals és un conjunt d'una bobina amb la seva resistència paràsita) i el condensador.

Posteriorment, també es troba la font de la xarxa i la impedància de la xarxa, que com s'ha comentat és la que s'anirà variant per veure quina de les dues PLL té una millor estabilitat. Finalment, disposem de la PLL que vulguem utilitzar, i que podrà ser tant la SRFPLL com la SMPLL, d'un controlador, el qual es dissenyarà per tal d'assegurar l'estabilitat de la planta i d'un modulador per amplada de polsos.

Finalment, cal remarcar que el disseny del controlador i el modelat dinàmic del sistema elèctric es durà a terme emprant notació complexa, la qual és molt més compacta i permet utilitzar només un controlador en lloc de dos, ja que no caldrà controlar dues components diferents.

Aquesta metodologia s'ha usat molt per modelar màquines de corrent altern, normalment en el domini del temps, o sigui, en equacions diferencials. Si s'aplica la transformada de Laplace en aquestes equacions diferencials, s'obté la funció de transferència amb coeficients complexos. Aquesta, no és tan emprada, però permet l'anàlisi en el domini de la freqüència, la qual cosa resulta útil per exemple per controladors i filtres de corrent [6].

2.1 Synchronous Reference Frame Phase-Locked Loop

Les PLL convencionals estan basades en un esquema de referència síncron, que inclou un detector de la fase, un filtre (usualment un controlador proporcional-integral) i un oscil·lador controlat per tensió.

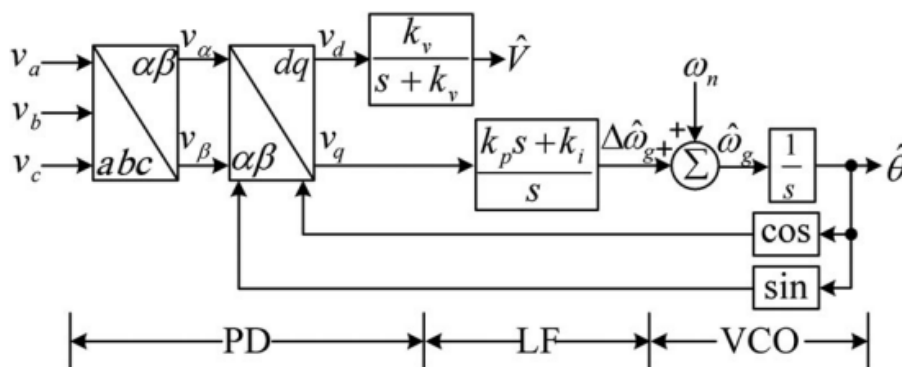


Figura 2: Circuit d'una PLL tradicional.[2]

En la Figura 2 observem l'esquema d'una PLL convencional. En l'esquema, PD, LF i VCO són

les abreviacions de les parts comentades, que són el detector de fase (*Phase Detector*), el filtre (*Loop Filter*) i l'oscil·lador controlat per voltatge (*Voltage-Controlled Oscillator*) respectivament. Per altra banda, \hat{V} , $\hat{\omega}$ i $\hat{\theta}$ són l'amplitud, la freqüència i l'angle de fase estimats per la PLL. A més, ω_n és la freqüència nominal i K_p i K_i són els guanys proporcional i integral del controlador.

Com es veu, el detector de fase rep l'entrada d'una tensió trifàsica i s'implementa una transformació de Clarke que permet passar de la $v_{abc}(t)$ a $v_{\alpha\beta}(t)$. De tal manera, es poden convertir les components d'un sistema de tres fases en dues components d'un marc estacionari i ortogonal. Posteriorment, també s'aplica la transformació de Park, que permet passar de $v_{\alpha\beta}(t)$ a $v_{dq}(t)$. Aquesta última permet passar del marc estacionari ortogonal a un marc de referència de també dues components ortogonals, però en aquest cas de referència rotatòria de la mateixa freqüència del senyal trifàsic original. Aquesta segona transformació es fa mitjançant la realimentació de l'angle $\hat{\theta}$ estimat per la PLL. A la sortida d'aquesta última transformació, s'obtenen tres components: V_d , V_q i V_0 , on V_0 és la component homopolar, i serà nul·la sempre que el sistema trifàsic anterior estigui equilibrat, com succeeix en aquest cas.

A continuació, la component V_q , que és la que conté la informació de l'error de la fase, passa pel controlador proporcional-integral (PI). Al resultat d'aquest, que és la freqüència estimada, se li suma la freqüència nominal ω_n , que serveix per donar unes condicions inicials a l'integrador que ve a continuació i que permet aconseguir l'angle de fase estimat per la PLL. [2]

Pel que fa al controlador PI, es dissenya en funció de la resposta que es vol assolir i de les seves característiques, en aquest cas, en funció de quin sobre pic i quin temps d'establiment es vol que tingui aquesta. És important recalcar que els valors que s'usen depenen un de l'altre. És a dir, no qualsevol valor de sobre pic servirà per a un mateix valor de temps d'establiment i viceversa [5]. Per aquest projecte s'ha fet servir un temps d'establiment $t_s = 0,01s$ i un sobre pic $M_p = 0,05$. Es pot veure la resposta obtinguda en les següents figures:

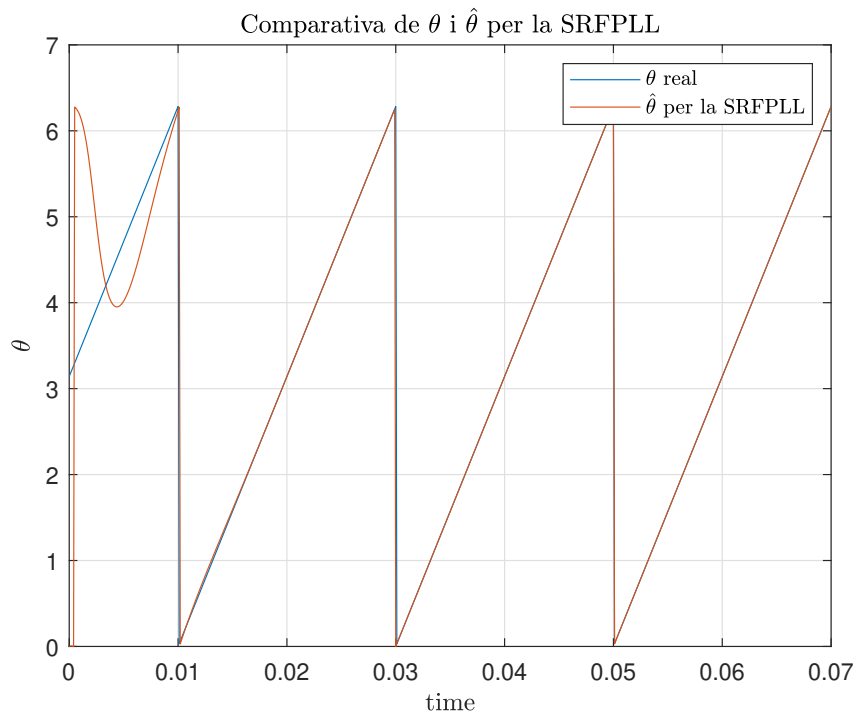
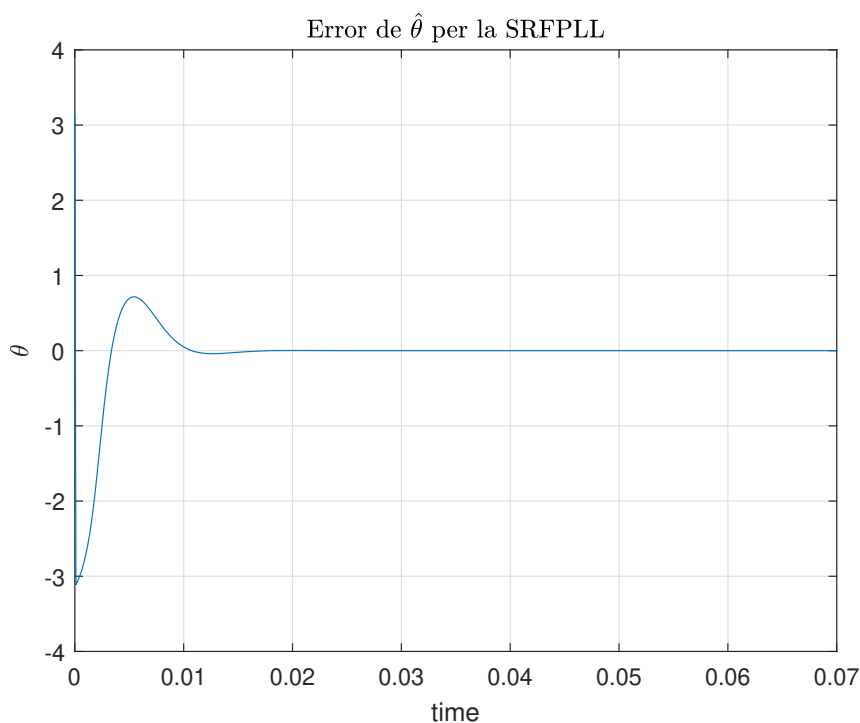


Figura 3: Comparació de θ respecte $\hat{\theta}$ utilitzant SRFPLL.

En la Figura 3 es pot veure clarament com l'angle estimat segueix perfectament a l'angle real i, per tant, aconseguix error nul en 0,01s i compleix correctament el temps d'establiment amb el qual ha estat dissenyat.

Figura 4: Error de l'angle estimat $\theta - \hat{\theta}$.

Com es pot veure a la Figura 4, el sobre pic no compleix el valor estipulat anteriorment de $M_p = 0,05$. Això és degut al fet que aquest valor ha estat establert per un sistema de segon ordre sense zeros. En aquest projecte, com es veurà més endavant, existeixen zeros en el sistema, per la qual cosa el sobre pic es distorsiona i es modifica aquest valor. Tot i això, novament es pot tornar a veure que el temps d'establiment sí que es compleix, ja que aquest no ve afectat pels zeros de la planta.

2.2 Sliding Modes Phase-Locked Loop

Per abordar els problemes relacionats amb l'estabilitat i el temps de convergència es proposen utilitzar els modes de lliscament, que són un conjunt de tècniques de control no lineals que presenten propietats de precisió, robustesa i que donen respostes transitòries ràpides. Tot i això, aquestes tècniques requereixen accions de commutació a alta freqüència amb grans guanys que provoquen el conegut "*chattering phenomena*". Això seria un problema per controlar plantes reals, però la PLL funcionarà en entorns virtuals, i amb temps de mostreig petits, per la qual cosa no suposarà cap problema en aquesta ocasió.

La diferència de les PLL que utilitzen el lliscament amb les tradicionals, és que el filtre passa

baixos no lineal es reemplaça per una acció de control discontinua per assegurar lliscament, estabilitat global i una resposta ràpida. En particular, aquesta classe de PLL: [1]

- Asseguren estabilitat global per qualsevol condició inicial.
- Temps finit i resposta ràpida.
- L'amplitud del voltatge del senyal no afecta ni a l'estabilitat ni al funcionament de la PLL.
- Només cal ajustar un paràmetre.
- Una vegada assegurat el lliscament no necessitem cap dinàmica, la qual cosa permet combinar-ho amb altres dinàmiques.

A continuació es pot veure l'esquema que té una PLL basada en *sliding modes*:

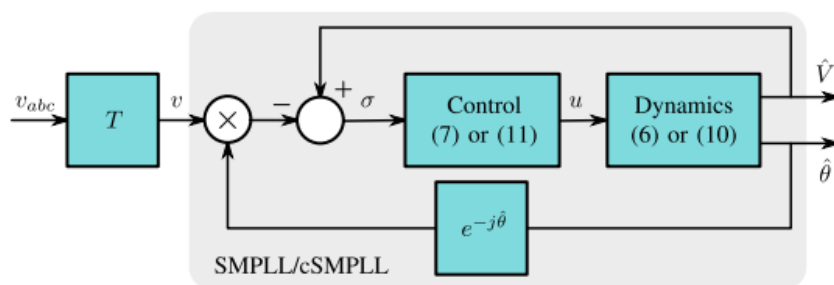


Figura 5: Esquema d'una PLL basada en *sliding modes*. [1]

Com es pot observar en la Figura 5 la PLL té una entrada d'un corrent trifàsic, en la qual cal aplicar la transformada de Park. Un cop transformada, rep una realimentació de l'angle que retorna la SMPLL, i posteriorment, el senyal també rep una realimentació del voltatge estimat per la PLL. Més endavant, rep un control, que té per objectiu aconseguir $\sigma = 0$. Aquest control consta d'una constant k que ha de ser prou gran per a assolir l'objectiu del lliscament, però prou petita per a no provocar un arriestat significatiu. En aquest projecte s'ha escollit $k = \sqrt{2} \cdot 3e^3$, ja que complia ambdós requisits. Finalment, hi ha un sistema de dinàmica que per simplicitat es basarà en un integrador pur. A la sortida es pot obtenir l'angle $\hat{\theta}$ que retorna la SMPLL.

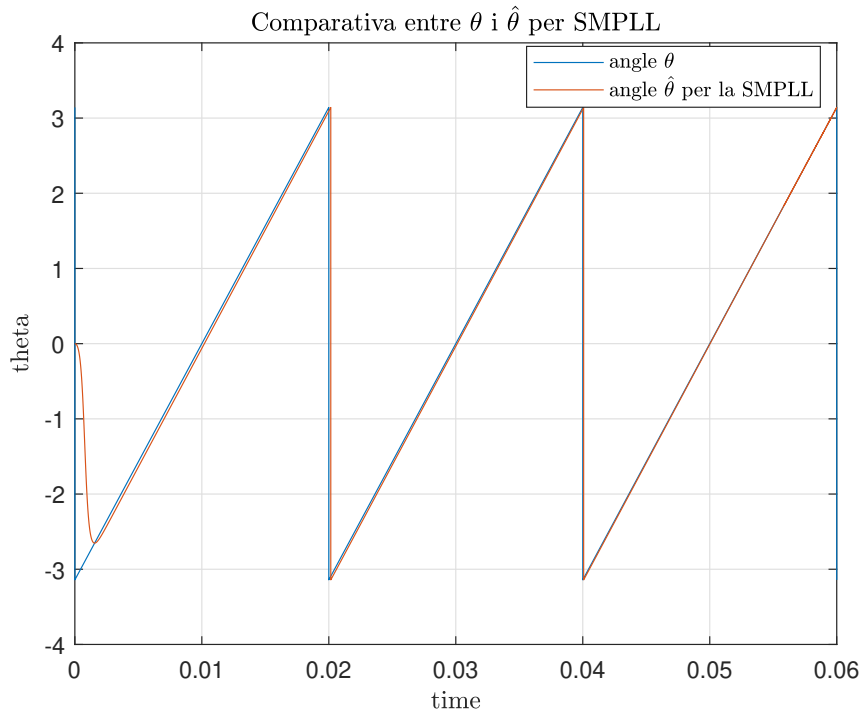


Figura 6: Comparació de $\hat{\theta}$ respecte θ real per a la SMPLL.

Com s'observa en la Figura 6, la resposta de la SMPLL compleix les propietats principals que s'han anomenat anteriorment. En primer lloc, retorna una resposta ràpida, al voltant de $1ms$. A partir d'aquest instant, segueix perfectament a l'angle real i manté valors molt propers en aquest. Per altra banda, només cal definir un sol paràmetre per aconseguir el funcionament de la SMPLL. Aquest paràmetre és la k exposada anteriorment, simplement aconseguint un valor prou gran de k ja es pot implementar la SMPLL. A més, es poden comprovar les dues propietats restants, que serien que el voltatge no influeix en el funcionament de la PLL i que s'assegura estabilitat per qualsevol condició inicial.

En primer lloc, es comprova com la resposta no depèn de l'amplitud del voltatge del senyal. Així doncs, l'angle $\hat{\theta}$ serà exactament igual, independentment del valor d'amplitud que tingui el voltatge.

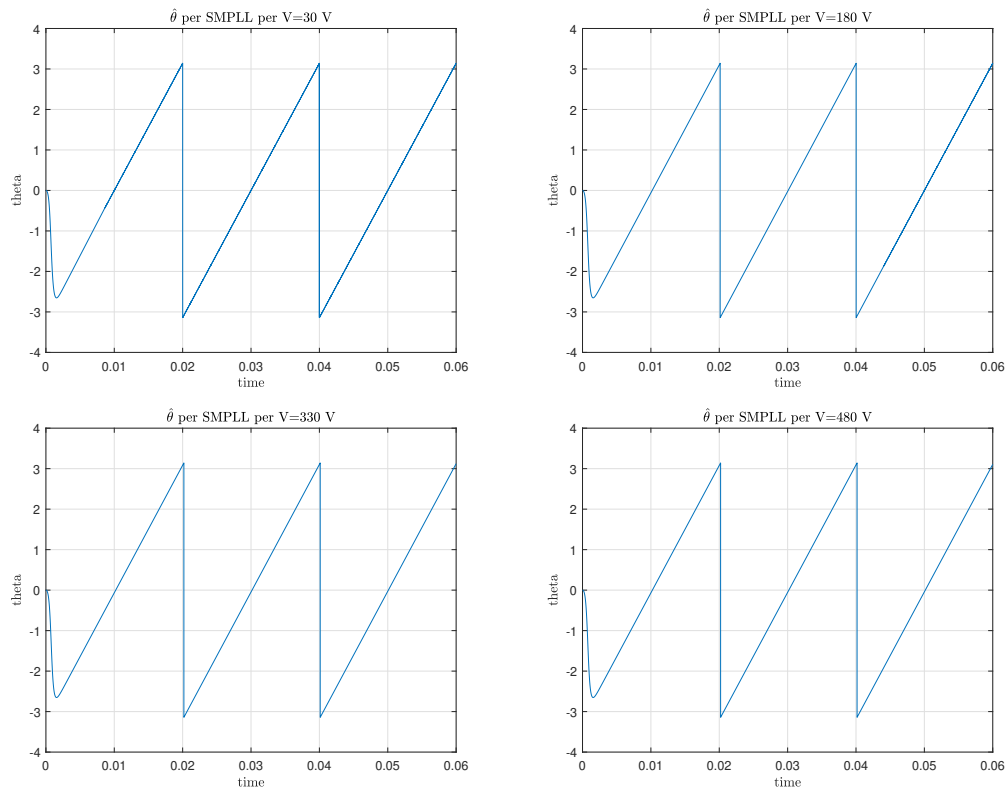


Figura 7: Funcionament de la SMPLL per diferents valors de l'amplitud del voltatge.

Per altra banda, com es pot observar en la Figura 8, la SMPLL roman estable per qualsevol de les condicions inicials establertes.

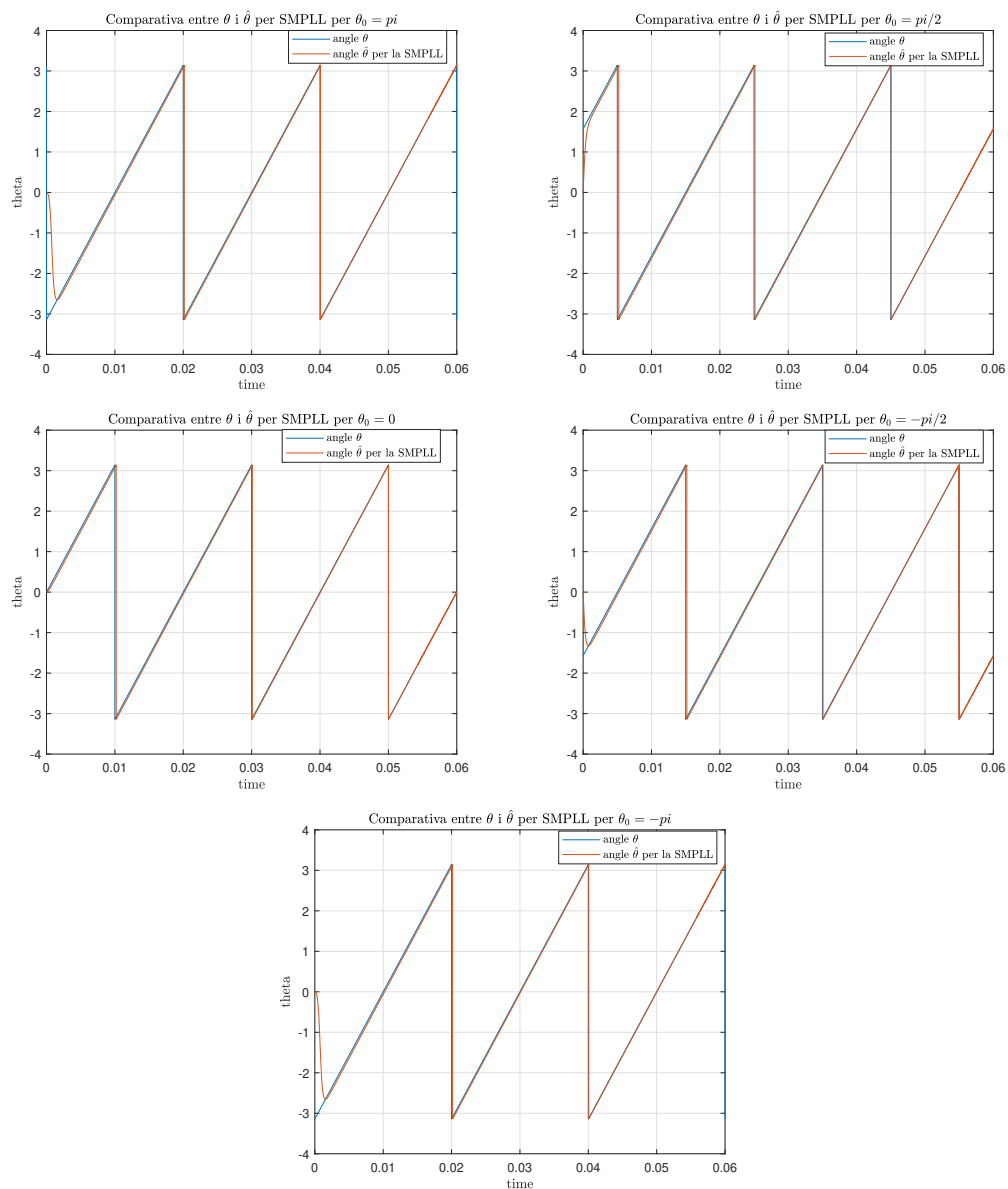


Figura 8: Funcionament de la SMPLL per diferents valors de θ_0

3 Modelat d'un inversor trifàsic amb un filtre LCL connectat a la xarxa

Nota: En aquest apartat se suprimirà la dependència del temps en la notació de les variables dinàmiques per facilitar-ne la lectura.

L'esquema del circuit, com ja s'ha vist anteriorment, és el següent que s'observa en la Figura 9:

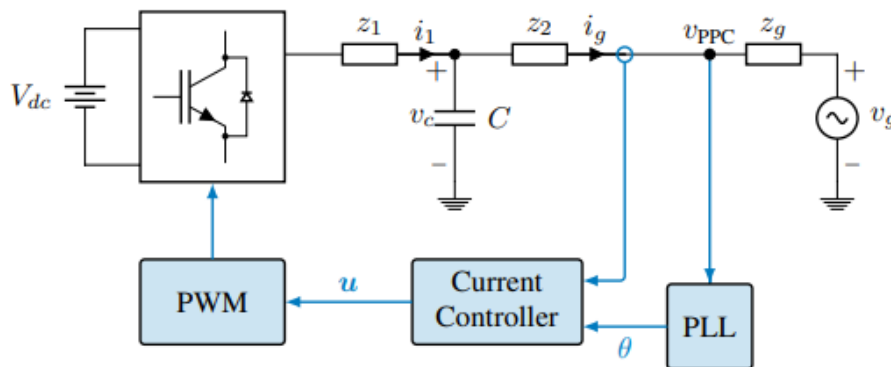


Figura 9: Esquema d'un inversor trifàsic connectat a una xarxa elèctrica dèbil. [1]

Observant el circuit i aplicant les lleis de Kirchoff la dinàmica queda definida per les següents equacions:

$$L_1 \frac{di_{1,\alpha\beta}}{dt} = -r_1 i_{1,\alpha\beta} - v_{c,\alpha\beta} + V_{dc} u \quad (1)$$

$$(L_2 + L_g) \frac{di_{g,\alpha\beta}}{dt} = -(r_2 + r_g) i_{g,\alpha\beta} + v_{c,\alpha\beta} - v_{g,\alpha\beta} \quad (2)$$

$$C \frac{dv_{c,\alpha\beta}}{dt} = i_{1,\alpha\beta} - i_{g,\alpha\beta} \quad (3)$$

Aquestes equacions són les que s'obtenen en referència $\alpha\beta$. És interessant passar-les a referència dq . Per passar d'una referència a una altra, podem aplicar les equacions següents:

$$i_{dq} = e^{-j\theta} i_{\alpha\beta} \quad (4)$$

$$i_{\alpha\beta} = e^{j\theta} i_{dq} \quad (5)$$

En aquesta ocasió es vol passar de $\alpha\beta$ a dq i, per tant, s'usarà l'equació (5). Derivant aquesta

equació, s'obté:

$$\frac{di_{\alpha\beta}}{dt} = j\omega e^{j\theta} i_{dq} + e^{j\theta} \frac{di_{dq}}{dt} \quad (6)$$

Aplicant aquesta derivada a les equacions (1), (2) i (3), i desenvolupant, obtenim:

Nota: A partir d'aquest punt s'ometrà la notació de la referència dq, i si no s'especifica d'altra manera, es donarà per conegut que ens trobem en referència dq.

$$L_1 \frac{di_1}{dt} = (-r_1 - j\omega_s L_1) i_1 - v_c + V_{dc} u \quad (7)$$

$$(L_2 + L_g) \frac{di_g}{dt} = (-r_2 - r_g - j\omega_s (L_2 + L_g)) i_g + v_c - v_g \quad (8)$$

$$C \frac{dv_c}{dt} = (i_1 - i_g) - j\omega_s v_c C \quad (9)$$

Fent les transformades de Laplace a cadascuna de les equacions s'aconsegueix:

$$L_1 i_1 s = -r_1 i_1 - j\omega_s L_1 i_1 - v_c + V_{dc} u \quad (10)$$

$$(L_2 + L_g) i_g s = (-r_2 - r_g) i_g - j\omega_s (L_2 + L_g) i_g + v_c - v_g \quad (11)$$

$$C v_c s = (i_1 - i_g) - j\omega_s v_c C \quad (12)$$

Combinant les equacions (10), (11) i (12), s'obté l'equació de transferència de $i_g(s)$ que prendrà la forma tal que:

$$i_g(s) = G_1(s)u(s) - Y_g(s)v_g(s) \quad (13)$$

On $G_1(s)$ és el terme en el qual s'aplicarà el control, a partir del senyal $u(s)$, que és la que permetrà realitzar aquest control. Per altra banda, apareix el terme $Y_g(s)$, que és el soroll del sistema i que existeix alguna opció per mitigar-lo, però no es tractarà en aquest projecte. Ara mateix, cal centrar-se en el terme $G_1(s)$. Tal com s'ha esmentat, fent la combinació oportuna de les equacions, resulta:

$$G_1(s) = \frac{V_{dc}}{a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \quad (14)$$

on:

$$a_3 = (L_2 + L_g)L_1C \quad (15)$$

$$a_2 = ((L_2 + L_g)(j2\omega_s L_1 + r_1) + (r_2 + r_g)L_1 + j\omega_s(L_2 + L_g)L_1)C \quad (16)$$

$$a_1 = (L_2 + L_g)(j\omega_s Cr_1 - \omega_s^2 L_1 C + 1) + (r_2 + r_g)(j2\omega_s L_1 + r_1)C + j\omega_s(L_2 + L_g)(j2\omega_s L_1 + r_1)C + L_1 \quad (17)$$

$$a_0 = (r_2 + r_g)(j\omega_s Cr_1 - \omega_s^2 L_1 C + 1) + j\omega_s(L_2 + L_g)(j\omega_s Cr_1 - \omega_s^2 L_1 C + 1) + r_1 + j\omega_s L_1 \quad (18)$$

Aquestes són les equacions que modelen la planta en la referència dq .

Es pot seguir el mateix procés en la referència $\alpha\beta$ per obtenir-ne les equacions.

Nota: A partir d'aquest punt s'ometrà la notació de la referència $\alpha\beta$, i si no s'especifica d'altra manera, es donarà per conegut que ens trobem en referència $\alpha\beta$. Partint de les equacions (1), (2) i (3), s'aplica la transformada de Laplace i s'obté:

$$L_1 i_1 s = -r_1 i_1 - v_c + V_{dc} u \quad (19)$$

$$(L_2 + L_g) i_g s = (-r_2 - r_g) i_g + v_c - v_g \quad (20)$$

$$C v_c s = i_1 - i_g \quad (21)$$

Si novament es combinen com pertoca les equacions resultants (19), (20) i (21) es pot obtenir l'equació de transferència de i_g que prendria la mateixa forma que abans tal que:

$$i_g(s) = G_1(s)u(s) - Y_g(s)v_g(s) \quad (22)$$

De la mateixa manera que abans, es controlarà $G_1(s)$, que s'expressa tal que:

$$G_1(s) = \frac{V_{dc}}{a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \quad (23)$$

on:

$$a_3 = (L_2 + L_g)L_1C \quad (24)$$

$$a_2 = ((L_2 + L_g)r_1 + (r_2 + r_g)L_1)C \quad (25)$$

$$a_1 = (r_2 + r_g)r_1C + L_1 + L_2 + L_g \quad (26)$$

$$a_0 = r_1 + r_2 + r_g \quad (27)$$

Per tant, aquest és el model en referència $\alpha\beta$.

3.1 Resposta freqüencial del llaç obert

Un cop fets els models, es pot veure la resposta freqüencial que té el llaç obert en ambdues referències.

Pel que fa a la referència dq , es podria fer amb un diagrama de Bode, però com que conté coeficients complexos, és més adient fer-ho aplicant la transformació $s = j\omega$, i graficant el mòdul i l'angle que pren la planta en un rang de freqüències gran, que inclogui tant freqüències positives com negatives, ja que en tenir coeficients complexos, la resposta freqüencial no té per què ser simètrica respecte del 0. Es pot veure com seria aquesta resposta:

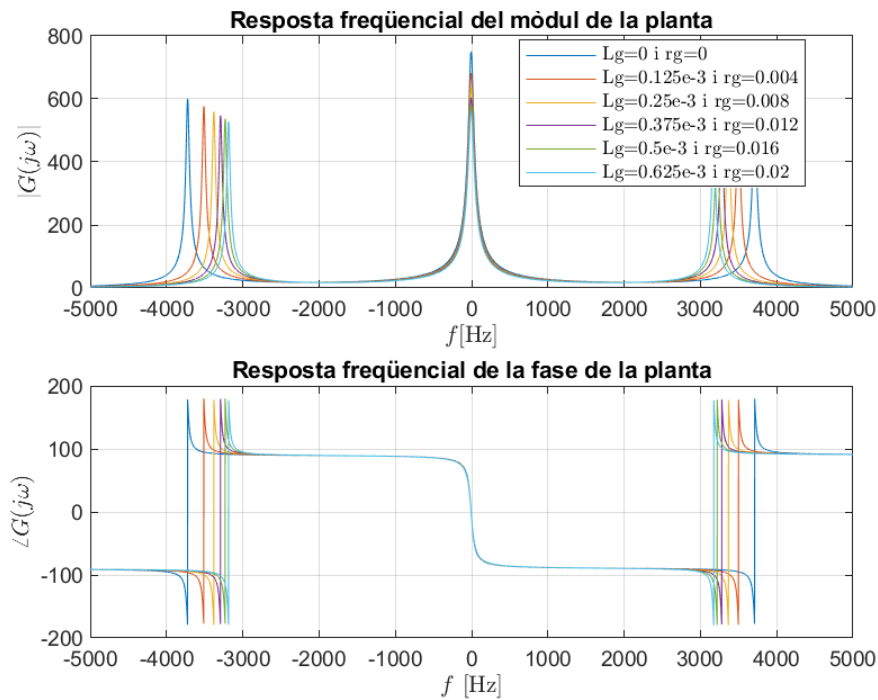


Figura 10: Resposta freqüencial de la planta en referència dq .

S'observa com s'ha realitzat un seguit de simulacions de la resposta freqüencial variant la impedància de la xarxa, començant per una impedància nul·la i arribant fins a una $r_g = 0, 2\Omega$ i a una $L_g = 625e^{-3}$ mH. Posteriorment, es comentarà l'efecte que té aquesta variació.

Abans, es pot veure com en la resposta del mòdul es produeixen tres pics, el central, a freqüència 0 Hz, i dos pics entre uns 3 kHz i uns 4 kHz tant positius com negatius. Aquests últims són els pics de ressonància, que venen provocats pel filtre LCL. Aquests pics de ressonància comporten problemes d'estabilitat i s'hauran de tractar explícitament perquè no resultin un problema.

Per altra banda, pel que fa a la resposta angular cal remarcar que en un primer moment podria semblar que no arriba als -270° que caldria esperar en un sistema de 3r ordre, però s'observa com en lloc d'arribar fins a -270° , torna a augmentar fins als -90° . Això és així perquè com que s'ha fet el gràfic mitjançant la transformació $s = j\omega$ en lloc de fer un Bode, Matlab defineix l'angle entre 180° i -180° per defecte, però és equivalent al resultat que s'esperaria en un primer moment.

Finalment, com s'ha esmentat anteriorment, cal remarcar que s'ha fet un seguit de simulaci-

ons variant la impedància de xarxa. Com es pot veure, això té diferents efectes en la resposta. En primer lloc, pel que fa al mòdul, es veu que, com més petita és la impedància de xarxa, més grans són els pics, i els pics de ressonància es produeixen a freqüències més elevades. Això implica, en primer lloc, que com més alta és la impedància de xarxa més inestabilitat produirà, ja que els pics de ressonància seran majors i, per tant, serà més complicat atenuar-los, i, per altra banda, també comporta que en cap moment se sabrà en quina freqüència exacta es produiran aquests pics de ressonància, pel fet que varien segons la impedància de xarxa.

En canvi, per la resposta angular, la variació de la impedància simplement comporta que els pics de ressonància succeeixen a freqüències diferents.

Per altra banda, per la referència $\alpha\beta$, en aquest cas, com que no hi ha cap coeficient complex, es pot aplicar Bode sense problemes per veure la resposta freqüencial. Si es fa, s'obté:

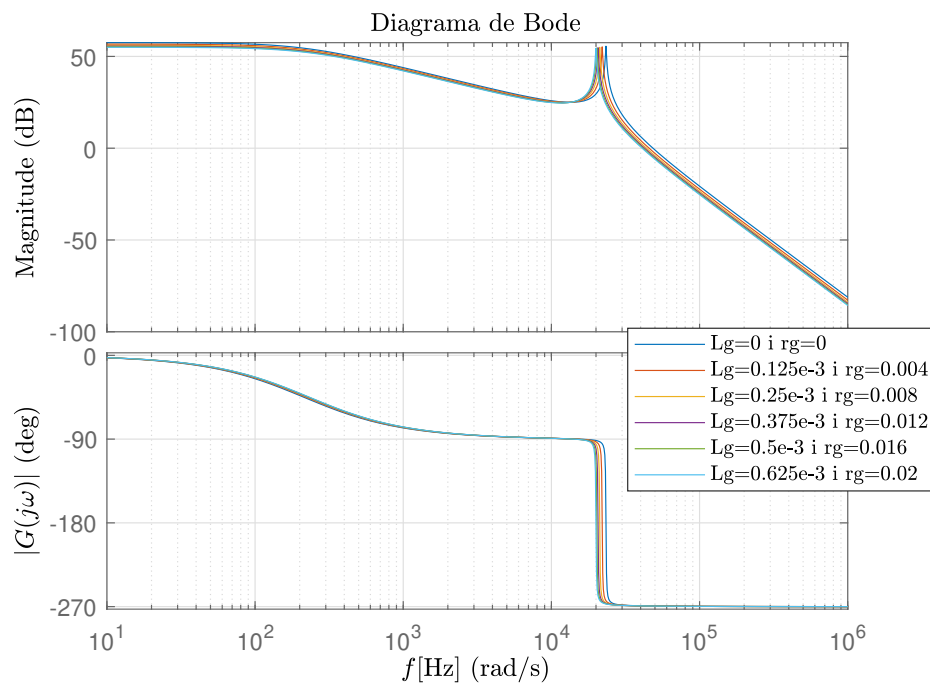


Figura 11: Resposta freqüencial de la planta en referència $\alpha\beta$.

Cal recordar, que aquest és un gràfic semi logarítmic, ja que l'eix d'abscisses és logarítmic, i el d'ordenades no ho és. A més, novament, s'ha fet la simulació per diferents valors de la impedància de xarxa.

Com s'observa, novament diferents valors de la impedància de xarxa impliquen que el pic de la corba de guany, i el canvi de fase de -90° a -270° es produeixi a freqüències diferents. Per la qual cosa, de la mateixa manera que abans, no es podrà saber en quina freqüència s'està produint el pic si no se saben les característiques de la xarxa.

4 Disseny d'un controlador PI per un inversor trifàsic amb un filtre LCL connectat a la xarxa.

Per la referència dq , ampliant el diagrama de Bode es pot veure que tant el marge de guany com el marge de fase són infinits, ja que la corba de guany no talla l'1 en cap moment (recordar que com que el gràfic no està en dB, el punt de tall d'interès és a 1), i la corba de fase tampoc talla els -180° en cap punt.

Així doncs, lògicament són marges no desitjats i es necessitarà l'ús d'un controlador per tal d'aconseguir marges favorables.

Observant la referència $\alpha\beta$ en la Figura 11, tant el marge de guany com el marge de fase són negatius, aproximadament amb uns valors de $MG = -55dB$ i $MF = -90^\circ$. Per tant, s'arriba a la mateixa conclusió que es necessita un controlador.

Per tal de triar el tipus de controlador que s'usarà es farà a partir de la referència en la qual s'estigui treballant. En la referència dq , el controlador més proposat és el PI, que en la referència $\alpha\beta$, es pot escriure com un controlador proporcional-ressonant (PR). A partir d'ara, es treballarà sempre en una referència dq , per la qual cosa es dissenyarà un controlador PI.

Com que es tracta d'un sistema de tercer ordre amb pics de ressonància, es tractarà d'aconseguir un marge de fase d'uns 50° aproximadament, per tal d'assegurar el correcte funcionament. Aquest valor del marge de fase és un valor orientatiu i que s'utilitzarà de referència. Per tant, no és un valor límit, ni restrictiu, que calgui complir de manera estricta. Així doncs, el PI prendrà la forma tal que:

$$C(s) = \frac{k_p s + k_i}{s} \quad (28)$$

Com que el disseny del controlador no és un dels objectius d'aquest treball, s'ha fet el disseny utilitzant que $k_p = k$ i $k_i = kw_0$, fet que permet simplificar bastant el seu disseny. Per tant, l'equació del controlador resultaria tal que:

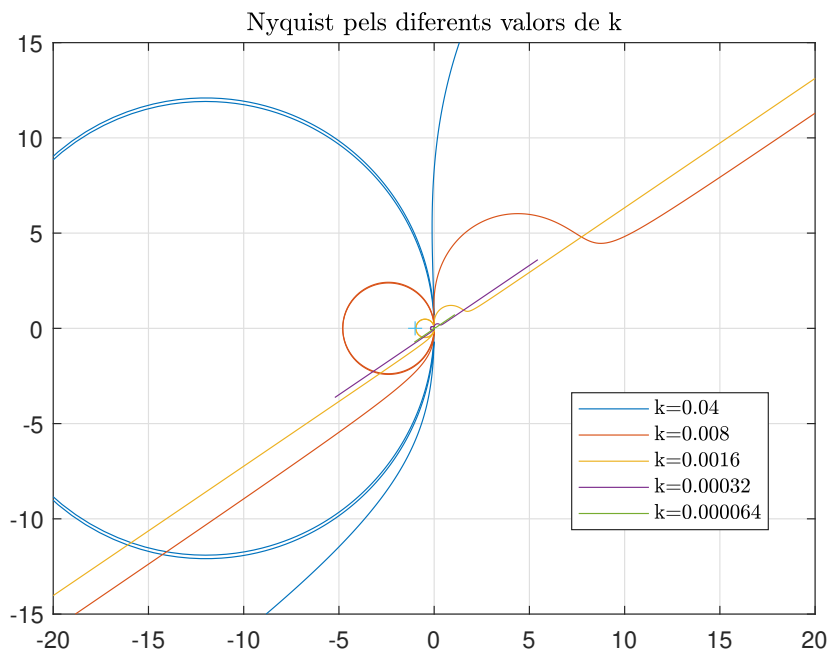
$$C(s) = \frac{ks + kw_0}{s} \quad (29)$$

Per fixar aquestes dues variables, es farà de manera analítica.

En primer lloc, es defineix $w_0 = 300 \text{ rad/s}$, ja que així es tindrà el PI una dècada per sota de les freqüències problemàtiques que s'han vist anteriorment, on es produïen els pics de ressonància, que se situaven entre 3 kHz i 4 kHz . Aquest criteri, permet atenuar els possibles senyals que es produeixin a aquestes freqüències.

A partir d'aquí, es buscarà la k adient, que, per una banda, estabilitzi la planta, però que també aconseguixi almenys el marge de fase al voltant de 50° .

Per fer-ho, s'utilitzarà el criteri de Nyquist, en primer lloc, per buscar quins valors de k fan estable la planta, i després amb els diagrames de Bode per veure els marges de fase que produeix cada k . Si es dibuixa Nyquist per diferents valors de k es veuen els resultats que se n'obtenen, i així decidir quins valors ens serien viables per k .



S'observa com tant $k = 0,04$ com $k = 0,008$ retornen una resposta inestable, ja que donen una o més semi voltes al voltant del -1 i, per tant, no són opcions viables pel controlador PI. Si s'exclouen, i es torna a dibuixar el Nyquist, s'obté:

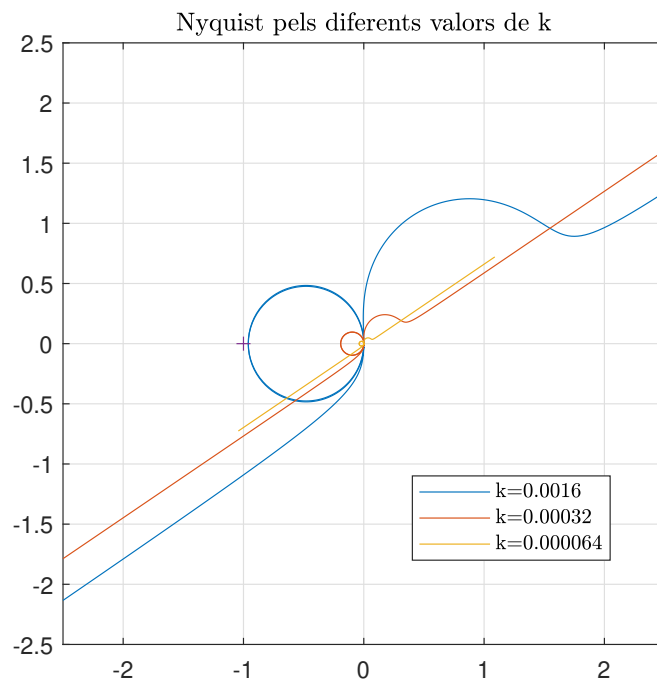


Figura 13: Nyquist en funció de k.

En aquesta ocasió, es veu com les tres opcions retornen una resposta estable (no encerclen el -1) i, per tant, són possibilitats vàlides per al nostre controlador.

Ara, doncs, es pot procedir a veure si compleixen el marge de fase de 50° que s'ha establert anteriorment.

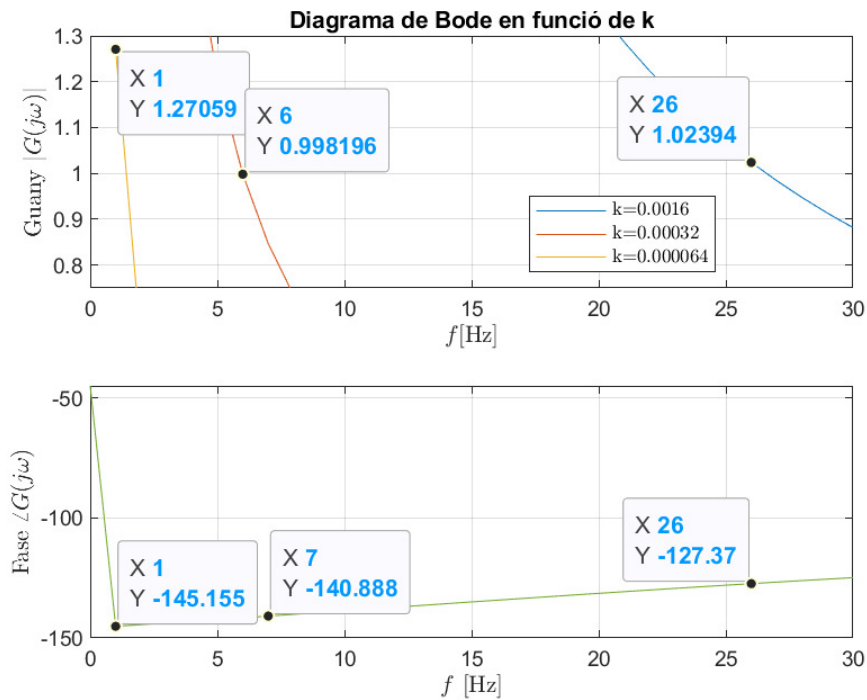


Figura 14: Diagrama de Bode en funció de k.

En la Figura 14 es té representat el diagrama de Bode amb les diferents k mencionades. En aquest, es pot veure el marge de fase de cada corba. Cal recordar que el guany no està representat en decibels, així que el marge de fase es trobarà quan la corba de guany talli l'1. En el diagrama de Bode es veu clarament com:

- Per la corba amb $k = 1, 6e^{-3}$: s'observa com talla l'1 una mica més endavant de $26Hz$, amb la qual cosa segur que tindrà un marge de fase superior a 50° , ja que a $26Hz$ es té $MF = 52, 63^\circ$ i continua augmentant.
- Per la corba amb $k = 3, 2e^{-4}$: s'observa com talla l'1 a aproximadament $6Hz$. Es veu que per aquesta freqüència, ja no es té el marge de fase desitjat de 50° , sinó que hi ha un marge de $38, 381^\circ$.
- Per la corba amb $k = 6, 4e^{-5}$: es veu com talla l'1 a una freqüència una mica major que $1Hz$. Lògicament, si a $6Hz$ el marge de fase ja era més petit de $50Hz$, en aquest cas encara serà menor.

Amb tot això, només la primera de les tres opcions és satisfactòria pel que fa al marge de fase

i, per tant, compleix l'objectiu proposat. De totes maneres, cal recordar que el marge de fase de 50° és un valor que s'ha marcat de referència, i no un valor límit. A més, una k major també aporta una resposta més ràpida, motiu pel qual també és interessant utilitzar una k el més gran possible, sempre que retorni respostes estables. Per aquests motius, finalment se selecciona $k = 1e^{-3}$ pel controlador.

És un valor de k molt proper a l'estudiat anteriorment, el qual assegura el marge de fase estipulat, però s'ha reduït lleugerament, ja que el valor anterior de $k = 1,6e^{-3}$ causava alguns problemes en ser un valor molt al límit de la inestabilitat.

4.1 Passive Damping

Una opció que s'ha contemplat per tal d'ajudar a fer el control de la planta ha estat la d'aplicar la tècnica del "Passive damping". Aquesta, consisteix a connectar una resistència en sèrie o en paral·lel amb la inductància o amb el condensador [3]. Fer-ho, reduirà els pics de ressonància i, per tant, ajudarà a estabilitzar el nostre sistema, permetent un control més senzill. Existeixen un total de quatre possibles combinacions, que són les següents:

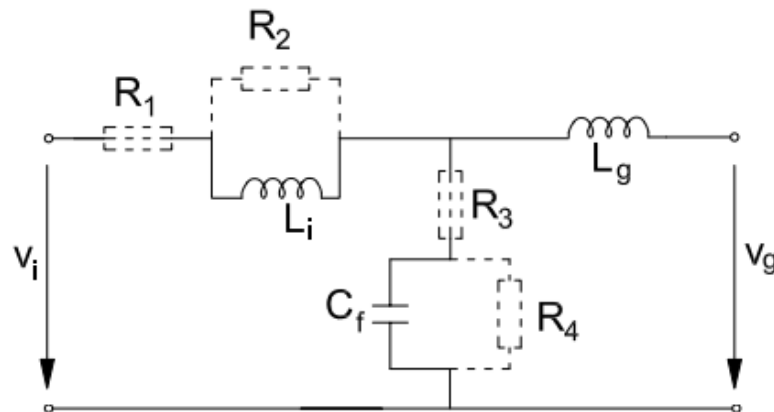
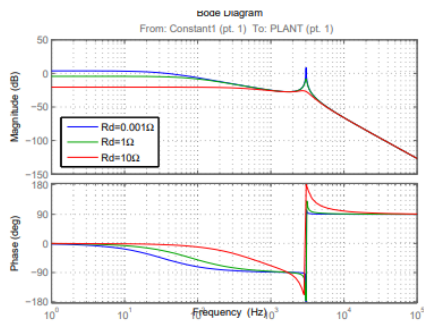
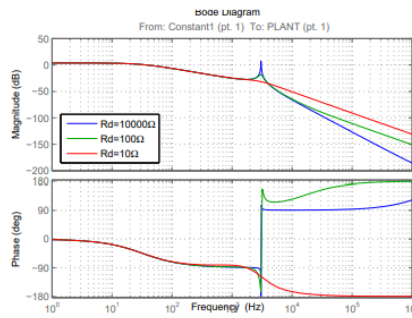


Figura 15: Possibles combinacions per realitzar el "passive damping". [3]

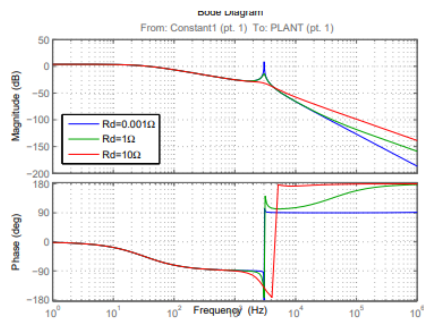
Aquestes quatre combinacions tenen els següents efectes sobre el filtre LCL:



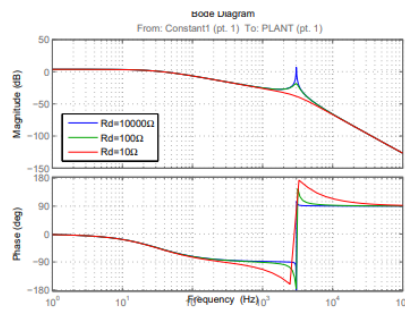
(a) Damping resistance placed in series with the filter inductance.



(b) Damping resistance placed in parallel with the filter inductance.



(c) Damping resistance placed in series with the filter capacitance.



(d) Damping resistance placed in parallel with the filter capacitance.

Figura 16: Efectes de les quatre combinacions per realitzar el "passive damping". [3]

Es veu com per les opcions a i c, amb valors molt més petits que per les opcions b i d s'aconsegueixen resultats similars. A priori interessen resistències el menors possibles, ja que les resistències comporten pèrdues, i d'aquesta manera es poden minimitzar. Per tant, es triarà entre l'opció a o l'opció c.

Entre les dues opcions restants, i pel mateix motiu que anteriorment, l'opció c és millor per aquest sistema, pel fet que si la resistència està en sèrie amb el condensador, hi passarà menys intensitat que no pas si està en sèrie amb la inductància, i, per tant, existiran menys pèrdues en l'opció c.

Es procedeix a comprovar l'efecte que té aquesta nova resistència en la planta. Aquesta nova introducció farà canviar les equacions. La resistència del *passive damping* s'ha anomenat r_c .

Repetint el mateix procés anterior, es pot trobar l'equació de transferència de i_g (22). Com abans,

interessa el terme $G_1(s)$ perquè és el que es podrà controlar. L'expressió de G_1 esdevindrà:

$$G_1(s) = \frac{V_{dc}}{a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \quad (30)$$

on:

$$a_3 = (L_2 + L_g)L_1 C \quad (31)$$

$$a_2 = ((L_2 + L_g)(j2\omega_s L_1 + r_1 + r_c) + (r_2 + r_g + r_c)L_1 + (j\omega_s(L_2 + L_g) - r_c)L_1)C \quad (32)$$

$$a_1 = (L_2 + L_g)(j\omega_s C(r_1 + r_c) - \omega_s^2 L_1 C + 1) + (r_2 + r_g + r_c)(j2\omega_s L_1 + r_1 + r_c)C + j\omega_s(L_2 + L_g)(j2\omega_s L_1 + (r_1 + r_c))C + L_1 + (-j2\omega_s L_1 - r_1 - r_c)r_c C \quad (33)$$

$$a_0 = (r_2 + r_g + r_c)(j\omega_s C(r_1 + r_c) - \omega_s^2 L_1 C + 1) + j\omega_s(L_2 + L_g)(j\omega_s C(r_1 + r_c) - \omega_s^2 L_1 C + 1) + r_1 + j\omega_s L_1 + r_c(\omega_s^2 L_1 C - j\omega_s C(r_1 + r_c) - 1) \quad (34)$$

Amb aquestes noves equacions, i donant un valor a r_c tal que $r_c = r_2$, es pot veure quin seria ara el valor de k òptim pel controlador. Si novament s'aplica Nyquist, en aquest cas a les noves equacions, s'obté:

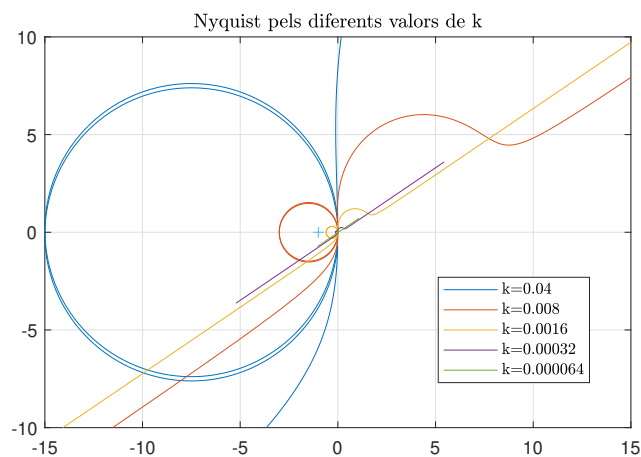


Figura 17: Nyquist en funció de k amb "passive damping".

Com s'observa en la Figura 17 ni $k = 0,04$ ni $k = 0,008$ són valors viables, ja que ambdós

provoquen que el sistema sigui inestable. Tot i això, també es veu com es pot tenir un valor de k bastant superior a $k = 1,6e^{-3}$. Provant nous valors es veu:

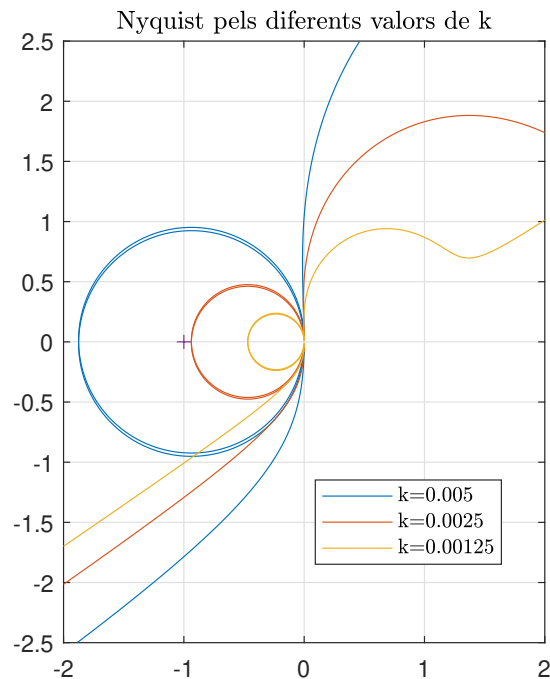


Figura 18: Nyquist en funció de k amb "passive damping".

Es pot concloure que a partir d'aproximadament $k = 2,5e^{-3}$ la planta s'estabilitza. Per tant, això suposa que es pot augmentar considerablement aquest valor respecte al procés anterior en el qual no s'usava el *passive damping*. Això comporta, en primer lloc, una resposta més ràpida i, en segon lloc, probablement també implicarà una millor estabilitat davant un augment de la impedància de xarxa. Aquest fet es comprovarà posteriorment.

De totes maneres, cal recordar que afegir una resistència implicarà un augment de les pèrdues del circuit. Per aquest motiu, i com que no és exclusivament necessari utilitzar el *passive damping*, ja que es pot estabilitzar la planta igualment, en un principi es considerarà el disseny de la SMPLL sense fer ús d'aquesta resistència extra.

5 Llaç per la commutació suau del controlador

És important tenir en compte que l'arrencada del controlador ha de ser suau, sense pics de corrent. Per aconseguir-ho es proposa una primera etapa amb el controlador en llaç obert, generant unes tensions a l'inversor que minimitzin els corrents de les bobines. Posteriorment, es connecta el controlador mitjançant un llaç "Bumpless", que té per objectiu inicialitzar els valors dels integradors d'acord amb els valors del control en llaç obert [4]. Aquest llaç té una configuració tal que:

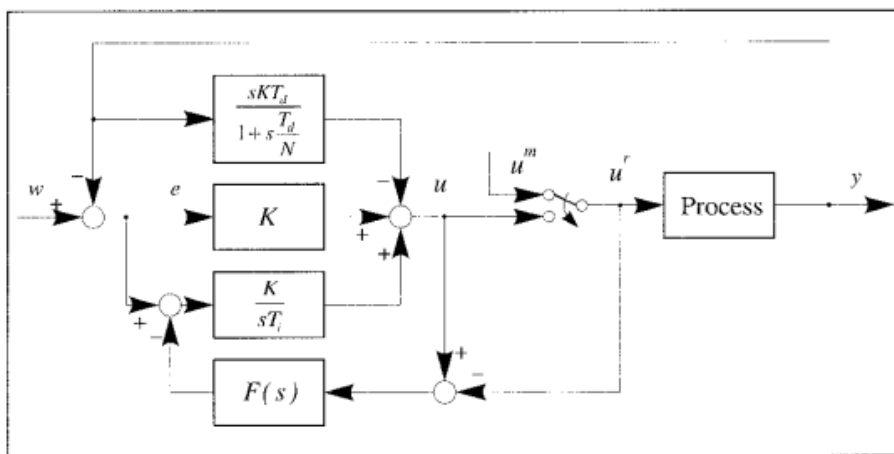


Figura 19: Llaç *bumpless* [4].

Per fer-ho, en aquest treball es suggereix la següent seqüència: en els primers 0,01s de la simulació, el voltatge d'entrada al convertidor $V_{dc}u$ serà igual a v_c ($V_{dc}u = v_c$), la qual cosa implicarà $i_1 = 0A$ i, per conseqüència, $|i_g| = |i_c|$, que, com sabem, és molt petita, però diferent de zero. Un cop passats aquests primers instants, es tanca el llaç de control, que gràcies al llaç *bumpless*, força que les condicions inicials del controlador corresponguin a les de les accions de control en llaç obert, i així la i_g arribarà progressivament al seu valor de referència. Es pot veure el comportament de l'arrencada a la següent figura:

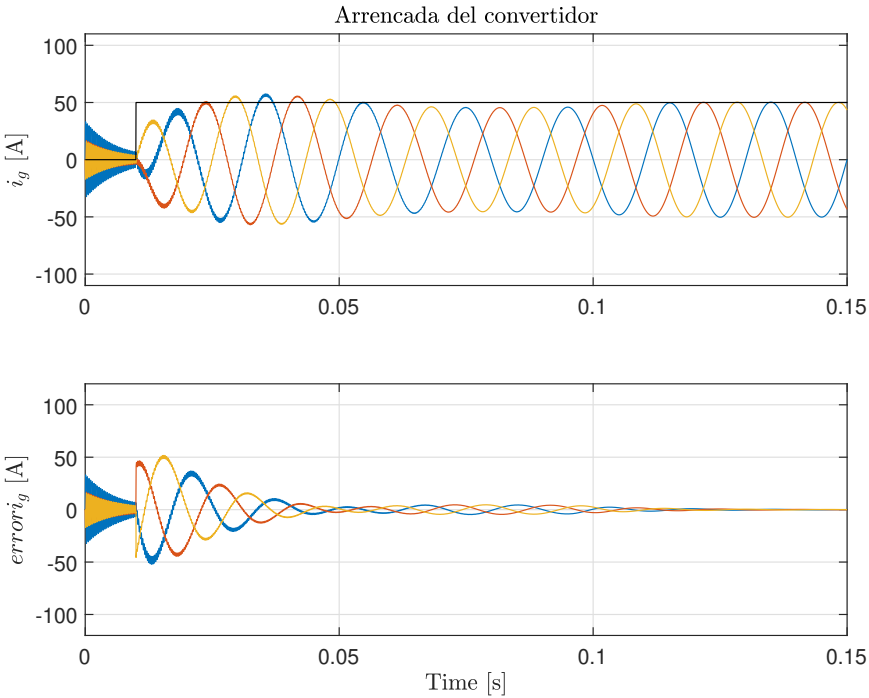


Figura 20: Arrencada del controlador.

6 Simulacions i anàlisi de resultats

Una vegada dissenyat el circuit, el controlador i ambdues PLL, per separat, és el moment d'ajuntar totes les parts i començar a realitzar simulacions comparatives entre les dues PLL per tal de veure els beneficis que aporten cadascuna d'elles i tractar de complir els objectius exposats en l'inici d'aquest projecte.

6.1 Impedància de xarxa resistiva i inductiva

L'objectiu principal del projecte era veure si la SMPLL millorava l'estabilitat de la SRFPLL quan s'usaven per a un inversor amb un filtre LCL connectats a la xarxa. La primera casuística que permetrà veure si això és així, serà veure com responen ambdues PLL davant d'una impedància de xarxa cada cop més elevada. Per fer-ho, en aquesta primera simulació s'ha anat augmentant la impedància de xarxa de forma proporcional, tant per la r_g com per la L_g . A continuació es poden veure els resultats:

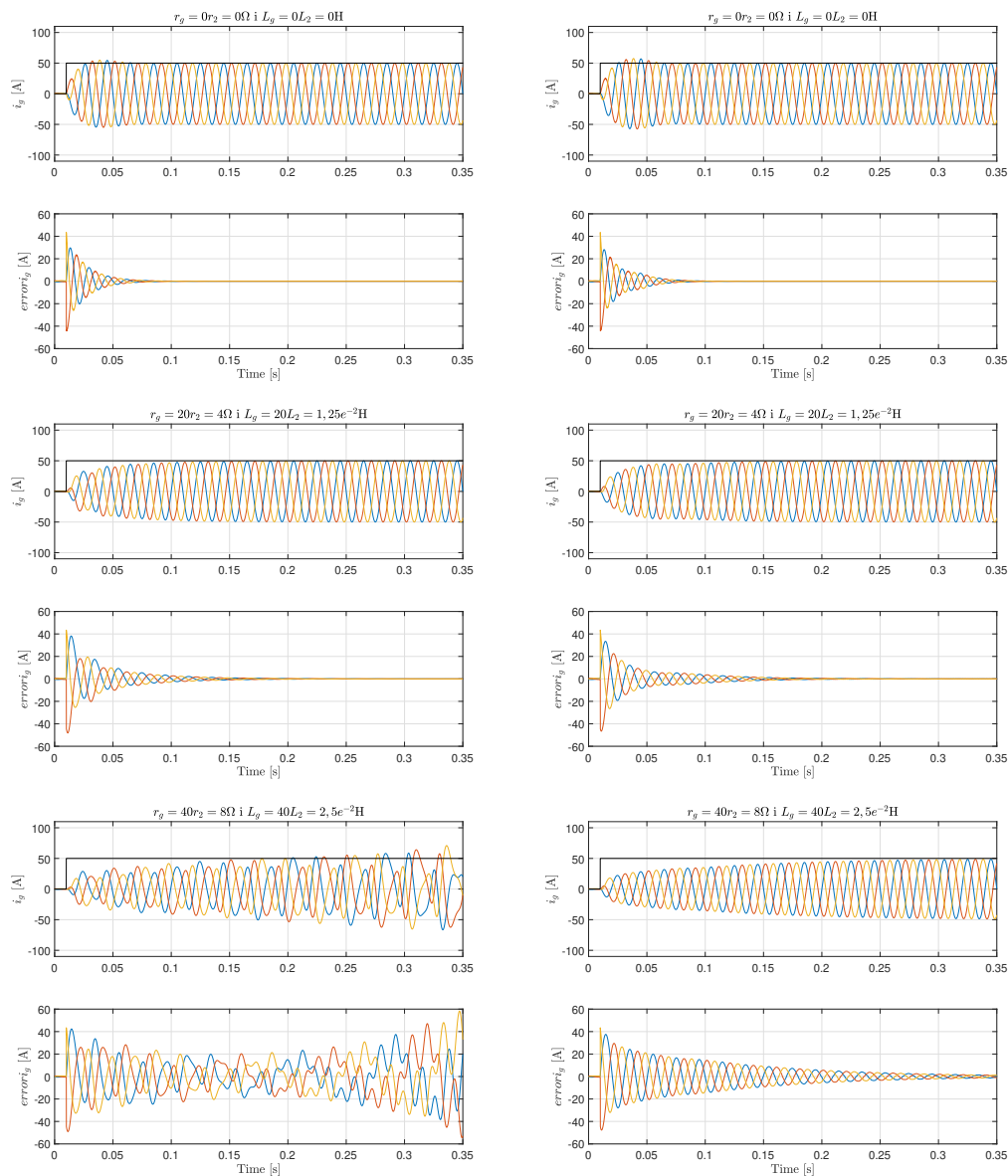


Figura 21: Corrents trifàsics de i_g i error de i_g respectivament per SRFPLL (a l'esquerra) i SMPLL (a la dreta) amb impedància resistiva i inductiva.

En la Figura 21 s'observa la comparativa entre les dues PLL's. En l'última simulació, per $r_g = 8\Omega$ i $L_g = 2,5e^{-3}$ H, la SRFPLL retorna una resposta inestable, i, per tant, ja no pot treballar en aquests valors. En canvi, per la SMPLL s'obté una resposta estable, i prou bona. Per aquest motiu, es continua augmentant la impedància de xarxa per la SMPLL per veure fins quan millora a la SRFPLL.

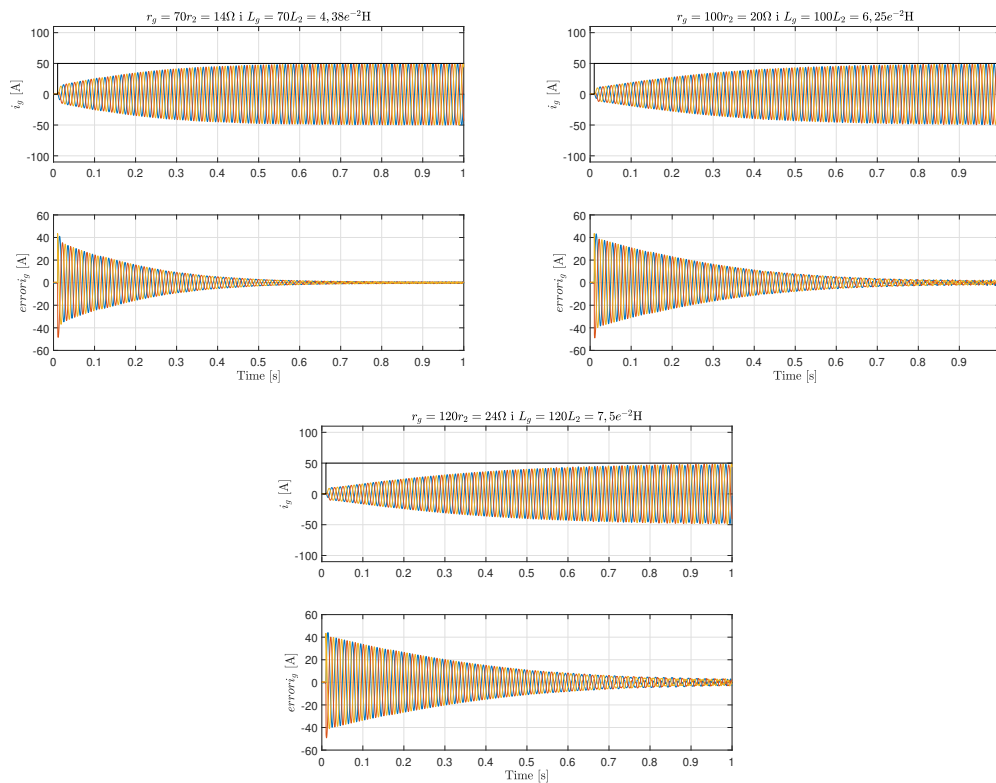


Figura 22: Corrents trifàsics de i_g i error de i_g respectivament per SMPLL amb impedància resistiva i inductiva.

Com es pot veure en la Figura 22, la SMPLL continua funcionant correctament per valors d'impedància de xarxa de $r_g = 24\Omega$ i $L_g = 7,5e^{-2}$ H. Es comença a observar un error estacionari i un temps d'establiment cada cop més elevats, a mesura que augmenta la impedància de xarxa, però la SMPLL continua tenint un funcionament prou bo. Aquests són valors tres vegades més elevats pels quals s'ha vist que la SRFPLL es tornava inestable. Es pot continuar augmentant la impedància, i s'observa el següent:

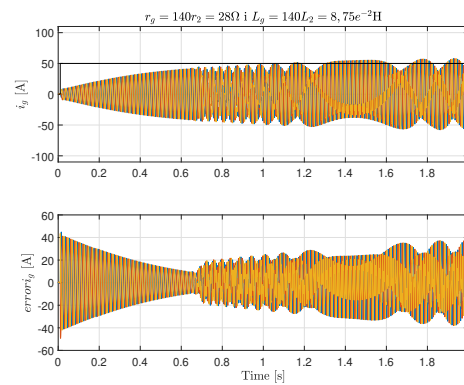


Figura 23: Corrents trifàsics de i_g i error de i_g respectivament per SMPLL amb impedància resistiva i inductiva.

Finalment, es pot veure com per valors de $r_g = 28\Omega$ i $L_g = 8,75e^{-2} H$ la SMPLL també es torna inestable. Cal remarcar que són valors molt grans, i gens realistes, per tant, en valors habituals de la xarxa es pot assegurar que el funcionament serà adequat. A més, respecte a la SRFPLL, es troba una millora molt considerable, ja que aquesta començava a ser inestable per valors de $r_g = 8\Omega$ i $L_g = 2,5e^{-2}H$.

6.2 Impedància de xarxa completament inductiva

En aquesta ocasió es realitzaran simulacions per ambdues PLL's per una impedància de xarxa completament inductiva, és a dir, quan $r_g = 0\Omega$ i L_g anirà augmentant progressivament. Aquest seria un punt crític per les PLL, ja que suposen una situació desfavorable pel seu correcte funcionament. Per tant, serà interessant veure si es continua observant un millor funcionament per la SMPLL en aquest punt crític, de la mateixa manera que ha succeït en el cas anterior, o bé en aquesta ocasió la SRFPLL té una millor resposta.

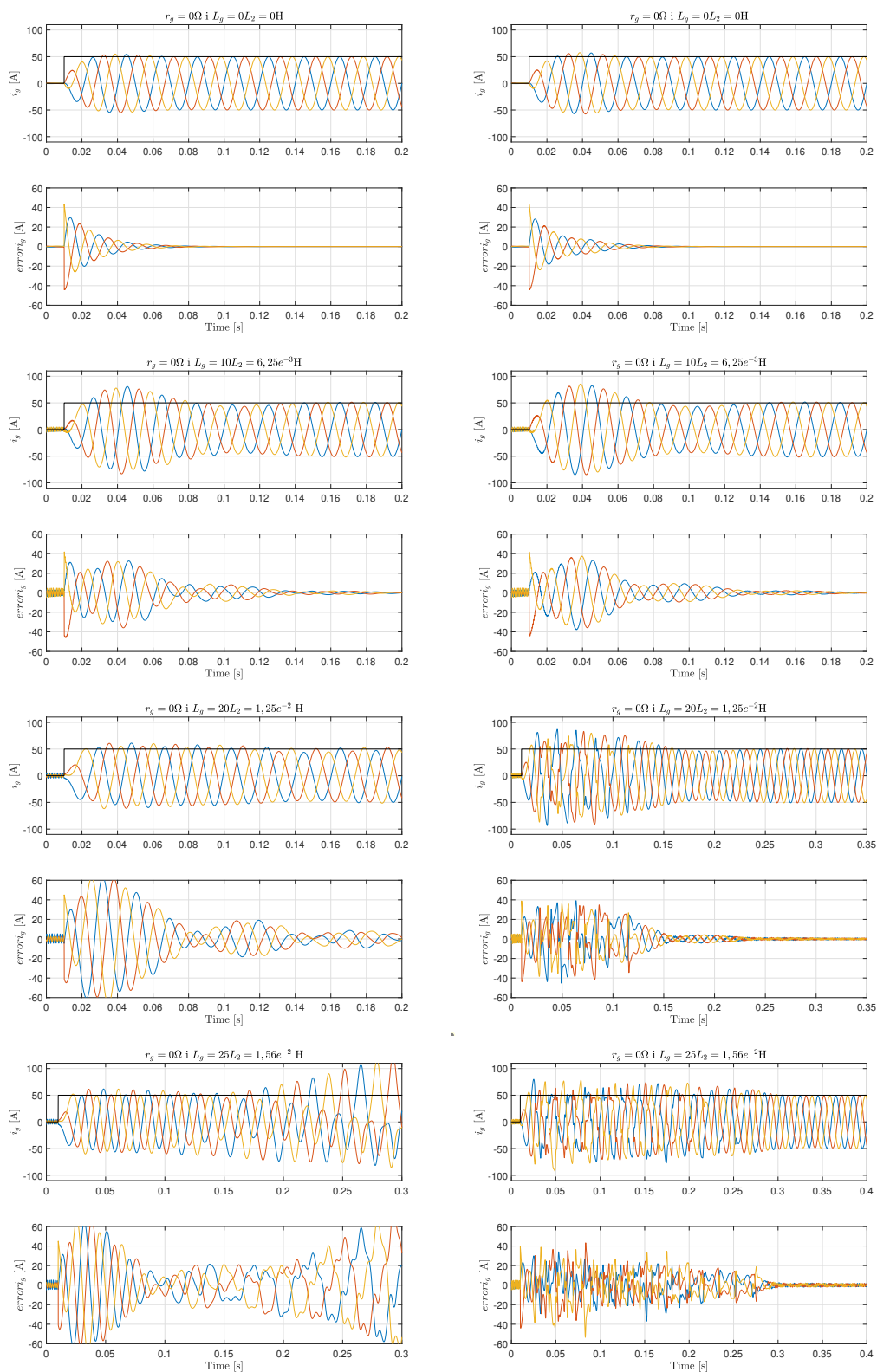


Figura 24: Corrents trifàsics de i_g i error de i_g respectivament per SRFPLL (a l'esquerra) i SMPLL (a la dreta) amb impedància completament inductiva.

En la Figura 24 s'observa la comparativa entre la SRFPLL i la SMPLL. En aquesta, es veu com per $L_g = 1,56e^{-2}$ H, la SRFPLL s'instabilitza, mentre que la SMPLL continua sent estable, i, per tant, novament sembla que té un millor comportament.

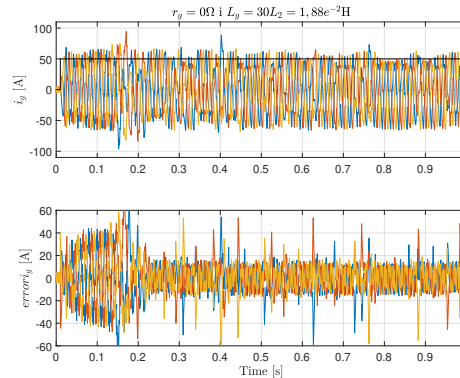


Figura 25: Corrents trifàsics de i_g i error de i_g respectivament per SMPLL amb impedància completament inductiva.

En aquesta ocasió, en la Figura 25 es pot veure que a partir de $L_g = 1,875e^{-2}$ H, la SMPLL comença a tenir un comportament inadequat, ja que té un error estacionari molt elevat. Per tant, en aquest cas la millora de la SMPLL respecte la SRFPLL existeix però és petita.

6.3 Canvis en el temps d'establiment de la SRFPLL

En aquest apartat s'intentarà observar com canvia l'estabilitat de la SRFPLL quan es canvia el temps d'establiment d'aquesta, i també comparar les respostes obtingudes amb les quals proporciona la SMPLL. A priori, cal esperar que per temps d'establiments menors, i, per tant, respostes més ràpides, la SRFPLL tindrà més dificultats per romandre estable. En canvi, si s'augmenta el temps d'establiment i, per tant, s'assoleixen respostes més lentes, en un principi serà més fàcil que romanguí estable.

Com s'ha explicat anteriorment, en aquest projecte s'ha utilitzat un $t_s = 0,01s$ i un $M_p = 0,05$ per la SRFPLL. Amb aquests valors s'ha vist que es tornava inestable quan $r_g = 8\Omega$ i $L_g = 2,5e^{-2}$ H pel cas amb impedància resistiva i inductiva i quan la impedància de xarxa era completament inductiva, per $L_g = 1,56e^{-2}$ H.

Un fet a destacar és que si es canvia el temps d'establiment també s'haurà de canviar el sobrepic, ja que es necessita una bona combinació d'ambdues propietats per tal que la SRFPLL sigui

estable i tingui un bon funcionament.

Augmentant o disminuint el temps d'establiment es troben diferents casuístiques. En primer lloc, es veuran els resultats quan r_g i L_g són diferents de zero, i posteriorment només quan s'augmenta L_g i $r_g = 0\Omega$ en tot moment.

6.3.1 Impedància de xarxa resistiva i inductiva

Augmentant el temps d'establiment s'obtenen els següents resultats:

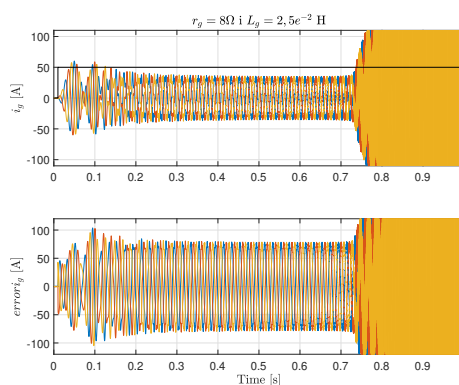


Figura 26: Corrents trifàsics de i_g i error de i_g respectivament per SRFPLL per $t_{ss} = 0,05s$ amb impedància resistiva i inductiva.

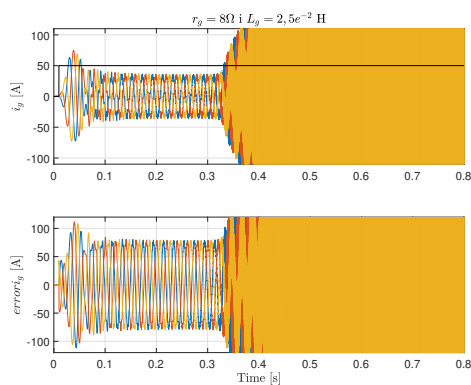


Figura 27: Corrents trifàsics de i_g i error de i_g respectivament per SRFPLL $t_{ss} = 0,1s$ amb impedància resistiva i inductiva.

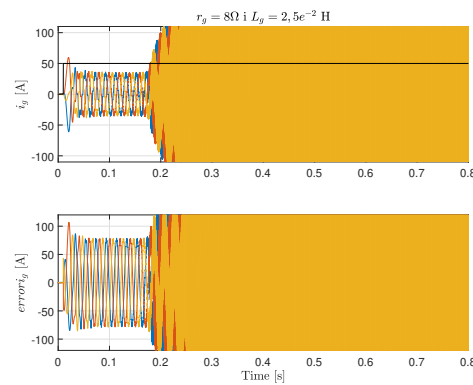


Figura 28: Corrents trifàsics de i_g i error de i_g respectivament per SRFPLL $t_{ss} = 0,25s$ amb impedància resistiva i inductiva.

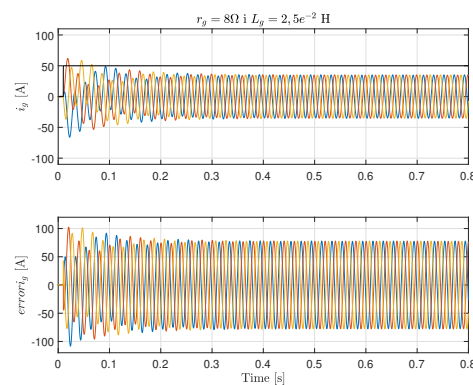


Figura 29: Corrents trifàsics de i_g i error de i_g respectivament per SRFPLL $t_{ss} = 0,5s$ amb impedància resistiva i inductiva.

Com es veu en les Figures 26, 27, 28 i 29 tot i augmentar el temps d'establiment, al contrari del què caldria esperar, no s'aconsegueix una resposta adequada, ja que la resposta és inestable en tots aquests casos pels mateixos valors d'impedància pels quals s'instabilitzava en el model principal (veure Figura 21). Per tant, sembla que augmentar el temps d'establiment no aporta cap millora en l'estabilitat.

Si, per altra banda, es disminueix el temps d'establiment, es troba:

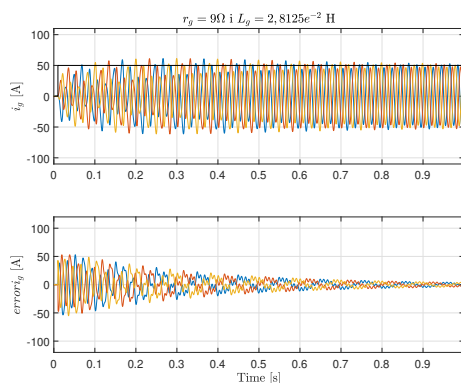


Figura 30: Corrents trifàsics de i_g i error de i_g respectivament per SRFPLL $t_{ss} = 0,005s$ amb impedància completament inductiva.

En la Figura 30 s'observa com reduint el temps d'establiment, s'aconsegueix estabilitat per valors d'impedància lleugerament superiors als del model principal (Figura 21).

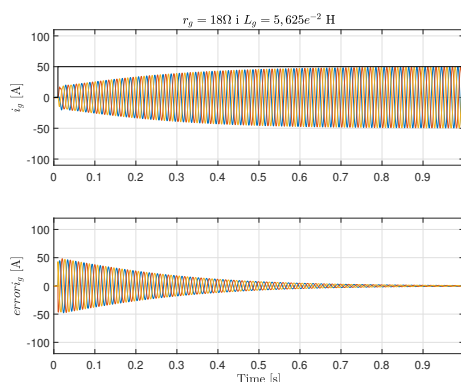


Figura 31: Corrents trifàsics de i_g i error de i_g respectivament per SRFPLL $t_{ss} = 0,001s$ amb impedància completament inductiva.

Reduint el temps d'establiment encara més, la resposta és estable fins a valors d'impedància molt superiors (més del doble) als del model principal (Figura 21).

Els resultats obtinguts són molt sorprenents, ja que en un principi s'esperava que augmentar el temps d'establiment permetés a la SRFPLL treballar millor i aconseguir estabilitat en casos límit on abans no s'hi arribava, i que quan es requerien temps d'establiment més petits, no pogués suportar impedàncies altes.

Tot i això, continua sent clar que amb la SMPLL s'assoleixen impedàncies de xarxa molt més elevades, quan aquesta té part resistiva i inductiva, que no pas amb la SRFPLL.

6.3.2 Impedància de xarxa completament inductiva

Si es fa el procés anàlogament variant només L_g s'observa:

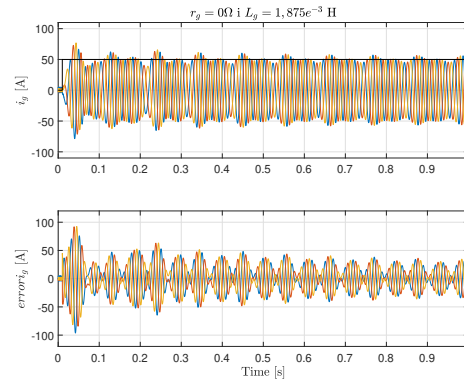


Figura 32: Corrents trifàsics de i_g i error de i_g respectivament per SRFPLL per $t_{ss} = 0,05s$.

Com es veu en la Figura 32, tot i augmentar en temps d'establiment, per aquest valor no s'aconsegueix una resposta adequada, ja que existeix un error estacionari massa elevat.

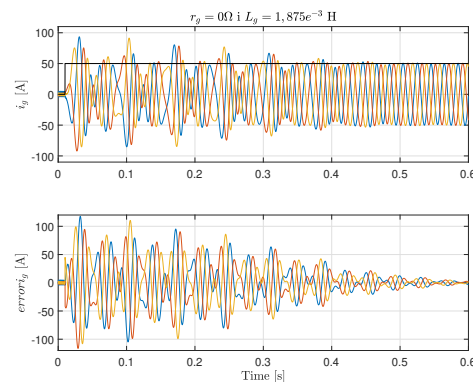


Figura 33: Corrents trifàsics de i_g i error de i_g respectivament per SRFPLL $t_{ss} = 0,1s$.

En canvi, en la Figura 33 s'observa com en aquest cas sí que s'aconsegueix una millor resposta, aconseguint estabilitat per un valor de L_g més elevat que en el model principal (Figura 21).

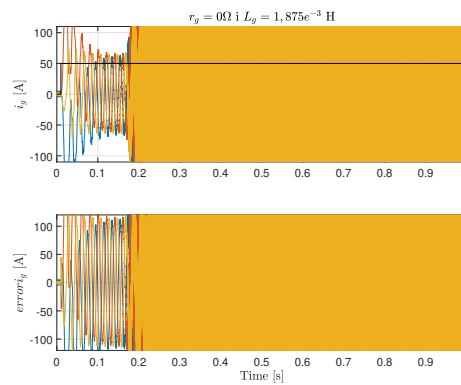


Figura 34: Corrents trifàsics de i_g i error de i_g respectivament per SRFPLL $t_{ss} = 0,25s$.

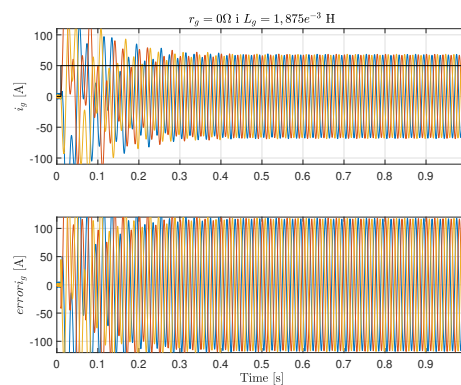


Figura 35: Corrents trifàsics de i_g i error de i_g respectivament per SRFPLL $t_{ss} = 0,5s$.

Finalment, i contràriament al que s'esperava, tant a la Figura 34 com a la Figura 35 es veu que per valors elevats del temps d'establiment, no s'aconsegueix una resposta estable per impedàncies on sí que s'aconseguia amb $t_{ss} = 0.1s$ (Figura 33).

Per altra banda, si s'observa la resposta per temps d'establiments menors al que s'ha utilitzat en la resta del projecte ($t_{ss} = 0.01s$), s'obté:

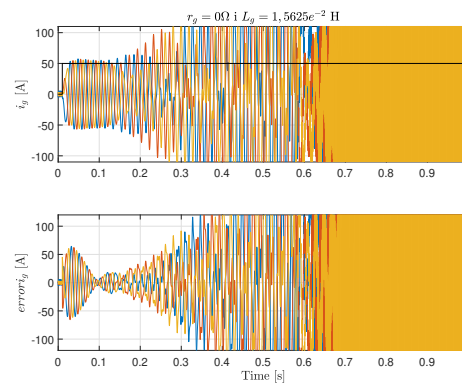


Figura 36: Corrents trifàsics de i_g i error de i_g respectivament per SRFP LL $t_{ss} = 0,005s$.

En la Figura 36 s'observa com reduint el temps d'establiment, en aquest cas no s'aconsegueix estabilitat per valors d'impedància en els quals anteriorment pel model principal sí que era estable (Figura 21).

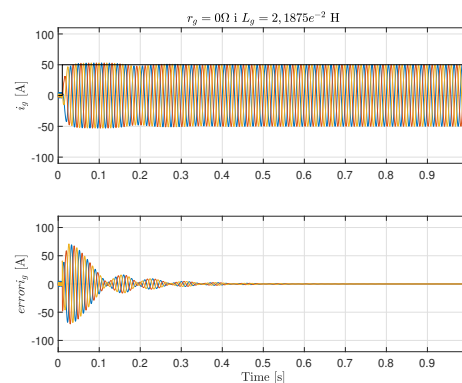


Figura 37: Corrents trifàsics de i_g i error de i_g respectivament per SRFP LL $t_{ss} = 0,001s$.

En canvi, en la Figura 37 es veu com en aquesta ocasió, reduint encara més el temps d'establiment, la resposta és estable per valors bastant superiors als quals s'obtenien amb el model principal (Figura 21), ja que s'arriba fins a $L_g = 35L_2$.

Així doncs, novament, els resultats obtinguts no concorden del tot amb el qual caldria esperar en un inici, i no segueixen una progressió lògica. Probablement, això és deu al fet que les PLL's no són lineals, motiu pel qual tenen comportaments que sovint no són lògics ni predictibles.

A més, en aquesta ocasió, les diferències entre la SMPLL són molt menors i, inclús, en el cas de la Figura 37 s'arriba a una impedància major que no pas amb la SMPLL.

6.4 Ús de passive damping

En aquest apartat es tractarà de veure la influència que té el *passive damping* davant l'estabilitat de la SMPLL. Així doncs, afegint la resistència en sèrie amb el condensador i, per tant, modificant les equacions, es veurà si la PLL és capaç de ser estable amb una impedància de xarxa més o menys elevada que anteriorment. S'utilitzarà $r_c = r_2$.

En primer lloc, es farà la comparació quan r_g i L_g van augmentant proporcionalment. Sense *passive damping*, s'ha vist que la SMPLL era estable fins a uns valors d'impedància de xarxa de $r_g = 24\Omega$ i $L_g = 7,5e^{-2}$ H, i per valors superiors ja era inestable.

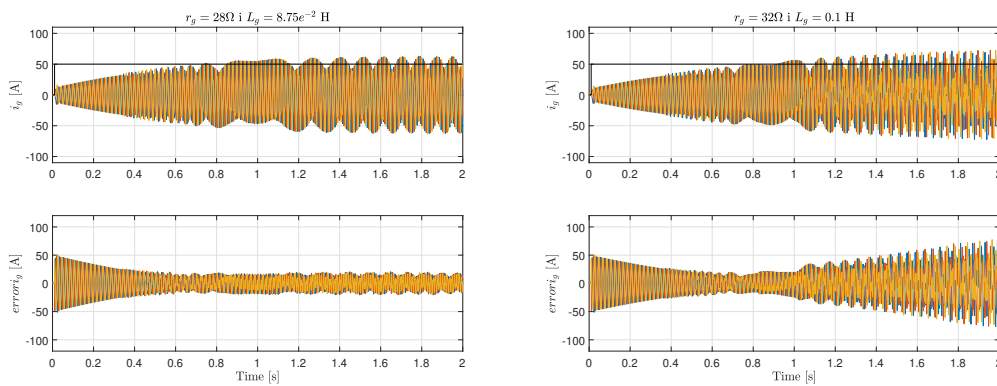


Figura 38: Corrents trifàsics de i_g i error de i_g respectivament per SMPLL amb impedància resistiva i inductiva.

Com s'observa en la Figura 38, afegint el *passive damping*, es pot assolir una impedància de xarxa superior que abans, tot i que tampoc suposa una gran diferència, arribant fins a $r_g = 28\Omega$ i $L_g = 8,75e^{-2}$. Tot i això, cal remarcar que l'error estacionari és gran, i, per tant, no és un funcionament òptim.

Per altra banda, es farà també la comparació quan la impedància de xarxa és totalment inductiva. Cal recordar que sense el *passive damping* la SMPLL era estable fins a uns valors de $r_g = 0\Omega$ i $L_g = 1,5625e^{-2}$ H.

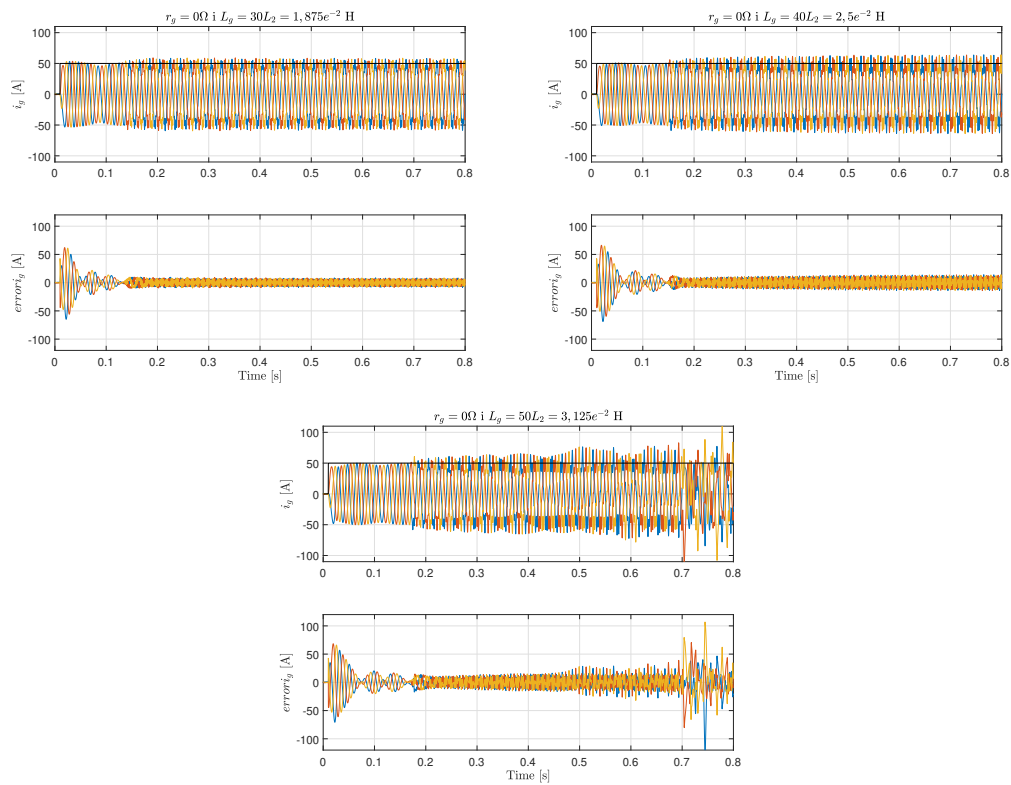


Figura 39: Corrents trifàsics de i_g i error de i_g respectivament per SMPLL amb impedància completament inductiva.

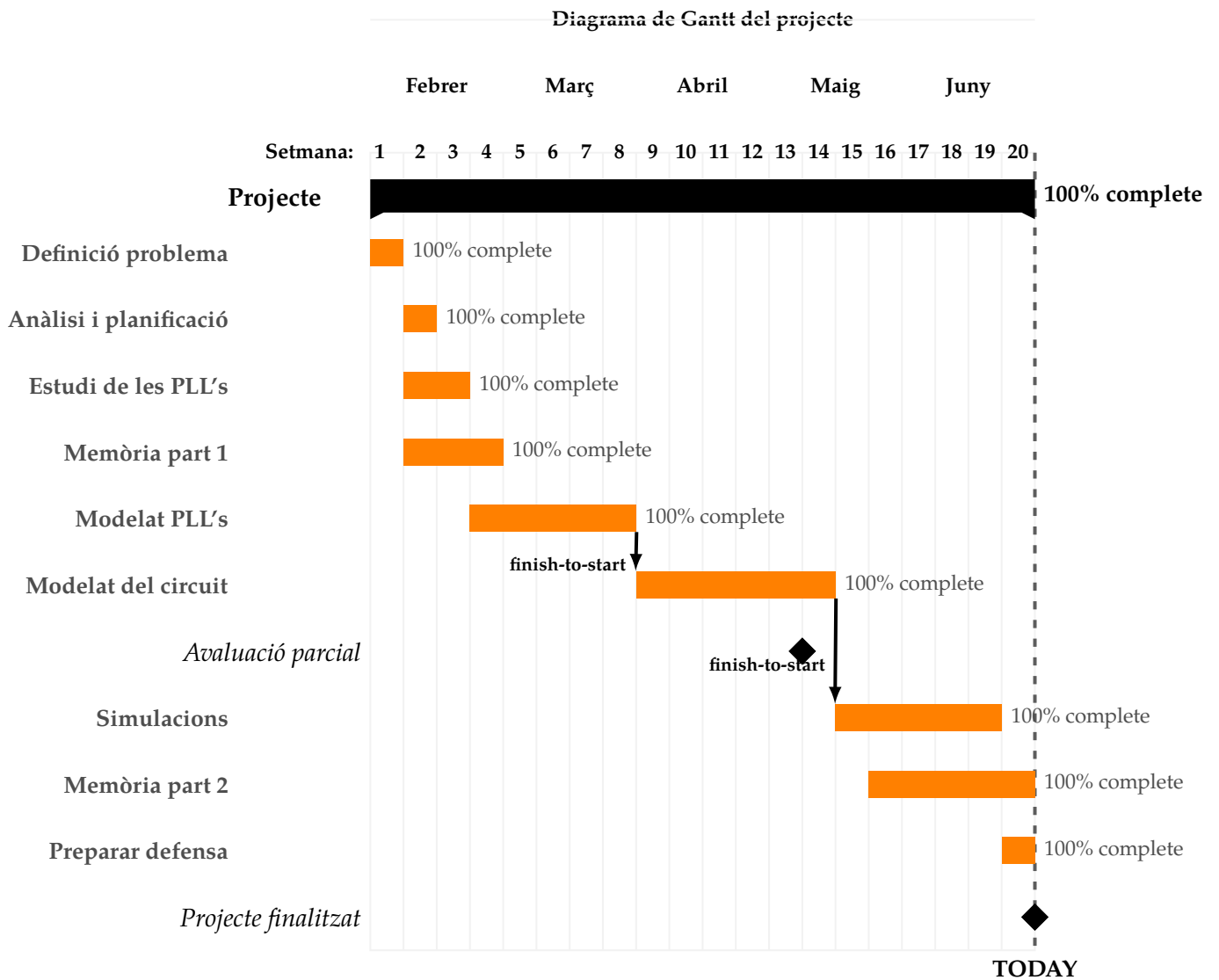
A la Figura 39 es veu com afegint el *passive damping* novament s'aconsegueix una millora en l'estabilitat. De fet, en aquest segon cas la millora és més notable, ja que es pot augmentar la impedància de xarxa des de $r_g = 0\Omega$ i $L_g = 1,5625e^{-2}$ H fins a $r_g = 0\Omega$ i $L_g = 2,5e^{-2}$ H. Per tant, això suposa una millora considerable, de l'ordre d'un 60%.

7 Planificació temporal

En un projecte d'aquestes característiques sempre és important fer una planificació temporal de les diferents activitats a realitzar al llarg d'aquest, que permetin veure quanta dedicació hi haurà en cada una de les activitats i en quin moment de l'horitzó temporal es duran a terme cadascuna d'elles. Això, permet establir clarament el ritme de treball òptim i veure si es van complint els objectius en l'àmbit temporal al llarg del projecte.

A més, també permet tenir una visió clara del camí crític, que és aquell que marcarà la durada del projecte i en el qual qualsevol retard que hi existeixi implicarà el retardament de tot el projecte.

En aquest cas, s'ha dut a terme un Diagrama de Gantt, que és una de les millors eines per veure la planificació temporal. Per fer-ho, s'ha dividit el projecte en totes les seves tasques i s'ha establert el nombre aproximat de setmanes durant les quals s'estarà treballant.



8 Pressupost

En aquesta secció es tractarà de veure els costos associats que han existit al llarg del projecte i que, per tant, s'han de tenir en compte a l'hora de realitzar el pressupost d'aquest. Com que en aquest projecte no s'ha tractat la implementació de la PLL a través de microprocessadors, sinó que s'ha estat treballant a partir de simulacions via Matlab/Simulink, no es pot fer un pressupost d'enginyeria gaire extens sobre el projecte en si.

En tot cas, sí que es pot fer el pressupost del cost que comporten les hores invertides d'un enginyer, les llicències necessàries per dur a terme el projecte i també tot el que està relacionat amb les despeses que s'han produït o bé per l'ús de material o bé pels costos energètics que s'hi produeixen.

8.1 Cost de personal

En primer lloc, cal tenir en compte el cost del personal que ha participat en la realització del projecte. En aquest cas, es tracta del sou d'un sol enginyer, que consisteix en 35€/h bruts, i que caldrà multiplicar-lo pel total d'hores invertides a treballar per aquest projecte, que sumen un total d'unes 400 hores aproximadament.

Concepte	Hores d'enginyer
Quantitat	400 h
Preu per hora	35 €/h
Preu total	14000 €

Taula 1: Cost de personal

8.2 Cost de llicències

Per altra banda, el segon cost que cal tenir en compte és el cost de les llicències que s'utilitzen per poder dur a terme el projecte. En aquest cas s'ha usat tant Matlab com Simulink, que tenen un cost anual de 800 € i 1200 € respectivament.

Tenint en compte el cost anual de cada una de les llicències, i sabent que un any té 1888 hores laborables, es comptarà el cost proporcional de les hores que s'han invertit en el projecte utilitzant els softwares.

Sumant ambdues llicències s'obté un preu total de **317,8 €**.

Concepte	Llicència Matlab	Llicència Simulink
Preu anual llicència	800 €	1200 €
Hores d'ús	300 h	300 h
Preu proporcional	127,12 €	190,68 €

Taula 2: Cost de llicències.

8.3 Cost material

El material que s'ha fet servir i que, per tant, ha comportat un cost ha estat bàsicament un ordinador portàtil. Un portàtil té una amortització màxima anual fixada per Hisenda d'un 26 %. Per un ordinador amb un cost total de 794 €, anualment es pot amortitzar fins a 206,44 €. Fent novament la proporció amb les hores laborals en un any, s'obté el següent cost associat a l'ordinador:

Concepte	Ordinador
Cost	43,74 €

Taula 3: Cost del material.

8.4 Cost energètic

L'últim cost que cal comptar és el cost energètic, que bàsicament tindrà a veure amb l'electricitat que ha consumit l'ordinador durant tota la realització del projecte.

Un ordinador consumeix de mitja aproximadament 2,2 kWh en una jornada laboral de 8 hores. El preu mitjà de l'electricitat en aquests primers mesos de 2022 ha estat de 0,3057 €/kWh, multiplicant per les 400 hores d'ús s'obté un cost total de:

Concepte	Electricitat consumida
Cost	33,63 €

Taula 4: Cost energètic.

8.5 Cost total associat

Finalment, sumant tots els diferents costos que s'han produït al llarg de tot el projecte s'obté el pressupost total d'aquest. Aquesta és la despesa total que es requereix per dur a terme el projecte i per la qual s'hauria d'aconseguir finançament.

Cost de personal	14000 €
Cost de llicències	317,8 €
Cost material	43,74 €
Cost energètic	33,63 €
Cost total	14395,17 €

Taula 5: Cost total.

Per tant, com s'observa a la taula 5, el projecte té un cost global de **14395,17 €**.

9 Estudi ambiental

En aquest projecte no aplica un estudi d'impacte ambiental, ja que en cap moment s'ha tractat la implementació de cap de les PLL's. S'ha dut a terme un estudi previ, necessari per, en projectes futurs, poder dur a terme aquesta implementació.

10 Estudi de gènere

En aquest projecte un estudi en aquest sentit no pertoca, ja que en cap moment s'ha format cap equip de persones en el qual seria necessari que existís una paritat de gènere.

Conclusions

En aquest projecte es pot determinar que la SMPLL comporta millores d'estabilitats en alguns casos davant de la SRFPLL. És necessari seguir fent més anàlisi, però aquests bons resultats realment motiven a continuar amb aquest estudi.

Per altra banda, és més senzilla d'utilitzar, ja que només cal fixar un paràmetre, mentre que per la SRFPLL cal anar variant dos paràmetres i cal buscar una bona combinació entre ells.

A més, amb la SMPLL s'obtenen millors resultats en pràcticament totes les casuístiques estudiades, sobretot quan la impedància de xarxa és resistiva i inductiva, perquè quan és completament inductiva sí que és cert que les diferències són molt petites.

Finalment, s'ha vist que introduir el *passive damping*, aporta millores en l'estabilitat, però també, comporta un augment de les pèrdues. Per tant, caldria estudiar en cada cas si és o no necessari introduir-lo, i ser conscients i assumir que comportarà aquestes pèrdues de potència.

Agraïments

Moltes gràcies, en primer lloc, al meu tutor, l'Arnau, per ajudar-me en tot moment durant aquests mesos, i també moltes gràcies a la família i als amics.

Bibliografia

- [1] ARNAU DÒRIA-CEREZO, VÍCTOR REPECHO I DOMINGO BIEL, *Three-phase phase-locked loop algorithms based on sliding modes*, 9 de setembre de 2021, IEEE Trans. on Power Electronics, 36(9), 10842-10851.
Consultat (07/03/2022)
- [2] SAEED GOLESTAN, JOSEP M. GUERRERO I JUAN C. VASQUEZ, *Three-phase plls: a review of recent advances*, 3 de març de 2017, IEEE Trans. on Power Electronics, 36(9), 1849-1907.
Consultat (07/03/2022)
- [3] ANCA JULEAN, *Active damping of LCL filter resonance in grid connected applications.*, Treball final d'estudis, Aalborg University, 2009.
Consultat (22/05/2022)
- [4] YOUBIN PENG, DAMIR VRANCIC I RAYMOND HANUS., *Anti-windup, bumpless and conditioned transfer techniques for PID controllers*, agost de 1996, IEEE Control Systems, 16(4), 48-57.
Consultat (24/05/2022)
- [5] ARNAU DÒRIA-CEREZO, VÍCTOR REPECHO, *Grid connected converters: AC/DC and DC/AC*, Master in Power Electronics. Notes del curs, Universitat Politècnica de Catalunya, 2022.
Consultat (31/05/2022)
- [6] LENNART HARNEFORS, *Modeling of three-phase dynamic systems using complex transfer functions and transfer matrices.*, 23 de juliol de 2007, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 54(4), 2239-2248.
Consultat (22/06/2022)
- [7] JIANTAO ZHAO, MENG HUANG, HAN YAN, CHI K. TSE I XIAOMING ZHA, *Nonlinear and Transient Stability Analysis of Phase-Locked Loops in Grid-Connected Converters.*, 8 de juny de 2020, IEEE Transactions on Power Electronics, 36(1), 1018-1029.
Consultat (22/06/2022)
- [8] J. IGNACIO GARCÍA, J. IGNACIO CANDELA I PEDRO CATALÁN., *Prefiltered Synchronization Structure for Grid-Connected Power Converters to Reduce the Stability Impact of PLL Dynamics.*, 25 de setembre de 2020, IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics,

9(5), 5499-5507.

Consultat (22/06/2022)

- [9] LINBIN HUANG, HUANHAI XIN, ZHIYI LI, PING JU, HUI YUAN, ZHOU LAN I ZHEN WANG., *Grid-Synchronization Stability Analysis and Loop Shaping for PLL-Based Power Converters With Different Reactive Power Control.*, 21 de juny de 2019, IEEE Transactions on Smart Grid, 11(1), 501-516.

Consultat (22/06/2022)

- [10] DONGHAI ZHU, SHIYING ZHOU, XUDONG ZOU I YONG KANG., *Improved Design of PLL Controller for LCL-Type Grid-Connected Converter in Weak Grid.*, 25 de setembre de 2019, IEEE Transactions on Power Electronics, 35(5), 4715-4727.

Consultat (22/06/2022)

- [11] WENJUAN DU, WENKAI DONG I HAIFENG F.WANG., *Small-Signal Stability Limit of a Grid-Connected PMSG Wind Farm Dominated by the Dynamics of PLLs.*, 11 d'octubre de 2019, IEEE Transactions on Power Systems, 35(3), 2093-2107.

Consultat (22/06/2022)

A Annex: Models de Matlab/Simulink

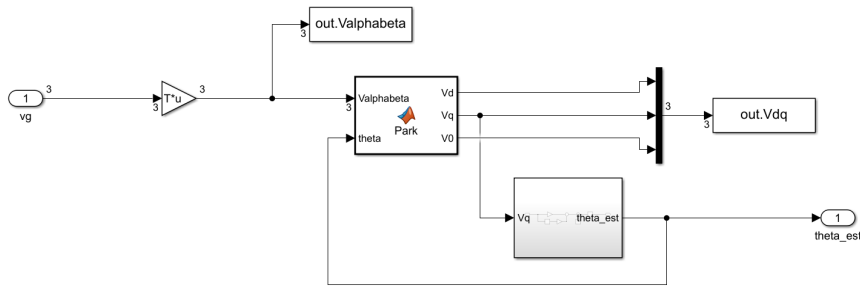


Figura 40: Modelat SRFPLL.

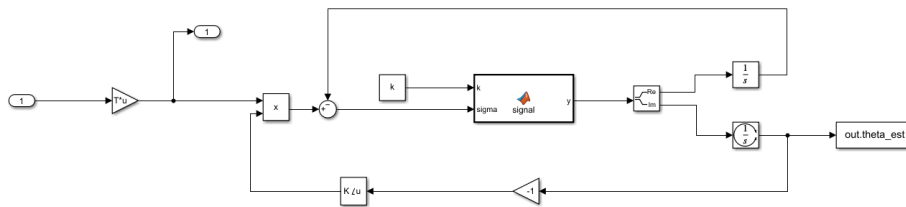


Figura 41: Modelat SMPLL.

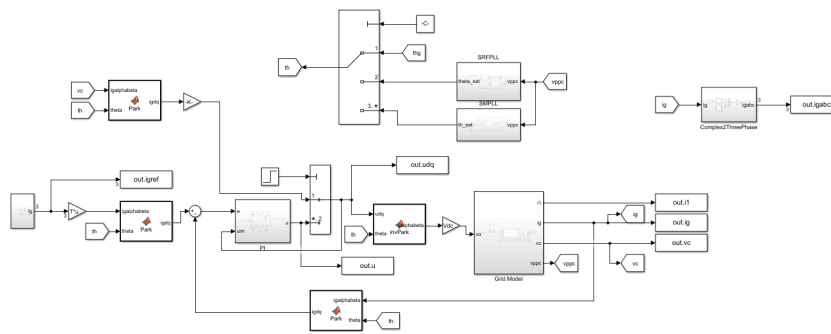


Figura 42: Modelat d'un inversor trifàsic amb filtre LCL connectat a la xarxa.