

**Grau en Enginyeria Electrònica Industrial i Automàtica**

**Simulacions amb control predictiu en un convertidor multinivell NPC.**

**Memòria**

**SERGIO SOLÍS GARCÍA**

**PONENT: SALVADOR ALEPUZ MENENDEZ**

PRIMAVERA 2021



## **Dedicatòria**

*Als meus pares, pel que m'han aportat;*

*Als meus avis, pel que em varen ensenyar.*



## **Agraïments**

A tot el professorat de l'Escola Superior Politècnica TecnoCampus per la seva dedicació durant tota la carrera. En particularitat a en Salvador Alepuz que m'ha guiat i dedicat tot el temps possible per a poder desenvolupar aquest projecte.



## **Resum**

Aquest projecte estudia l'aplicació d'un control predictiu basat en model (MPC) en diferents configuracions de convertidor NPC de tres nivells connectat a xarxa. Començant amb la modelització del convertidor amb un filtre inductiu i una resistència de càrrega, s'anirà incrementant la complexitat del sistema dissenyant uns filtres LC i LCL substituint la resistència per la xarxa posteriorment. Després, la simulació en MATLAB mostrarà corrents i tensions del sistema els quals han sigut millorats per incrementar la qualitat del corrent injectat a la xarxa. Durant la simulació s'estudiaran aspectes com l'efecte dels harmònics, retard i la ressonància.

## **Resumen**

Este proyecto estudia la aplicación de un control predictivo basado en modelo (MPC) en diferentes configuraciones de convertidor NPC de tres niveles conectado a la red. Comenzando con la modelización del convertidor con un filtro inductivo y una resistencia de carga, se irá incrementando la complejidad del sistema diseñando unos filtros LC y LCL substituyendo la resistencia por la red posteriormente. Después, la simulación en MATLAB muestra corrientes y voltajes del sistema los cuales han sido mejorados para incrementar la calidad del corriente inyectado a la red. Durante la simulación se estudiarán aspectos como el efecto de los armónicos, retardo y la resonancia.

## **Abstract**

This project studies the application of a model predictive control (MPC) in different configurations of a grid connected three-level NPC converter. Starting with the modeling of the converter with an inductive filter and a load resistor, the complexity of the system has been increased designing an LC and an LCL filters and replacing the resistor with the grid subsequently. After that, the simulation in MATLAB shows the currents and voltages of the system that has been improved to increase the quality of the current injected to the grid. During the simulation, some aspects like the harmonics effect, delay and the resonance will be studied.





# Índex.

Índex de figures.....	V
Índex de taules.....	IX
Glossari de termes.....	XI
Glossari d'acrònims.....	XIII
Nomenclatura .....	XV
1. Objectius.....	1
1.1. Propòsit .....	1
1.2. Finalitat .....	1
1.3. Objecte .....	1
1.4. Abast .....	2
1.5. Context de les línies de recerca del TecnoCampus.....	2
2. Antecedents .....	5
3. Objectius de detall i especificacions tècniques .....	7
4. Introducció als convertidors de potència .....	9
4.1.1. L'electrònica de potència .....	9
4.1.2. Convertidors d'electrònica de potència.....	9
4.1.3. Convertidors multinivell .....	11
4.1.4. Convertidors multinivell NPC.....	14
4.1.5. Filtres als convertidors. ....	16
5. Introducció al control predictiu .....	21
5.1.1. Disseny del controlador MPC .....	25
5.1.2. Implementació del control MPC .....	27

5.1.3. Compensació del retard al control predictiu .....	28
<b>6. Disseny dels models matemàtics.....</b>	<b>33</b>
6.1. Modelització per al convertidor NPC de tres nivells.....	33
6.1.1. Model de commutació.....	33
6.1.2. Model del bus de contínua .....	36
6.1.3. Modelització del filtre L .....	39
6.1.4. Modelització del filtre LC.....	41
6.1.5. Modelització del filtre LCL .....	46
6.2. Modelització del filtre amb connexió a xarxa .....	52
6.2.1. Modelització del filtre L amb el convertidor connectat a xarxa .....	53
6.2.2. Modelització del filtre LC amb el convertidor connectat a xarxa .....	55
6.2.3. Modelització del filtre LCL amb el convertidor connectat a xarxa .....	56
6.2.4. Modelització del filtre LCL amb mètode d'atenuació passiva .....	62
<b>7. Simulacions .....</b>	<b>69</b>
7.1. Configuració de la simulació.....	69
7.1.1. Màscara de generació d'un senyal amb una transició.....	70
7.1.2. Màscara dedicada a la generació d'un senyal de referència .....	72
7.1.3. Màscara del control predictiu.....	73
7.1.4. Màscara destinada al convertidor i el filtre.....	74
7.2. Simulació del control predictiu amb el convertidor NPC i filtre inductiu.....	75
7.3. Simulació del control predictiu amb el convertidor NPC i filtre LC.....	82
7.4. Simulació del control predictiu amb el convertidor NPC i filtre LCL.....	91
7.4.1. Simulació amb filtre LCL i càrrega resistiva .....	91
7.4.2. Simulació amb filtre LCL i xarxa .....	104
7.4.3. Simulació amb filtre LCL i xarxa amb mètode d'atenuació passiu.....	112

8. Programació. ....	119
8.1. Metodologia seguida per complir amb el programa .....	119
8.2. Planificació inicial .....	119
8.3. Desviacions i retards en el projecte .....	122
9. Impacte mediambiental .....	125
10. Perspectiva de gènere .....	127
11. Conclusions .....	129
11.1. Control predictiu .....	129
11.2. Filtratge .....	129
11.3. Comportament del control .....	130
11.4. Desenvolupament del projecte .....	131
12. Referències .....	133



## Índex de figures.

Fig. 4.1 Esquema dels tipus de convertidors. [3] .....	10
Fig. 4.2 (a) Convertidor de dos nivells amb els dispositius en sèrie. (b) Convertidor NPC de tres nivells. [5] .....	11
Fig. 4.3 Esquema d'una cèl·lula bàsica. [5] .....	13
Fig. 4.4 Estructura d'un convertidor de topologia generalitzada de $n$ nivells. [5] .....	13
Fig. 4.5 Convertidor NPC de tres nivells. [5] .....	15
Fig. 4.6 (a) Esquema d'un filtre L. (b) Esquema d'un filtre LCL. [7] .....	18
Fig. 4.7 Diagrama de Bode de la resposta freqüencial d'un filtre L i LCL. [7] .....	19
Fig. 5.1 Principi de funcionament del MPC. [9] .....	24
Fig. 5.2 Vectors de voltatge d'un convertidor de dos nivells trifàsic. [9] .....	26
Fig. 5.3 Esquema de MPC per a un convertidor. [9] .....	28
Fig. 5.4. Operativa del control predictiu per corrent sense retard. ....	29
Fig. 5.5 Operativa del control predictiu per corrent amb retard. [10] .....	29
Fig. 5.6 Operativa del control predictiu per corrent a dos passos. [10] .....	30
Fig. 6.1 Convertidor NPC trifàsic de 3 nivells. ....	33
Fig. 6.2 Esquema del bus de contínua. ....	34
Fig. 6.3 Esquema del bus de contínua amb corrents. ....	36
Fig 6.4 Convertidor NPC trifàsic de tres nivells amb filtre inductiu.....	39
Fig. 6.5 Esquema simplificat del convertidor amb filtre L.....	39
Fig. 6.6 Convertidor NPC trifàsic de tres nivells amb filtre LC.....	42
Fig. 6.7 Esquema simplificat del convertidor amb filtre LC. ....	42
Fig. 6.8 Convertidor NPC trifàsic de tres nivells amb filtre LCL. ....	46
Fig. 6.9 Esquema simplificat del convertidor amb filtre LCL.....	47
Fig. 6.10 Esquema simplificat del convertidor amb filtre L i connectat a xarxa.....	53

Fig. 6.11 Esquema simplificat del convertidor amb filtre LCL connectat a xarxa. ....	56
Fig. 6.12 Esquema simplificat del convertidor amb filtre LCL amb resistència en sèrie i xarxa. ....	62
Fig. 7.1. Conjunt de màscares que componen el sistema. ....	69
Fig. 7.2. Màscara dedicada a la generació d'una transició. ....	70
Fig. 7.3. Submàscara dedicada a la commutació dels senyals. ....	71
Fig. 7.4 Màscara dedicada a la generació del senyal de referència. ....	72
Fig. 7.5 Senyal de referència generada. ....	73
Fig. 7.6 Màscara del control predictiu. ....	73
Fig. 7.7 Màscara destinada al convertidor i el filtre. ....	74
Fig. 7.8 Submàscara destinada a modelitzar el bus de contínua. ....	75
Fig. 7.9 Conjunt de màsques que componen el sistema amb filtre L. ....	76
Fig. 7.10 Màscara dedicada a generar la transició de corrent. ....	76
Fig. 7.11 Corrent de referència generat. ....	77
Fig. 7.12 Codi del control predictiu: declaració de variables i càlculs per l' instant (k+1). ....	78
Fig. 7.13 Codi del control predictiu: càlculs per l' instant (k+2). ....	79
Fig. 7.14 Submàscara modelitzant el filtre L. ....	80
Fig. 7.15 Corrent de sortida del convertidor amb filtre L. ....	81
Fig. 7.16 Corrent de sortida de referència i predit. ....	81
Fig. 7.17 Màscara dedicada a generar la transició de tensió. ....	82
Fig. 7.18 Tensió de referència generada. ....	83
Fig. 7.19 Codi del control predictiu: declaració de variables i càlculs per l' instant (k+1). ....	83
Fig. 7.20 Codi del control predictiu: càlculs per l' instant (k+2). ....	85
Fig. 7.21 Submàscara corresponent al filtre LC. ....	86
Fig. 7.22 Tensió del condensador amb filtre LC. ....	88
Fig. 7.23 Tensió de referència i tensió del condensador. ....	88

Fig. 7.24 Corrent de sortida del convertidor.....	89
Fig. 7.25 Retard entre la tensió de referència i la del condensador ( $T_s=100 \mu s$ ). .....	89
Fig. 7.26 Retard entre la tensió de referència i la del condensador ( $T_s =80 \mu s$ ). .....	90
Fig. 7.27 Conjunt de màscares que componen el sistema.....	91
Fig. 7.28 Corrent de referència generat. ....	92
Fig. 7.29 Codi del control predictiu: declaració de variables i càlculs per l' instant ( $k+1$ ). .....	93
Fig. 7.30 Codi del control predictiu: càlculs per l' instant ( $k+2$ ). .....	97
Fig. 7.31 Submàscara corresponent al filtre LCL amb resistència de càrrega. ....	98
Fig. 7.32 Corrent de la inductància ( $L_2$ ) amb filtre LCL i càrrega. ....	99
Fig. 7.33 Corrent de referència i de la inductància ( $L_2$ ) amb filtre LCL i càrrega. ....	99
Fig. 7.34 Retard entre el corrent de referència i la de sortida ( $T_s=100 \mu s$ ). .....	100
Fig. 7.35 Tensió del condensador pel filtre LCL i càrrega.....	100
Fig. 7.36 Corrent de sortida del convertidor pel filtre LCL i càrrega.....	101
Fig. 7.37 Corrent de la inductància ( $L_2$ ) amb filtre LCL i càrrega amb $C = 50 \mu F$ .....	102
Fig. 7.38 Corrent de referència i de la inductància ( $L_2$ ) amb filtre LCL i càrrega amb $C = 50 \mu F$ .....	102
Fig. 7.39 Retard entre el corrent de referència i la de sortida ( $T_s=100 \mu s$ ) amb $C = 50 \mu F$ . .....	103
Fig. 7.40 Tensió del condensador pel filtre LCL i càrrega amb $C = 50 \mu F$ .....	103
Fig. 7.41 Corrent de sortida del convertidor pel filtre LCL i càrrega amb $C = 50 \mu F$ . ....	104
Fig. 7.42 Conjunt de màscares que componen el sistema.....	105
Fig. 7.43 Màscara corresponent al convertidor amb filtre.....	106
Fig. 7.44 Submàscara corresponent al filtre LCL amb xarxa.....	106
Fig. 7.45 Codi del control predictiu: declaració de variables i càlculs per l' instant ( $k+1$ ). .....	107
Fig. 7.46 Codi del control predictiu: càlculs per l' instant ( $k+2$ ). .....	108

Fig. 7.47 Corrent de sortida del convertidor pel filtre LCL i xarxa. ....	110
Fig. 7.48 Corrent de referència i de sortida del convertidor amb filtre LCL i xarxa. ....	110
Fig. 7.49 Tensió del condensador pel filtre LCL amb xarxa.....	111
Fig. 7.50 Corrent de la inductància ( $L_2$ ) amb filtre LCL amb xarxa.....	111
Fig. 7.51 Codi del control predictiu: declaració de variables i càlculs per l' instant ( $k+1$ ). .....	113
Fig. 7.52 Codi del control predictiu: càlculs per l' instant ( $k+2$ ). ....	114
Fig. 7.53 Corrent de sortida del convertidor pel filtre LCL amb resistència i xarxa. ....	115
Fig. 7.54 Corrent de referència i de sortida del convertidor amb filtre LCL amb resistència en sèrie i xarxa.....	115
Fig. 7.55 Tensió del condensador pel filtre LCL amb xarxa i sense resistència afegida. .	116
Fig. 7.56 Tensió $v_c$ pel filtre LCL amb resistència en sèrie i xarxa. ....	116
Fig. 7.57 Corrent de la inductància ( $L_2$ ) amb filtre LCL amb xarxa i sense resistència ...	117
Fig. 7.58 Corrent de la inductància ( $L_2$ ) amb filtre LCL amb resistència en sèrie i xarxa.	117
Fig. 8.1 Diagrama de Gantt del projecte inicial. ....	121
Fig. 8.2 Diagrama de Gantt del projecte inicial. ....	124
Fig. 9.1 Percentatge de producció elèctrica a Espanya per tipus de font d'energia. ....	126



## Índex de taules.

Taula 4.1 Resum dels estats del convertidor NPC. Font: pròpia.....	15
Taula 6.1 Tensió $v_{ao}$ en funció dels estats de commutació.....	35
Taula 8.1 Tasques, hores, prelacions i recursos de la planificació inicial.....	120
Taula 8.2 Tasques, hores, prelacions i recursos finals del projecte.....	123
Taula 9.1 Font d'energia productora a Espanya l'any 2020. Font: REE.....	125



## Glossari de termes.

<i>Branch-and-bound</i>	Algoritme utilitzat per resoldre problemes d'optimització basat en una enumeració de solucions possibles comportant a una ramificació en arbre de les possible solucions posteriors a la actual.
Chopper	S'anomena així als convertidors CC-CC que transformen una tensió contínua fixa a una tensió contínua variable.
Cicloconvertidor	Convertidor CA-CA que passa d'un senyal amb voltatge i freqüència constants en altre de diferent freqüència.
<i>Cloud</i>	Computació basada en la xarxa. Inclou rendiment computacional i emmagatzematge en la xarxa, normalment internet.
Discretització	Conversió matemàtica de funcions i variables d'un domini continu a discret.
<i>Embedded</i>	Bloc destinat a la composició de codi Matlab dins de Simulink
<i>Flying Capacitor</i>	Condensador volant. Tipologia de convertidor multinivell en la que un condensador substitueix als díodes en la topologia NPC.
Indústria 4.0	Nou paradigma industrial resultant de la digitalització de tots els processos productius i de negoci resultant en una interconnexió tant de forma horitzontal com vertical convergint en l'Smart Factory.
Matlab	Software de simulació numèrica que permet realitzar moltes solucions basades en desenvolupament d'algorismes, tractament de dades, generació de gràfiques, etc.

Simulink

Interfície gràfica per usuaris que permet realitzar construccions de models mitjançant blocs sense la necessitat de construir un algoritme complex

## Glossari d'acrònims.

AC/CA	Corrent alterna; <i>alternating current</i> en anglès.
AD	<i>Active damping</i> ; Atenuació activa.
ANPC	<i>Active Neutral Point Clamped</i>
DC/CC	Corrent continu; <i>direct current</i> en anglès.
DSP	Processador de senyals digitals; " <i>Digital Signal Processor</i> "
DTC	<i>Direct Torque Control</i>
FCS-MPC	<i>Finite Control Set Model Predictive Control</i>
FI4.0	Fabricació Intel·ligent 4.0.
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
MPC	<i>Model Predictive Control</i>
MPDCC	<i>Model Predictive Direct Current Control</i>
MPDPC	<i>Model Predictive Direct Power Control</i>
MPDTC	<i>Model Predictive Direct Torque Control</i>
MP <sup>3</sup> C	<i>Model Predictive Pulse Pattern Control</i>
NPC	Neutral Point Clamped

PCC	Punt d'acoblament comú; <i>Point Common Coupling</i> en anglès.
PD	<i>Passive damping</i> ; Atenuació passiva.
PWM	Modulació per ample de polsos; <i>Pulse-width modulation</i> en anglès.
THD	Distorsió harmònica total; <i>Total harmonic distortion</i> en anglès.
VSC	Convertidor de font de tensió; <i>voltage-source converter</i> en anglès.
VSMC	Convertidor de font de tensió multinivell.

## Nomenclatura

$A$	Guany [dB]
$C$	Capacitància [F]
$f$	Freqüència [Hz]
$I$	Corrent constant [A]
$i$	Corrent variable [A]
$L$	Inductància [H]
$\lambda$	Factor de ponderació
$R$	Resistència [ $\Omega$ ]
$S$	Estat de commutació
$s$	Variable complexa
$T$	Període [s]
$t$	Temps [s]
$U$	Tensió constant [V]
$V$	Tensió constant [V]
$v$	Tensió variable [V]

$\omega$       Freqüència natural [rad/s]



# 1. Objectius

## 1.1. Propòsit

Estudi dels convertidors multinivell i a la introducció del control predictiu com a eina de control. Es planteja el disseny i la simulació de diferents tipologies de convertidors NPC de tres nivells per tal d'estudiar el funcionament d'un control predictiu basat en model.

## 1.2. Finalitat

Estudiar el funcionament del control predictiu basat en model MPC i disseny del control per a diferents configuracions de convertidors NPC per obtenir un senyal de sortida adequada per ser injectada a la xarxa elèctrica.

## 1.3. Objecte

L'electrònica de potència ha adoptat els models de control predictiu per solucionar els problemes de la manca de control en temps real i les petites constants de temps que impossibiliten el control del sistema. Els requeriments de l'electrònica de potència ha limitat la implementació del control predictiu fins fa unes poques dècades, però a causa del progrés de la computació, cada vegada es poden realitzar més quantitats de càlculs en un temps molt reduït fent que aquest mètode de control abasti camps més extensos.

Aquest treball es fonamenta en un mètode de control predictiu basat en model per garantir una bona qualitat en el senyal de sortida d'un convertidor *Neutral Point Clamped* (NPC) de tres nivells connectat a xarxa. És per tant, que es parteix d'un convertidor NPC amb tres nivells i d'un filtre harmònic inductiu amb els quals es configura un model matemàtic, es dissenya el control predictiu i finalment es simula per estudiar l'efecte del control dissenyat en el senyal abocada a la xarxa. Es pretén realitzar modificacions en el sistema, com canviar el filtre inductiu per un LCL i, seguidament, realitzar el mateix procediment pel disseny del control predictiu. Si és abordable, es podrà augmentar el nivell del convertidor a quatre i veure l'efecte respecte el de tres nivells. Finalment, amb l'ús del control predictiu es pretén realitzar un seguiment del senyal del convertidor i la seva modificació amb diferents configuracions per tal d'estudiar la qualitat del senyal produït.

## 1.4. Abast

Al present projecte es pretén realitzar un estudi mitjançant una tècnica de control aplicada als convertidors multinivell *Neutral Point Clamped* (NPC) mitjançant un control per prediccions basat en un model.

S'aspira a poder realitzar diversos dissenys del control predictiu aplicat a diferents tipologies de convertidors connectades a la xarxa elèctrica. Aquestes tipologies són les següents:

- Convertidor multinivell NPC de tres nivells amb filtre inductiu i connectat a la xarxa elèctrica.
- Convertidor multinivell NPC de tres nivells amb filtre LC amb càrrega resistiva.
- Convertidor multinivell NPC de tres nivells amb filtre LCL i connectat a la xarxa elèctrica.
- Convertidor multinivell NPC de quatre nivells amb filtre inductiu i connectat a la xarxa elèctrica (si és possible segons el progrés del projecte).

El procediment a seguir serà la cerca del model matemàtic de cada convertidor amb el seu corresponent filtre, el disseny del control predictiu per aquell model trobat i la simulació amb un software matemàtic de simulacions anomenat MATLAB amb la versió R2020b.

Inicialment, el projecte no inclou una prova amb l'equip disponible al laboratori a causa de la situació excepcional provocada per la pandèmia de la Covid-19. En el cas que la situació sanitària millori en els mesos vinents i que el progrés del treball sigui satisfactori es podria plantejar fer una prova de conceptes en l'equip del laboratori.

## 1.5. Context de les línies de recerca del TecnoCampus

El present projecte pertany a l'àrea de recerca de l'electrònica de potència dins de l'Escola Superior Politècnica del TecnoCampus. El treball s'engloba dins l'àrea d'investigació dedicada als convertidors electrònics multinivell de potència, al grup de recerca de fabricació intel·ligent i innovació industrial (FI4.0). El grup de recerca es basa en la cerca de nous models industrials resultats de la transformació digital que es dona dins la Indústria 4.0.

La línia que segueix dins de l'àrea de recerca és incrementar la fiabilitat dels convertidors multinivell per tal de millorar la seva aplicació enfront convertidors convencionals i obtenir un control més eficient a fi d'aconseguir una resposta la més òptima possible.



## 2. Antecedents

Aquest projecte sorgeix d'un treball anterior relacionat anomenat "*Connexió a xarxa d'un inversor de tres nivells amb control predictiu*" (Alejandro Vivaracho, 2015) [1]. El projecte parteix d'un inversor real controlat per control predictiu que pateix diferències entre el senyal propi i un senyal trifàsic de referència. El treball es basa en millorar la resposta del convertidor reduint el temps de mostreig i en agregar la funcionalitat de la sincronització a la xarxa elèctrica. Entre altres mesures es destaca la configuració de les sortides del convertidor per obtenir unes sortides digitals i la programació en C en un software informàtic anomenat MATLAB. Finalment, s'aconsegueix una resposta més millorada, una reducció considerable del temps de mostreig quan es té una sortida amb càrrega RL i un augment del temps de mostreig quan és connectat a la xarxa (degut a un augment de les entrades analògiques).

A més, el projecte esmentat anteriorment i el present treball estan relacionats amb "*Posada en marxa i programació del control predictiu d'un inversor trifàsic de tres nivells*" (Eloi Muñoz, 2020) [2]. Es tracta d'un treball basat en la posada en marxa d'un equip inversor de tres nivells i l'aplicació d'un control predictiu mitjançant MATLAB per realitzar la programació i simulació del sistema. Parteix de la rehabilitació de l'equip del treball anterior i de la seva millora mitjançant l'optimització del codi de programació en el cas del convertidor amb càrrega RL. Com a segon objectiu, es programa un nou control predictiu afegint un filtre LCL per atenuar els senyals harmònics i per tal de millorar el temps de resposta i el seguiment del senyal de referència. Finalment, es fa la simulació amb càrrega RL però no amb el filtre LCL. Tampoc es realitza la verificació amb l'equip real.



### 3. Objectius de detall i especificacions tècniques

Els objectius i especificacions tècniques d'aquest projecte venen definides com:

- Implementació del control predictiu per model (MPC) per realitzar simulacions en un convertidor NPC de tres nivells amb un filtre inductiu connectat a la xarxa elèctrica.
  - Realització del model matemàtic del convertidor i del filtre inductiu.
  - Disseny del control predictiu.
  - Simulació del convertidor NPC amb filtre inductiu mitjançant Matlab.
- Implementació del control predictiu per model (MPC) per realitzar simulacions en un convertidor NPC de tres nivells amb un filtre LCL connectat a la xarxa elèctrica.
  - Realització del model matemàtic del convertidor i del filtre inductiu.
  - Disseny del control predictiu.
  - Simulació del convertidor NPC amb filtre inductiu mitjançant Matlab.
- Depenent del desenvolupament temporal del projecte es planteja la possibilitat d'estendre el treball realitzant una implementació del control predictiu en un convertidor de quatre nivells amb filtre LCL i connexió a xarxa.
  - Realització del model matemàtic del convertidor i del filtre inductiu.
  - Disseny del control predictiu.
  - Simulació del convertidor NPC amb filtre inductiu mitjançant Matlab.
- Depenent de com avancin les condicions sanitàries es pretén realitzar una prova de conceptes del sistema simulats amb l'equip del laboratori.
  - En el cas que es realitzés aquest apartat les especificacions vindran donades per l'equip del laboratori. Es planteja poder treballar amb  $V_{cc} = 150 V$  i  $I = 5 A$ . S'adaptaran segons les característiques que pugui donar l'equip.





## 4. Introducció als convertidors de potència

Per la realització d'aquest projecte ha sigut necessària la cerca de l'estat de l'art dels convertidors multinivell dins l'àmbit de l'electrònica de potència. A més, la recerca dels elements de filtratge de senyals harmònics en el senyal elèctric.

### 4.1.1. L'electrònica de potència

L'electrònica de potència es basa en la modificació de l'energia elèctrica transformant-la en un altre senyal elèctric amb unes característiques diferents de la inicial. Aquesta conversió és possible gràcies als convertidors de potència, proveïts d'uns dispositius de potència amb la capacitat de commutació que funcionen com a interruptors.

Una de les característiques principals de l'electrònica de potència és que permet manipular altes potències el qual unit amb el fet que els dispositius funcionen com interruptors fa molt necessari que hi hagi una minimització de les pèrdues per tal que el rendiment dels convertidors sigui molt elevat. Un rendiment baix dels convertidors comportaria un desaprofitament d'energia que, a més de produir efectes adversos com la dissipació per calor, faria que es generés un alt cost econòmic d'energia perduda. [3]

### 4.1.2. Convertidors d'electrònica de potència

La conversió del senyal elèctric es pot donar gràcies al treball dels convertidors que realitzen aquestes funcions. Els convertidors es poden representar com una matriu d'interruptors on hi poden haver varis que, connectats a l'alimentació, generen el senyal de sortida desitjat.

Segons quina sigui l'energia d'entrada i la modificació resultant, els convertidors es poden denominar de diferents maneres:

- Rectificador: realitza la conversió de corrent altern (CA) a corrent continu (CC). Hi existeixen dos variants: la variant dels no controlat, on mitjançant l'ús de díodes genera una sortida contínua i fixe; i la variant dels controlats on el senyal de sortida es pot regular mitjançant l'angle de fase dels dispositius.
- Inversor o ondulator: converteix el corrent continu (CC) en corrent altern (CA).

- Trossejador: té l'objectiu de modificar un corrent continu fix a un senyal contínua variable o viceversa. També és anomenat *Chopper* en anglès.
- Convertidor CA/CA directe: modifica un senyal altern d'una determinada freqüència i/o magnitud provinent d'una alimentació. Format per cicloconvertidors, reguladors de fase i convertidors matricials
- Convertidor CA/CA indirecte: format per la unió d'un rectificador i un inversor. El rectificador converteix el corrent altern (CA) en continu (CC) i l'inversor realitza de nou el canvi de corrent continu (CC) a altern (CA). [3] [4]

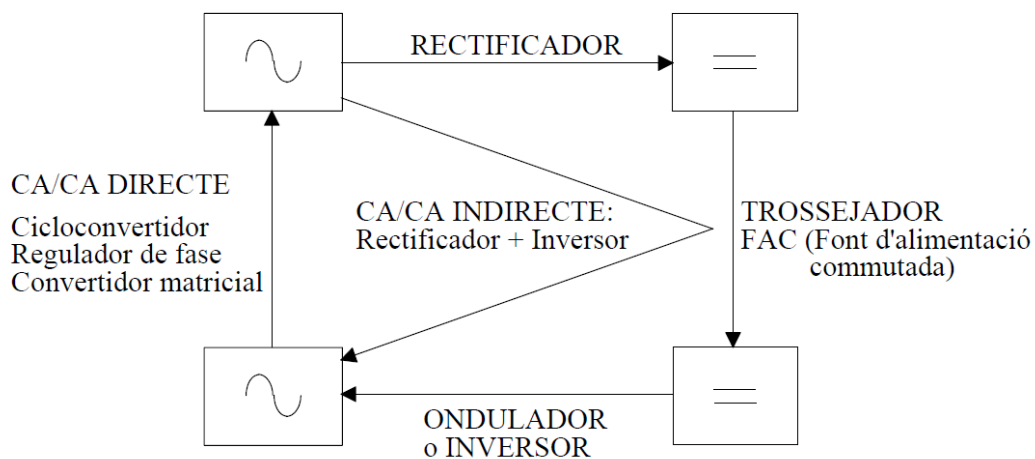


Fig. 4.1 Esquema dels tipus de convertidors. [3]

Aquests convertidors depenen de la capacitat dels dispositius de commutació que el componen, així com d'altres semiconductors que tenen una velocitat de commutació o voltatge màxim limitats per les seves característiques físiques que poden ser a causa dels materials semiconductors, ample de porta, etc. Així mateix, hi ha la necessitat d'augmentar la capacitat d'aquests convertidors per treballar a tensions altes. Per tal de fer-ho, s'han de seleccionar els dispositius més adequats per treballar a les tensions desitjades (o augmentar els nivells, si es un convertidor multinivell).

En l'àmbit de la recerca s'està focalitzant totes les forces en la millora i desenvolupament de nous materials semiconductors que puguin fer-se servir com dispositius de commutació amb capacitats de resistir altes tensions. De moment, i amb la tecnologia actual de materials semiconductors es pot arribar a cobrir altes tensions mitjanant un nou tipus de convertidors anomenats multinivell.

### 4.1.3. Convertidors multinivell

En el cas dels convertidors de font de voltatge de dos nivells (VSC), o altrament anomenats inversors, tenen una sortida alterna limitada pel voltatge de bloqueig que tenen els dispositius de commutació. És comú que en voltatges mitjans en inversors de dos nivells s'utilitzin transformadors. Una manera de resoldre aquest problema consisteix a realitzar connexions en sèrie dels dispositius de potència per permetre la distribució del voltatge de bloqueig. Com s'observa a la Fig. 4.2a el voltatge de bloqueig en aquest cas quedaria repartit entre els dos dispositius, però com que les propietats de cada dispositiu no són idèntiques físicament és impossible dividir de manera equitativa el voltatge de bloqueig d'aquests dispositius. També, els dispositius generen pèrdues de commutació o un baix ús del factor de potència dels semiconductors. Seria possible la inserció de proteccions i elements de sobretensions. La necessitat d'igualar el voltatge de bloqueig en dispositius en sèrie va donar lloc als convertidors (VSMC) o multinivell. [5]

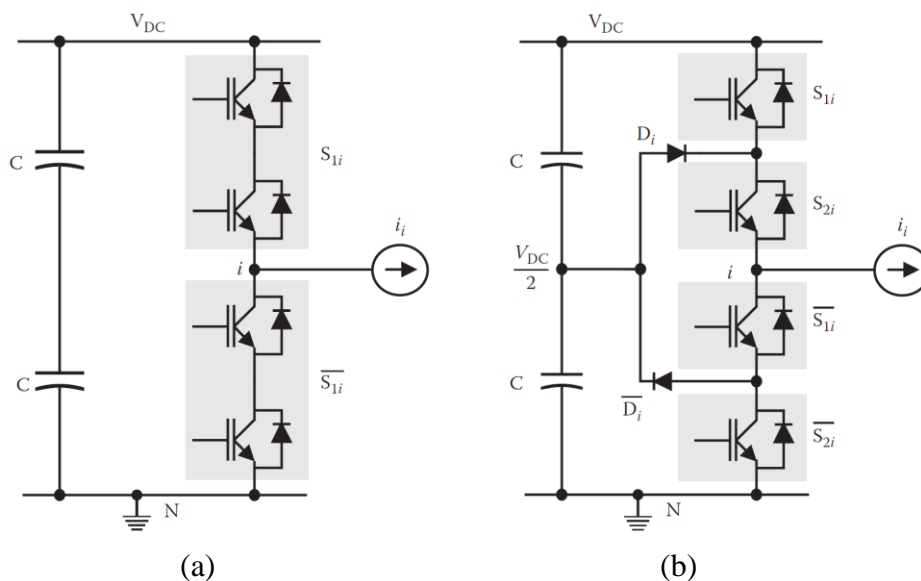


Fig. 4.2 (a) Convertidor de dos nivells amb els dispositius en sèrie. (b) Convertidor NPC de tres nivells. [5]

La primera topologia que va sorgir va ser la Neutral Point Clamped (NPC). A la Fig. 4.2b es pot observar un convertidor NPC amb la unió del punt mig del senyal continu amb els díodes de rectificació  $D_i$  i  $\bar{D}_i$  (*clamping díode*) els quals fixen el voltatge de bloqueig en la meitat. Cada un dels dispositius interruptors han d'operar de manera complementària.

Les topologies de convertidors multinivell permeten un voltatge de treball superior als convertidors convencionals o de dos nivells. A la vegada, la capacitat de treball a altes tensions implica que hi hagi un gran augment dels dispositius electrònics, com l'augment d'interruptors i d'elements d'emmagatzematge d'energia (condensadors), provocant un augment de nivells al convertidor. A més a més, l'augment d'interruptors origina un nombre superior de combinacions en les commutacions dels dispositius cosa que provoca que hi hagi algorismes de commutació més complexos. [5]

És per tant, que els avantatges dels convertidors multinivell són:

- Capacitat per treballar en àmbits que requereixen nivells de corrents i tensions altes.
- Augment del voltatge de sortida i augment de la potència segons s'incrementa el nombre de nivells.
- Tenen una alta eficiència a causa de que els dispositius es poden commutar a unes freqüències més baixes.
- El contingut harmònic s'atenuarà a mesura que s'augmenti el nombre de nivells del convertidor.

La topologia generalitzada dels convertidors multinivell es basa en una estructura multicel·lular formada per un cúmul de cèl·lules bàsiques que aporten l'augment de nivells de voltatge en el convertidor implementant un creixement simètric de manera vertical i horitzontal.

A la Fig. 4.3 es pot apreciar una cèl·lula bàsica composta per dos interruptors complementaris  $S_j$  i  $\bar{S}_j$  els quals poden portar corrent d'una font d'energia (bateries, panells fotovoltaics, ...) o d'un condensador. La seva sortida dependrà de l'estat en el que es trobin els interruptors: quan  $S_j = ON$  i  $\bar{S}_j = OFF$  s'obtindrà que a la sortida  $V_g = V_C$ ; en canvi, quan  $S_j = OFF$  i  $\bar{S}_j = ON$  s'obtindrà que a la sortida  $V_g = 0 V$ .

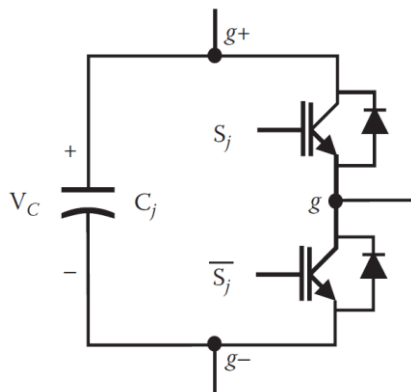


Fig. 4.3 Esquema d'una cèl·lula bàsica. [5]

Per tant, la construcció d'una estructura de diverses cèl·lules bàsiques produirà un augment en els nivells del convertidor. A la vegada, un convertidor de  $n$  nivells tindrà  $n-1$  piles. Cada pila està formada per un apilament de cèl·lules bàsiques.

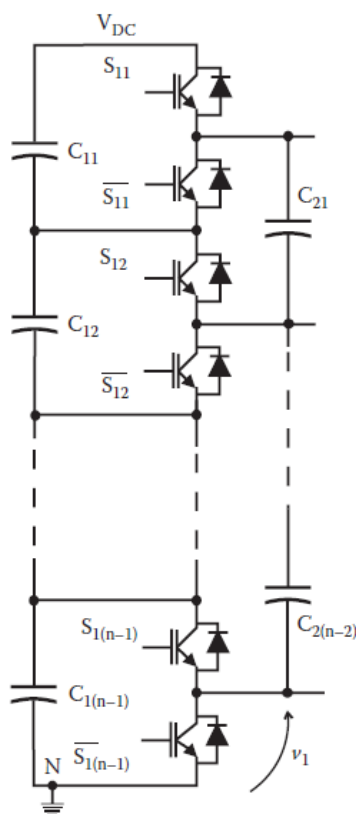


Fig. 4.4 Estructura d'un convertidor de topologia generalitzada de  $n$  nivells. [5]

Aquesta topologia general permet, mitjançant l'addició de noves cèl·lules bàsiques, l'augment de nivells i de piles en el convertidor. La topologia generalitzada és útil per

entendre el funcionament dels convertidors multinivell, però a la pràctica no és convenient fer-la servir si s'incrementa molt el nombre de nivells. És per tant que sorgeixen noves simplificacions, però que mantenen la simetria general:

- *Flying-Capacitor Multilevel Converter*: eliminen alguns dispositius de commutació i connexions fent que el condensador de l'última pila quedi volant. És un convertidor de  $n$  nivells, el voltatge de fase té  $n$  nivells i el bus necessita  $n-1$  condensadors.
- *Diode-clamped Multilevel Converter*: substitueixen alguns dels dispositius de commutació per díodes. Igual que en els convertidors multinivell *Flying-Capacitor*, els convertidors de  $n$  nivells estan compostos de  $n-1$  condensadors en el bus de senyal continu que produeix  $n$  nivells en el voltatge de fase.
- *Cascaded H-Bridge Multilevel Converter*: És una topologia que, a diferència de les dues anteriors, no comparteix el bus de contínua entre totes les cèl·lules. Cada pila consta de dues cèl·lules bàsiques connectades en paral·lel amb el condensador compartit. Cada pila es connecta en sèrie o en cascada. La funció general és sintetitzar un voltatge desitjat de dues fonts contínues diferents que solen provenir de bateries, cèl·lules solars o piles de combustible. El nombre de les fases del voltatge de sortida  $m$  vindrà determinat pel nombre fonts contínues més un. [4] [5]

#### 4.1.4. Convertidors multinivell NPC

Aquesta tipologia que va sorgir inicialment i amb la que es treballarà en aquest projecte varia de la tipologia generalitzada en la substitució d'alguns elements de commutació per díodes. A més, a la tipologia generalitzada és comú trobar un condensador  $C_2$  a la segona pila connectat en paral·lel amb els condensadors de la primera. Aquest condensador és possible eliminar-lo sense alterar els nivells de voltatge a la sortida. El fet d'eliminar aquest condensador provoca que el convertidor passi a ser *Active Neutral Point Clamped* (ANPC).

La substitució dels interruptors per díodes en un convertidor multinivell NPC es pot veure a la Fig. 4.5. Aquesta topologia de tres nivells té els mateixos estats que la tipologia generalitzada en l'estat 00 i 11. En l'estat 00 es dona quan els interruptors  $S_1$  i  $S_2$  estan oberts i per tant no es genera conducció pel que el voltatge és de 0 V. En el cas de 11 es dona quan els interruptors  $S_1$  i  $S_2$  estan tancats i per tant conduint llavors la sortida serà igual a  $V_{DC}$ . En

canvi, en el cas dels estats 01 i 10 és diferent. En l'estat 01, és a dir, quan  $S_1$  està obert i  $S_2$  tancat el corrent que entra per la sortida  $i$  circula per  $\bar{S}_1$  i  $\bar{D}_e$  (ja que  $\bar{S}_2$  estarà obert) i la tensió de sortida resultarà ser  $V_{DC}/2$ . Si el corrent surt per  $i$  el camí que haurà travessat  $S_2$  i  $D_e$  fent que el voltatge de sortida sigui igual:  $V_{DC}/2$ . En l'estat 10 s'obté que  $S_1$  està tancat i  $S_2$  obert. Si es considera en l'estat 10 que el corrent surt, el camí que travessi serà per  $S_2$  i  $S_1$  obtenint que la tensió de sortida serà  $V_{DC}$ . En canvi, considerant que el corrent surt per  $i$  s'obté que el corrent circula pels díodes de  $\bar{S}_1$  i  $\bar{S}_2$  fent que la tensió de sortida sigui 0 V. [5]

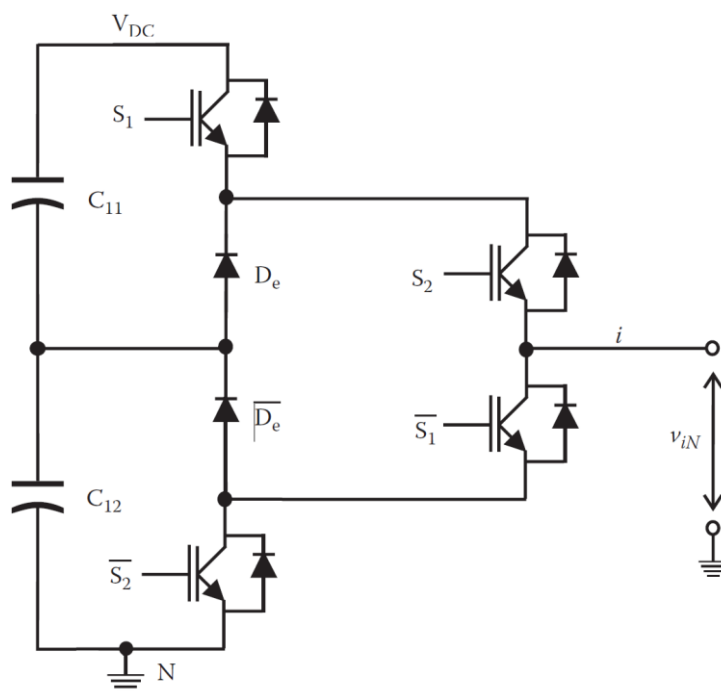


Fig. 4.5 Convertidor NPC de tres nivells. [5]

Estat	Corrent en $i$	Dispositius per on circula corrent	Tensió de sortida
00	Nul	Cap	0 V
01	Entrant	$\bar{S}_1, \bar{D}_e$	$V_{DC}/2$
	Sortint	$S_2, D_e$	
10	Entrant	$S_1, S_2$	$V_{DC}$
	Sortint	$\bar{S}_1, \bar{S}_2$	0 V
11	Entrant/Sortint	$S_1, S_2$	$V_{DC}$

Taula 4.1 Resum dels estats del convertidor NPC. Font: pròpia

Com es pot apreciar a la Taula 4.1 el voltatge de sortida de cada un dels interruptors quan el corrent passa per  $D_e$  i  $\overline{D_e}$ . Considerant l'estat 01, es pot veure que els interruptors  $S_1$  i  $\overline{S}_2$  estan en paral·lel amb els condensadors  $C_{11}$  i  $C_{12}$  fent que el voltatge dels interruptors també siguin de  $V_{DC}/2$ . En l'estat 00 els interruptors  $\overline{S}_1$  i  $\overline{S}_2$  estan tancats i el díode  $D_e$  condueix fent que  $S_2$  estigui en paral·lel amb  $C_{12}$  provocant que el seu voltatge sigui  $V_{DC}/2$ .

Els convertidors NPC requereixen múltiples punts de contacte per aconseguir diferents valors a la sortida. Un dels principals inconvenients és la limitació de l'índex de modulació màxim que es permet. [5]

#### 4.1.5. Filtres als convertidors.

La qualitat del senyal produït pels convertidors pot ser distorsionada la qual cosa provoca un problema greu en els sistemes de potència. Amb la implementació dels filtres actius s'aconsegueix una atenuació dels components harmònics, una compensació de la potència reactiva, un equilibri en les càrregues i regulacions de tensions, entre altres.

Els harmònics són components sinusoidals en una ona periòdica que tenen una freqüència que és múltiple de la freqüència fonamental de l'ona. Per comparar els harmònics dins d'una ona hi existeixen els paràmetres anomenats com distorsió harmònica total (THD) i són expressats com:

- Per corrents: 
$$THD_v = 100 \cdot \frac{\sqrt{V_h^2}}{V_1} \quad (2.1)$$

- Per tensions: 
$$THD_v = 100 \cdot \frac{\sqrt{I_h^2}}{I_1} \quad (2.2)$$

On  $I_h$  i  $V_h$  són els corrents i tensions harmòniques. La distorsió harmònica ha de tenir uns determinats valors per tal que no superi el llindar establert pel IEEE std. 929-2000 i IEEE std. 1547-2003.

A un sistema elèctric hi ha diferents càrregues no lineals que aporten corrents no sinusoidals al sistema. Aquests sinusoidals passen per diferents impedàncies al llarg del sistema produint harmònics que també es propaguen i provoquen efectes sobre els altres components del



sistema que poden produir un comportament anormal del sistema. Alguns dels efectes no desitjats d'aquests harmònics són els següents:

- Pertorbacions als dispositius: corrents harmònics en línies de transmissió poden provocar interferències entre comunicacions i poden alterar senyals de dispositius sensibles com sensors, sistemes de control o sistemes que treballen amb baixos nivells de tensions.
- Increment de les pèrdues: els corrents harmònics causen pèrdues considerables en línies de transmissió o en transformadors de potència. En motors elèctrics els harmònics poden generar grans pèrdues que a la vegada es poden veure reflectides en el parell motor.
- Corrent neutre extra: els corrents harmònics poden provocar corrents neutrals que provoquin sobrecàrregues en fonts d'alimentació i en transformadors, distorsió de les tensions i sorolls.
- Problemes de ressonància: la ressonància en circuits es dona quan els harmònics passen pels sistemes de potència o per càrregues que poden generar aquest efecte advers.

Una manera d'anul·lar o mitigar l'efecte dels harmònics és mitjançant l'ús de filtres passius i actius. En canvi, hi han maneres d'atenuar o cancel·lar gran part d'ells mitjançant un disseny o modificació dels dispositius. L'increment dels polsos en els convertidors poden reduir l'amplitud dels harmònics i cancel·lar aquells que tenen una freqüència baixa. Millorar la font de contínua pot fer que l'espectre harmònic del corrent d'entrada millori.

Els filtres passius, compostos per capacitàncies, inductàncies i resistències d'amortiment, han sigut utilitzats per aquest propòsit des de fa anys. Es poden classificar en: filtres passa-baixes, passa-banda i passa-altes. Els filtres passius actualment s'utilitzen per anul·lar les freqüències de commutació dels filtres actius i d'altres freqüències.

Els filtres actius són més recents i s'apliquen per compensar les distorsions de tensions i corrents com els harmònics, potències reactives, corrents neutrals o desequilibri de tensions. Es classifiquen en dos grups: els monofàsics i els trifàsics. Els filtres actius monofàsics s'utilitzen per compensar la qualitat de la potència que tenen les càrregues monofàsiques com una font d'alimentació contínua. Els filtres actius trifàsics poden o no tenir connexió

neutra i s'utilitzen per càrregues no lineals i d'alta potència com els convertidors CA/CC. [6]

Els inversors connectats a la xarxa poden ser monofàsics o trifàsics. Els monofàsics són normalment utilitzats per a la generació d'energia en baix volum, en canvi, els trifàsics s'utilitzen de manera oberta en la distribució a llarga escala. En ambdós casos es genera una sortida PWM a la sortida que estarà plena d'harmònics, per la qual cosa es fa necessària l'aplicació d'un element de filtratge que atenuï els senyals harmònics procedents de la commutació per tal de millorar la qualitat d'injecció en aquells inversors que estiguin connectats a la xarxa.

Una de les solucions és la implementació dels filtres L, formats per únicament un inductor i els filtres LCL, formats per dos inductàncies i una capacitància. Els filtres LCL tenen l'avantatge de tenir una branca amb un condensador que deriva els harmònics d'alta freqüència fent que les inductàncies necessàries siguin més petites, però pateixen problemes de ressonància. A vegades, els filtres LCL poden integrar les dues inductàncies en una per tal de reduir el volum de components magnètics. [7]

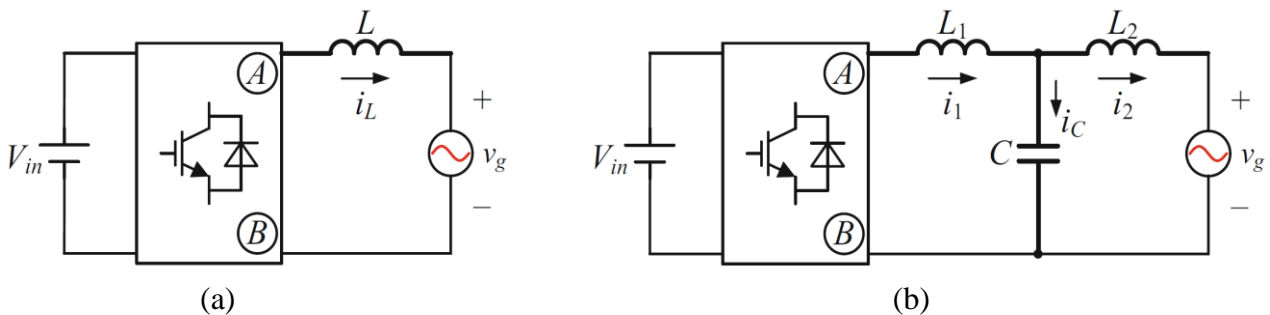


Fig. 4.6 (a) Esquema d'un filtre L. (b) Esquema d'un filtre LCL. [7]

A la Fig. 4.7 es pot veure el diagrama de Bode de la resposta freqüencial dels filtres L i LCL a una determinada freqüència  $f_r$ . Com es pot observar en la resposta del filtre LCL té un pic a la freqüència natural, just on la fase cau a  $-180^\circ$ . Aquest pic s'hauria d'amortir d'alguna manera, ja que podria emportar aquesta oscil·lació a la xarxa o comportar alguna inestabilitat al sistema.

Els paràmetres als filtres LCL han de ser escollits de tal forma que:

- Es limiti els harmònics en el corrent i la tensió que s'aboquen a la xarxa. Es poden reduir el nombre de components al circuit mitjançant diferents integracions al filtre LCL.
- S'amorteixi la ressonància que el mateix filtre provoca i que es causa de problemes en els convertidors.
- Es creïn estratègies de control per tal d'evitar que els problemes d'inestabilitat en els casos dels convertidors que estiguin controlats digitalment, ja que poden aportar retards. Aquests retards podrien canviar les característiques de l'amortiment de la ressonància i reduir el rendiment del control.
- La xarxa en el punt d'acoblament comú (PCC) es pot representar idealment com una impedància de xarxa i una font de tensió ideal. Aquesta impedància de xarxa té efectes sobre l'estabilitat de l'inversor connectat a ell. [7]

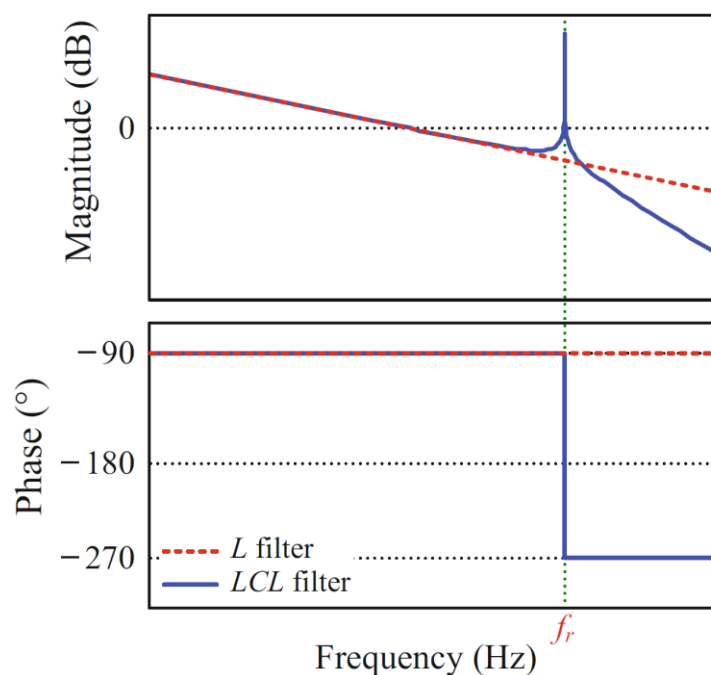


Fig. 4.7 Diagrama de Bode de la resposta freqüencial d'un filtre L i LCL. [7]

Existeix la possibilitat que als filtres LCL es tingui en compte un disseny anomenat d'integració magnètica amb el propòsit de reduir el nombre de components magnètics. Aquesta integració consta de la unificació dels dos inductors en un. És comú trobar-los en fonts d'alimentació basades en commutació com els convertidors CC/CC o trossejadors. Aquesta integració es basa en dos tipus: integració magnètica desacoblada i integració magnètica acoblada.

A la integració desacoblada el flux que es genera als debanats dels components magnètics són independents. Mitjançant una ruta de flux comuna en un born comú, els fluxos generats per diferents debanats es cancel·len en aquell born comú. Com a resultat, la secció transversal del born comú es pot reduir pel fet que per ell circula un flux baix de corrent i el nucli magnètic es reduïble. En aquest cas les característiques dels components magnètics tenen les mateixes característiques que els elements discrets.

A la integració acoblada els fluxos generats als debanats dels diferents components magnètics s'acoblen i les característiques dels components magnètics són diferents dels components discrets del circuit. [7]

## 5. Introducció al control predictiu

El control predictiu fa anys sent el centre d'atenció per part de la comunitat dedicada a l'electrònica de potència i en la indústria de processos. El propòsit del control predictiu és calcular al principi d'un període de mostreig el voltatge i corrents al final del període de mostreig utilitzant un model del sistema. Això permet al controlador obtenir una actuació òptima d'acord amb un criteri predefinit. Partint d'un estat inicial, el model intern fa que el control predictiu calculi la seqüència dels estats del sistema futur i sortides mitjançant una seqüència donada per variables manipulades.

Hi ha diversos tipus de control predictiu:

- Control predictiu basat en histèresi: el sistema manté les variables que controla dins d'uns límits que s'anomena àrea d'histèresi.
- Control basat en trajectòria: les variables es forcen a seguir una trajectòria predefinida.
- Control inactiu: l'actuació que es considera serà aquella que doni error zero en el següent instant de mostreig. En aquest tipus de control es necessita un sistema modulador per generar un voltatge determinat.
- Control predictiu per model (MPC): utilitza un model del sistema per descriure el comportament futur de les variables fins a un horitzó predeterminat, seleccionant les actuacions òptimes minimitzant la funció de cost.

El control predictiu basat en models no solament és una estratègia de control sinó que involucra a una àmplia quantitat de controladors. Els principals avantatges són:

- Els conceptes són intuïtius i comprensibles.
- Es poden aplicar a una gran quantitat de sistemes.
- Permet considerar casos de multivariables.
- Els temps morts es poden compensar.
- Les restriccions són fàcils de tractar.
- El controlador resultant té una implementació senzilla.

En canvi, un dels principals inconvenients és que tenen una gran quantitat de càlculs a fer si els comparem amb els controladors clàssics. La qualitat del model té influència sobre la qualitat del controlador resultant i si els paràmetres del sistema canvien amb el temps, s'ha de considerar algun algoritme d'estimació o adaptació.

La evolució dinàmica d'un sistema es pot descriure en el domini del temps com a representació en espai d'estats:

$$\frac{dx(t)}{dt} = f(x(t), u(t)) \quad (5.1)$$

$$y(t) = h(x(t), u(t)) \quad (5.2)$$

A l'equació (5.1), l'evolució del vector d'estat durant el temps és mitjançant una equació diferencial no lineal de primer ordre. L'equació (5.2) seria la sortida en funció dels estats dels vectors d'entrada. Aquestes equacions, quan s'escullen voltatges i corrents com estats i variables de sortida, la representació en espai d'estats és lineal i es pot escriure com a matrius de la següent forma:

$$\frac{dx(t)}{dt} = Fx(t) + Gu(t) \quad (5.3)$$

$$y(t) = Cx(t) \quad (5.4)$$

On a les equacions (5.3) i (5.4) la matriu del sistema es  $F$ , la matriu d'entrada es  $G$  i la matriu de sortida  $C$ .

Algunes estratègies de control predictiu es formulen en el domini del temps discret utilitzant el temps de mostreig. Partint de les equacions del model en estats d'espai en temps continu es poden representar de forma discreta iterant l'equació (5.3) considerant des de  $t = kT_s$  fins  $t = (k + 1)T_s$ . Durant el procediment es pot veure que  $u(t)$  és constant i igual a  $u(k)$ . Per tant:

$$x(k + 1) = Ax(k) + Bu(k) \quad (5.5)$$

$$y(k) = Cx(k) \quad (5.6)$$

On les matrius  $A$  i  $B$  es poden calcular des de la seva part contínua com:

$$A = I + F \cdot T_s \quad i \quad B = G \cdot T_s \quad (5.7)$$

En canvi la matriu  $C$  té la mateixa forma que la d'estat discret.

Els objectius de control es basen en la funció de cost que s'encarrega d'esquematzar quines són les seqüències dels futurs estats, sortides i variables manipulades. La funció de cost facilita la valoració i comparació de la predicció de diferents seqüències de variables en el sistema. Això permet al MPC escollir l'escenari que minimitzi aquesta funció de cost i el camí més apropiat per al sistema. La funció de cost general ve determinada per referències, estats futurs i actuacions futures:

$$J(x(k), U(k)) = \sum_{l=k}^{k+N_p-1} \Lambda(x(l), u(l)) \quad (5.8)$$

L'equació (5.8) representa la suma de tots els escenaris de cost sobre un horitzó finit de  $N_p$  intervals de temps. Cada cost dels escenaris penalitzen el sistema predictiu per desviacions de les variables de control de les seves referències i de la freqüència de commutació. Per exemple, en el cas d'un control predictiu per corrent la funció de cost és definida com l'error entre el corrent de referència i el corrent predit en un estat de commutació. La diferència entre aquestes dues variables produeix que el valor que tingui la funció de cost sigui elevat i per tant, cal minimitzar-la. [8]

A la Fig. 5.1 es pot veure esquemàticament quines el principi de funcionament dels MPC. Els valors futurs dels estats del sistema són predits fins a un horitzó predefinit en el temps  $k + N$  usant el model del sistema i informació disponible provinent de mesures fins al temps  $k$ . La seqüència de les actuacions òptimes és calculada minimitzant la funció de cost i el procés repetit iterativament. [9]

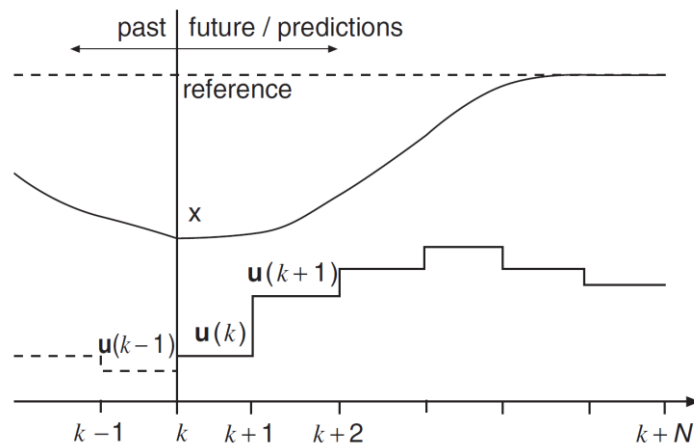


Fig. 5.1 Principi de funcionament del MPC. [9]

Hi ha diverses alternatives o aproximacions al MPC com poden ser:

- *Model predictive direct torque control* (MPDTC) com una millora del *direct torque control* (DTC) on la taula de consulta es reemplaça per una optimització online tipus MPC. És possible que facin falta metodologies de *branch-and-bound* consistent en un algoritme de ramificació que troba la solució adient a problemes d'optimització.
- *Model predictive direct current control* (MPDCC) com a derivació dels MPDTC amb la diferència de les característiques i manipulació dels límits en les variables de sortida, ja que el MPDCC sols requereix un paràmetre d'ajust. A més té un lleuger avantatge quant a la distorsió harmònica respecte als MPDTC aconseguint una distorsió mínima per un esforç de commutació considerable
- *Model predictive direct power control* (MPDPC) el qual estableix un límit superior i inferior en la potència activa i reactiva. Les distorsions harmòniques per commutació s'aconsegueixen quan els dos límits són iguals. Igual que el MPDCC només requereix un paràmetre d'ajust. Normalment aquest model produeix harmònics que no compleix amb els estàndards i és possible que es requereixi algun tipus d'ajust com inserir un filtre LC.
- *Model predictive pulse patten control* (MP<sup>3</sup>C) controlat com un MPC aconsegueix una resposta de control molt ràpida mentre que disminueix dràsticament les pèrdues per commutació. [8]

La variant més utilitzada és la MPC que sovint és referida com *control set model predictive control* (FCS-MPC). Com s'ha explicat, es basa a calcular prediccions del



futur sistema donant un conjunt de possibles actuacions per a un horitzó temporal predefinit. Les actuacions d'aquest horitzó permeten reduir la funció de cost i sintetitzar els objectius de control. Aquesta optimització es repeteix cada període de mostreig considerant una nova dada mesurada. Un munt de variables poden ser regulades per mitjà d'una referència la qual cosa fa que sigui un gran avantatge d'aquesta alternativa. Algunes de les variables poden ser: corrent, parell electromagnètic, velocitats angulars, potencia activa i reactiva, etc. Com a inconvenient cal destacar que aquests algorismes requereixen grans quantitats de càlculs comparats amb un sistema de control convencional. Els càlculs requereixen un temps considerable i el retard que pot tenir les mesures i l'actuació poden causar problemes. [9]

### 5.1.1. Disseny del controlador MPC

Per dissenyar un control predictiu basat en model en un convertidor de potència cal seguir els següents passos:

- Modelitzar el convertidor identificant els estats de commutació que tenen i la relació entre els corrents i tensions d'entrada i sortida.
- Definir una funció de cost representativa de l'entorn del sistema desitjat.
- Obtenció dels models discrets que permeten la predicció de l'entorn futur de les variables que es volen controlar.

En el model del convertidor, indiferentment de quin sigui el component que faci d'element de commutació, es considera que són interruptors ideals que poden estar ON i OFF. Llavors, els estats de commutació que tindrà el convertidor vindran donats segons les combinacions dels dos possibles estats de cada un dels interruptors. Cal tenir en el disseny compte que hi ha combinacions que no són possibles com la que curtcircuita l'enllaç continu. Normalment els estats possibles  $N$  vénen donats com:

$$N = x^y \quad (5.9)$$

On  $x$  és el nombre dels possibles estats en cada terminal del convertidor i  $y$  es el nombre de fases del convertidor. Per exemple, un convertidor de dos nivells i cinc fases tindria:

$$\begin{aligned}x &= 2; \\y &= 5; \end{aligned} \tag{5.10}$$

$$N = 2^5 = 32$$

En el cas dels convertidors multinivell el nombre d'estats pot ser molt alt com en un inversor H-Bridge de 9 nivells trifàsic on el nombre d'estats de commutació és superior als 16 milions.

Cal destacar que un aspecte important en els convertidors és la relació entre els seus estats i els vectors de voltatge en cas dels convertidors multifase. En el cas dels convertidors de font de corrent els estats dels convertidors estan relacionats amb els vectors de corrent. Per exemple com es pot observar a la Fig. 5.2 en un convertidor de dos nivells i trifàsic es tindrien  $2^3$  estats. Cal destacar que més d'un estat pot tenir el mateix vector de voltatge. Per tant, si es té un convertidor de 8 estats, 7 d'ells tindran diferents vectors de voltatge i dos generaran un vector zero. En altres topologies és possible que el càlcul dels estats de commutació del convertidor variï.

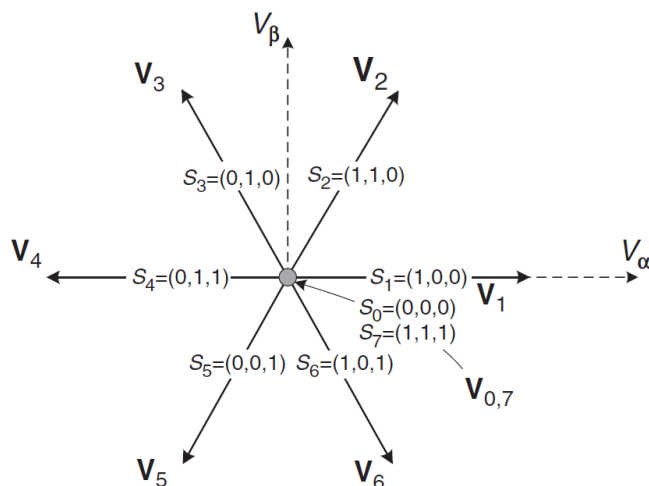


Fig. 5.2 Vectors de voltatge d'un convertidor de dos nivells trifàsic. [9]

Cada aplicació dels convertidors poden requerir requeriments diferents com control de corrent, parell, potència, freqüència... Aquests requeriments han d'estar expressats en la funció de cost abans mencionada, però normalment la funció de cost bàsica reflecteix mesures d'error entre una variable predita i la referència com: l'error de potència, parell, càrregues de corrent, etc. L'avantatge principal és que poden controlar diferents tipus de

variables a la vegada i incloure restriccions a la funció de cost. Per tal de possibilitar-ho cada terme de la funció de cost són ponderats segons la importància de cada un.

A l'hora de fer el model predictiu cal que les variables de control s'han de considerar de tal manera que el model s'obtingui en temps discret i saber quines variables s'han de mesurar i quines no, ja que és possible que algunes variables necessàries per al control predictiu no es mesurin i s'hagi de fer algun tipus d'estimació.

A l'hora de fer la discretització del model s'han d'utilitzar diferents mètodes. En el cas d'un sistema de primer ordre és senzill, amb les aproximacions de derivació d'Euler (5.11). En el cas de sistemes amb ordres més grans, aquest mètode introdueix massa error en el sistema i és necessària una discretització més exacta. [9]

$$\frac{dx}{dt} = \frac{x(k+1) - x(k)}{T_s} \quad (5.11)$$

### 5.1.2. Implementació del control MPC

La idea de la implementació és assegurar que el sistema podrà controlar en tots els estats de commutació aquelles variables a controlar, que pugui avaluar la funció de cost en cada iteració de la predicció i que pugui seleccionar l'estat de commutació que més redueixi la funció de cost. A l'hora de seleccionar l'estat de commutació que minimitza la funció de cost tots els estats s'avaluen i el més òptim és guardat per ser aplicat.

Depenent del sistema a controlar podria ser que es requereixi un nombre de càlculs considerable fent que es limiti el temps de mostreig. El nombre de càlculs està relacionat amb el nombre de possibles estats de commutació. Normalment, en el control predictiu de corrents aquests càlculs són reduïts, però en altres controls com de parell o de control de flux els temps de càlcul determinen el temps de mostreig. Als convertidors multinivell i multifase és necessària una optimització del nombre de càlculs, ja que el nombre d'estats de commutació pot arribar a ser molt elevat a diferència d'un convertidor més senzill com un inversor trifàsic de dos nivells on el nombre de càlculs per a 8 estats de commutació és simple.

A la Fig. 5.3 s'observa esquemàticament quin és el funcionament del control predictiu basat en model a un convertidor. A l'esquema es pot observar la variable mesurada  $x(k)$  utilitzada

al model per calcular les prediccions  $x(k + 1)$  de les variables escollides per a un nombre  $n$  de possibles actuacions. Aquestes prediccions s'avaluen utilitzant la funció de cost considerant el valor de referència  $x^*(k)$  i restriccions donades per escollir l'actuació òptima  $S$  que s'aplicarà al convertidor. [9]

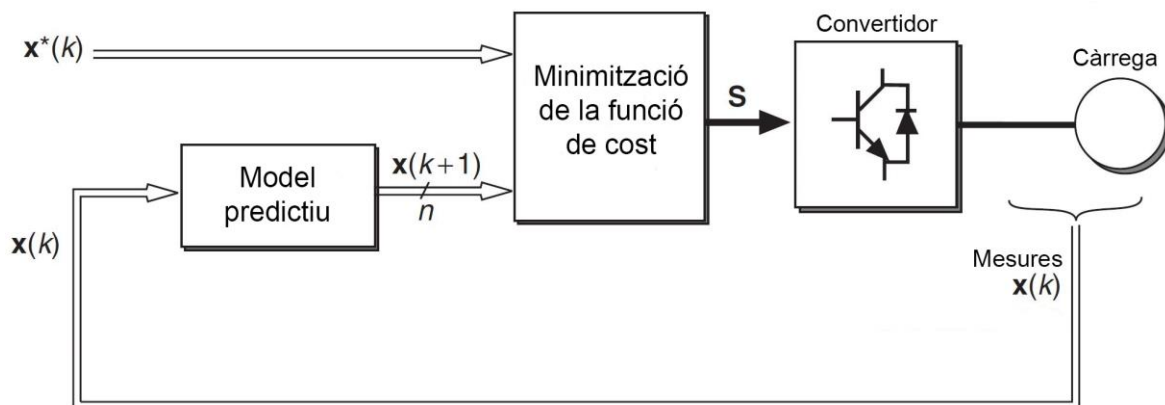


Fig. 5.3 Esquema de MPC per a un convertidor. [9]

### 5.1.3. Compensació del retard al control predictiu

Dins del control predictiu s'executen una gran quantitat de càlculs que poden provocar un retard en l'actuació del control fent que no sigui del tot desitjable si es vol una resposta ràpida.

Com s'ha explicat, el control predictiu es basa en la modelització d'un sistema pel qual es calculen els estats futurs amb un conjunt de possibles actuacions futures en un horitzó temporal predefinit. Mitjançant la funció de cost, els objectius de la predicció es declaren, els senyals mesurats i la minimització de la funció genera una resposta tan propera com sigui possible a aquests objectius. En cada un dels intervals de mostreig es realitza aquesta minimització considerant un nou senyal mesurat.

En el cas ideal el temps de càlcul del control és negligible i el control predictiu podria actuar de la manera que apareix a la Fig. 5.4 on les variables són mesurades a l'instant  $t_k$  -en aquest cas es consideren variables de corrents- i l'estat de commutació òptim és calculat instantàniament en aquell mateix instant. Llavors, a l'instant  $t_k$  s'aplica l'estat que més minimitza l'error a l'instant  $t_{k+1}$  i el corrent passa a aquell valor a l'instant següent. Les altres línies discontinües són les altres possibles prediccions del corrent.

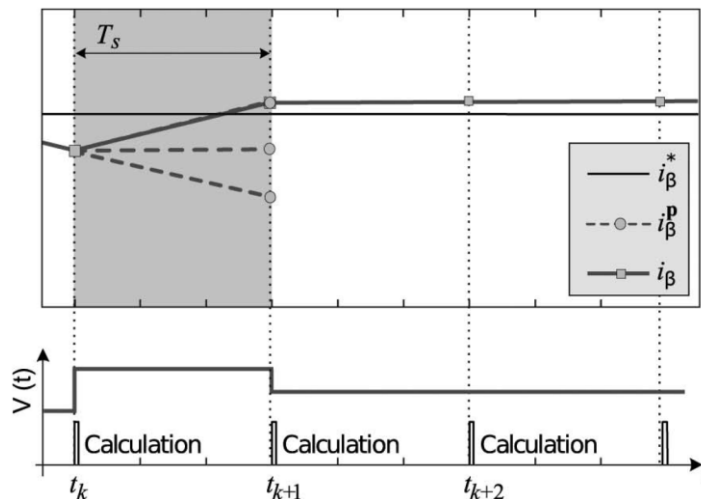


Fig. 5.4. Operativa del control predictiu per corrent sense retard.

S’ha de destacar que l’algorisme amb el qual es basa el control predictiu realitza una gran quantitat de càlculs provocant que el temps de càlcul pugui arribar a ser considerable. Depenent de quina sigui la freqüència de mostreig i la velocitat que tingui el microprocessador el temps entre la mesura i l’actuació pot arribar ser elevat.

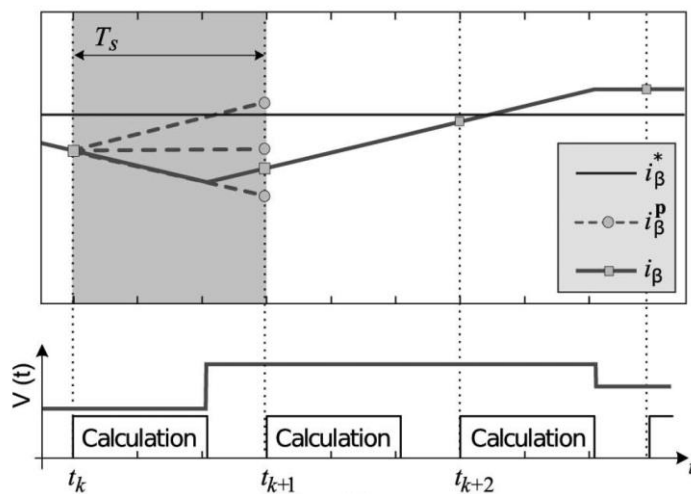


Fig. 5.5 Operativa del control predictiu per corrent amb retard. [10]

A la Fig. 5.5 es pot observar el mateix control anterior amb un temps de càlcul molt elevat. En aquest cas fins que el càlcul no acaba el sistema no genera una tensió per modificar el corrent i ajustar-la a la referència. Com en aquest cas el temps de càlcul és bastant proper al temps de mostreig passa que el vector de voltatge fa que el corrent s’allunyi massa de la referència durant el temps de càlcul i que quan s’executi l’actuació no s’aconsegueixi

corregir totalment la trajectòria. A més que a l'instant  $t_k$  les mesures adoptades per corregir la trajectòria es continuen aplicant en  $t_{k+1}$  provocant que el corrent es desplaci enfront de la referència. A l'instant  $t_{k+1}$  es tornarà a realitzar les mesures adients i la següent actuació es realitzaria a  $t_{k+2}$  que generaria un retard conseqüent del temps de càlcul.

Una manera de compensar el retard produït pel temps de càlcul és tenir en compte aquest temps i dur a terme l'actuació després del següent instant de mostreig. És a dir, durant el temps de càlcul es realitza l'estimació dels corrents a l'interval  $t_{k+1}$  considerant l'estat de commutació aplicat anteriorment i es realitza la predicció dels corrents per l'instant  $t_{k+2}$  per a tots els estats de commutació possibles. Darrere això, es selecciona quin estat de commutació és el que minimitza la funció de cost i s'aplica l'actuació. Aquest tipus de predicció s'anomena predicció a dos passos.

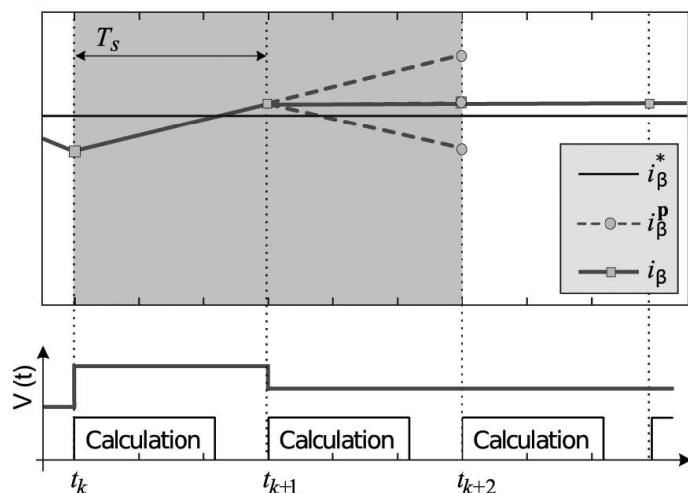


Fig. 5.6 Operativa del control predictiu per corrent a dos passos. [10]

A la Fig. 5.6 es pot observar que a l'instant  $t_k$  es realitza una estimació dels valors del corrent a l'instant  $t_{k+1}$  que s'utilitzarà com a punt de partida per a les prediccions de tots els estats de commutació. Llavors, la predicció que més minimitzi la funció de cost serà la que actui en el sistema a l'instant de mostreig següent. Aquesta estimació addicional que ha de calcular el sistema pot provocar un increment del temps de càlcul però de manera lleugera, ja que l'estimació només es realitza una vegada.

Destacar que aquesta manera de compensació del retard provoca una millora en el control predictiu reduint els petits harmònics que poden aparèixer en el senyal. Encara que la

freqüència de mostreig sigui la mateixa tant si es fa una compensació del retard com no, la mitjana en la freqüència de commutació incrementa quan s'utilitza aquest mètode de compensació. [10]





## 6. Disseny dels models matemàtics

Per implementar el control predictiu cal primerament trobar les equacions d'estat que representen al sistema per tal d'identificar quines són les variables a controlar. Darrere això, cal trobar la funció de cost que esculli l'escenari que més la minimitzi.

### 6.1. Modelització per al convertidor NPC de tres nivells

Partint de l'esquema del convertidor de la Fig. 6.1. és calcularan quins són els models de commutació i de corrent del sistema, s'analitzarà el bus de contínua, s'analitzarà el filtre per a cada cas i es trobaran les equacions d'espai d'estats que representen al sistema. En aquest apartat no es tindrà en compte la connexió a xarxa del convertidor sinó una resistència de càrrega en el seu lloc.

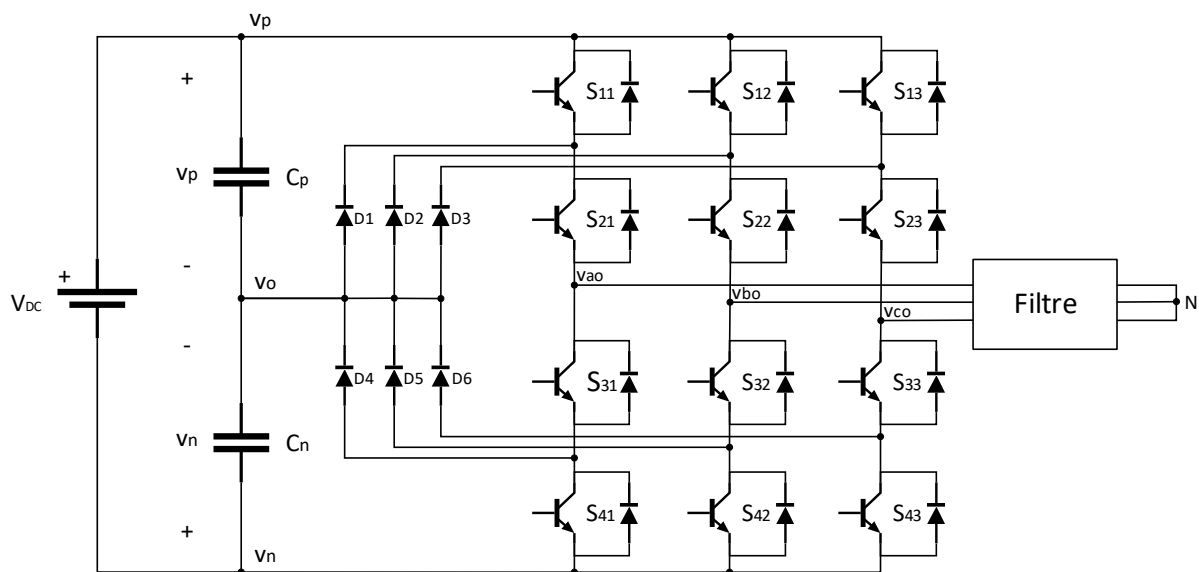


Fig. 6.1 Convertidor NPC trifàsic de 3 nivells.

#### 6.1.1. Model de commutació

Com es pot observar a la Fig. 6.2 els estats de commutació del convertidor provoquen que el convertidor pugui estar connectat al bus de contínua pels terminals “p”, “o” o “n”. Per tant, es defineixen tres estats de commutació per a cada fase que dependran de si la fase obté

el voltatge de  $p$ ,  $o$ ,  $n$ . En aquest subapartat es considera el càlcul de només la fase  $a$ , però s'ha de tenir en compte que el procediment és aplicable a les dues fases restants.

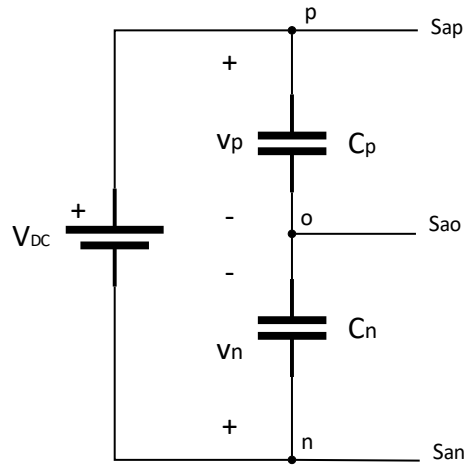


Fig. 6.2 Esquema del bus de contínua.

Es pot definir que cada un dels estats de commutació que provoquen que la fase “ $a$ ” obtingui el voltatge corresponent al terminal “ $p$ ” depèn de  $S_{ap}$ ; els estats de commutació que provoquen que la tensió de la fase “ $a$ ” estigui connectada al terminal “ $o$ ” depengui de  $S_{ao}$ ; així mateix els estats de commutació que provoquen que la fase “ $a$ ” tingui la tensió del terminal “ $n$ ” depengui de  $S_{an}$ . Per tant aquests estats poden obtenir el valor de 0 o 1:

$$S_{ap} = \{0,1\} \quad (6.1)$$

$$S_{ao} = \{0,1\} \quad (6.2)$$

$$S_{an} = \{0,1\} \quad (6.3)$$

En cada fase s'ha de tenir en compte que no pot haver-hi més d'un estat actiu. Per tant:

$$S_{ap} + S_{ao} + S_{an} = 1 \quad (6.4)$$

Per tant, el valor de la tensió en la fase “a” ( $v_{ao}$ ) serà expressat per:

$S_{an}$	$S_{ao}$	$S_{ap}$	$v_{ao}$
0	0	1	$V_p$
0	1	0	$V_o$
1	0	0	$V_n$

Taula 6.1 Tensió  $v_{ao}$  en funció dels estats de commutació.

Per tant, es pot expressar com:

$$v_{ao} = S_{ap} \cdot v_p + S_{ao} \cdot v_o + S_{an} \cdot v_n \quad (6.5)$$

Això es pot replicar pels casos de les fases “b” i “c”.

$$v_{bo} = S_{bp} \cdot v_p + S_{bo} \cdot v_o + S_{bn} \cdot v_n \quad (6.6)$$

$$v_{co} = S_{cp} \cdot v_p + S_{co} \cdot v_o + S_{cn} \cdot v_n \quad (6.7)$$

S’ha de tenir en consideració que el voltatge corresponent al terminal “o” és 0 V. En canvi, es pot expressar la tensió  $v_{ao}$  en funció d’un únic estat de commutació  $S_a$ . Aquest estat podrà adoptar el valor d’1, quan estigui connectat al terminal “p”; el valor 0, quan estigui connectat al terminal “o”; i el valor -1, quan estigui connectat al terminal “n”. Per tant:

$$S_a = \{-1, 0, 1\} \quad (6.8)$$

Si s’expressa  $v_{ao}$  en funció d’aquest estat:

$$v_{ao} = \frac{S_a^2 + S_a^3}{2} \cdot v_p + \frac{S_a^2 - S_a^3}{2} \cdot v_n \quad (6.9)$$

$$v_{ao} = S_a^2 \cdot \left[ \frac{1 + S_a}{2} \cdot v_p + \frac{1 - S_a}{2} \cdot v_n \right] \quad (6.10)$$

Finalment, pels estats de commutació  $S_b$  i  $S_c$  és el mateix:

$$v_{bo} = S_b^2 \cdot \left[ \frac{1 + S_b}{2} \cdot v_p + \frac{1 - S_b}{2} \cdot v_n \right] \quad (6.11)$$

$$v_{co} = S_c^2 \cdot \left[ \frac{1 + S_c}{2} \cdot v_p + \frac{1 - S_c}{2} \cdot v_n \right] \quad (6.12)$$

### 6.1.2. Model del bus de contínua

Des de la part de contínua del convertidor es desenvolupen les tensions corresponents dels dos condensadors.

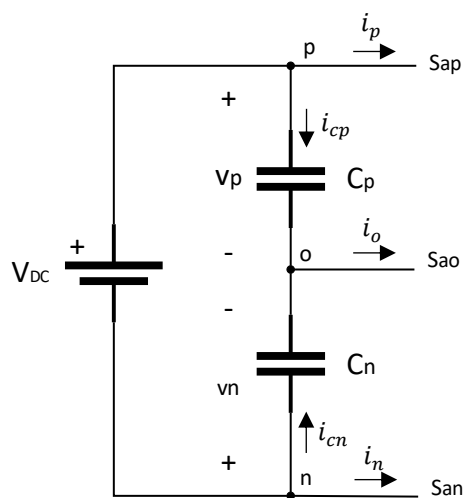


Fig. 6.3 Esquema del bus de contínua amb corrents.

Com s'observa a la Fig. 6.3 suma de les tensions dels dos condensadors equival a la de la font de contínua:

$$V_{DC} = v_p - v_n \quad (6.13)$$

Si es deriva cada un dels components de (6.13) s'obté:

$$\frac{dv_p}{dt} - \frac{dv_n}{dt} = 0 \quad (6.14)$$

$$\frac{dv_p}{dt} = \frac{dv_n}{dt} \quad (6.15)$$

Si es sap que la llei d'Ohm determina que el corrent de cada condensador és:

$$i_{cp} = C_p \cdot \frac{dv_p}{dt} \quad (6.16)$$

$$i_{cn} = C_n \cdot \frac{dv_n}{dt} \quad (6.17)$$

Si es discretitza cadascun dels diferencials tenint en compte l'aproximació de derivació d'Euler (5.11):

$$i_{cp}(k) = C_p \cdot \frac{v_p(k+1) - v_p(k)}{T_S} \quad (6.18)$$

$$i_{cn}(k) = C_n \cdot \frac{v_n(k+1) - v_n(k)}{T_S} \quad (6.19)$$

Partint de les equacions (6.18) i (6.19) es pot arribar a obtenir les equacions en diferències de les tensions dels condensadors  $C_p$  i  $C_n$ .

$$v_p(k+1) = \frac{T_S}{C_p} \cdot i_{cp}(k) + v_p(k) \quad (6.20)$$

$$v_n(k+1) = \frac{T_S}{C_p} \cdot i_{cn}(k) + v_n(k) \quad (6.21)$$

S'ha de tenir en compte que ha d'haver-hi una tensió de desequilibri on en condicions òptimes es compleixi que  $v_p = -v_n$ . Aquesta tensió, per tant, s'ha de definir com 0 V per tal d'evitar que les tensions als condensadors es desproporcioni. Si es considera les dues condicions que han de complir les tensions del bus de contínua:

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{desequilibri} = v_p + v_n = 0 \\ V_{DC} = v_p - v_n \end{array} \right. \quad (6.22)$$

$$\quad (6.23)$$

Si es sumen les equacions (6.22) i (6.23) s'obté que:

$$V_{desequilibri} + V_{DC} = 2v_p \quad (6.24)$$

Per tant,

$$v_p = \frac{V_{DC} + V_{desequilibri}}{2} \quad (6.25)$$

Finalment, el cas que les equacions (6.22) i (6.23) fossin restades, s'obté:

$$V_{desequilibri} - V_{DC} = 2v_n \quad (6.26)$$

Per tant,

$$v_n = \frac{V_{DC} - V_{desequilibri}}{2} \quad (6.27)$$

Segons l'equació (6.14), tenint present que ambdós condensadors tenen la mateixa capacítància, s'arriba a la conclusió que:

$$\frac{1}{C} \cdot i_{cp} = \frac{1}{C} \cdot i_{cn} \longrightarrow i_{cp} = i_{cn} \quad (6.28)$$

A més, si s'aplica la primera llei de Kirchhoff sobre el terminal "o":

$$i_o = i_{cp} + i_{cn} = 2i_{cp} = 2i_{cn} \quad (6.29)$$

$$i_{cp} = i_{cn} = \frac{i_o}{2} \quad (6.30)$$

El corrent de cada fase dependrà de l'estat de commutació que provoqui que el corrent  $i_o$  circuli cap a una de les fases. Per tant dependrà de quin estat de commutació  $S_{ao}$ ,  $S_{bo}$  o  $S_{co}$  està actiu en aquell moment i, per tant, només un d'ells podrà estar actiu en aquell moment [vegeu equació (6.30)].

$$i_o = S_{ao} \cdot i_a + S_{bo} \cdot i_b + S_{co} \cdot i_c \quad (6.31)$$

Finalment, substituint (6.30) i (6.31) a les equacions (6.18) i (6.19):

$$v_p(k+1) = \frac{Ts}{C} \cdot \frac{i_o(k)}{2} + v_p(k) = \frac{Ts}{2C} \cdot [S_{ao} \cdot i_a + S_{bo} \cdot i_b + S_{co} \cdot i_c] + v_p(k) \quad (6.32)$$

$$v_n(k+1) = \frac{Ts}{C} \cdot \frac{i_o(k)}{2} + v_n(k) = \frac{Ts}{2C} \cdot [S_{ao} \cdot i_a + S_{bo} \cdot i_b + S_{co} \cdot i_c] + v_n(k) \quad (6.33)$$

### 6.1.3. Modelització del filtre L

En aquest subapartat es trobarà el model de corrent del convertidor. Cal destacar que fins ara tot el càlcul s’ha realitzat sense tenir en compte la connexió a xarxa del convertidor pel qual s’haurà de considerar posteriorment per realitzar la simulació.

Com s’observa a la Fig. 6.4 el convertidor en aquest cas és connectat un filtre inductiu. S’ha tingut en compte que les inductàncies de cada fase generen una petita resistència pel que s’ha considerat en afegir una resistència inductiva a conseqüència de la mateixa. [10]

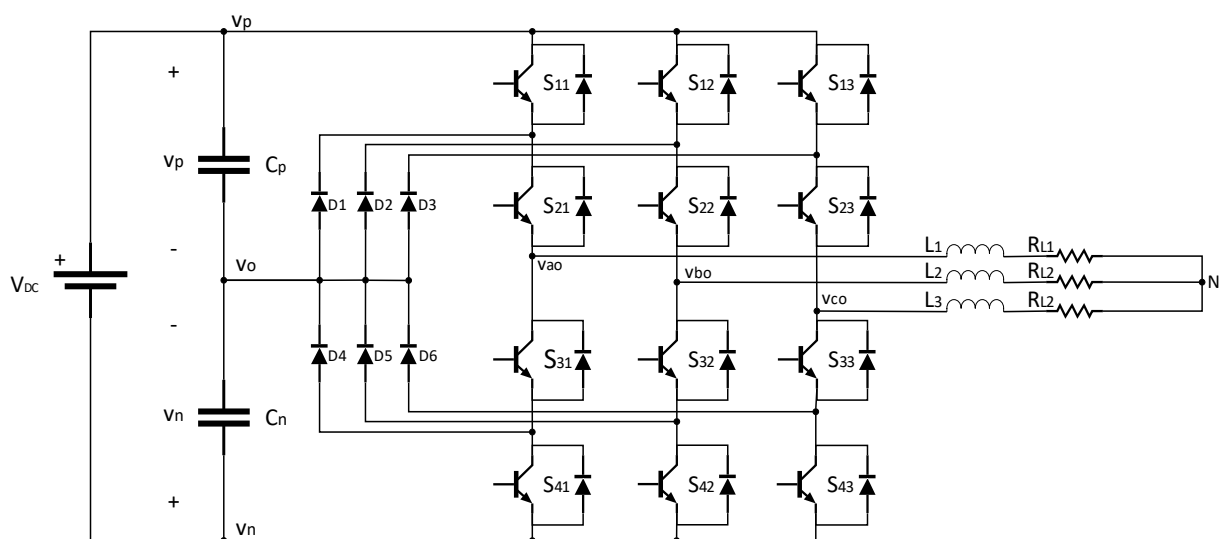


Fig 6.4 Convertidor NPC trifàsic de tres nivells amb filtre inductiu.

Simplificant la Fig. 6.4 es pot arribar a:

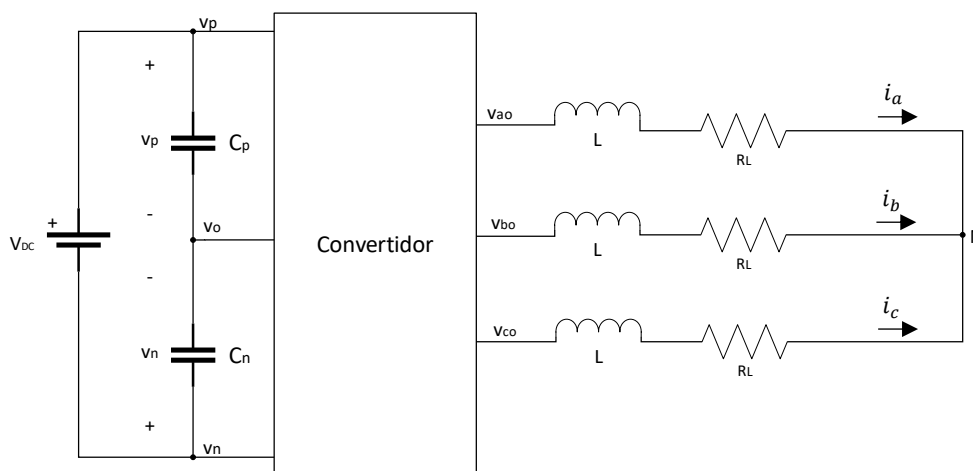


Fig. 6.5 Esquema simplificat del convertidor amb filtre L.

Considerant l'esquema de la Fig. 6.5 i que totes les inductàncies i resistències tenen el mateix valor, es pot deduir que:

$$v_{ao} = R_L \cdot i_a + L \cdot \frac{di_a}{dt} + v_{No} \quad (6.34)$$

$$v_{bo} = R_L \cdot i_b + L \cdot \frac{di_b}{dt} + v_{No} \quad (6.35)$$

$$v_{co} = R_L \cdot i_c + L \cdot \frac{di_c}{dt} + v_{No} \quad (6.36)$$

Si es sumen les tres equacions anteriors, es pot arribar a conèixer la tensió  $v_{no}$ :

$$(v_{ao} + v_{bo} + v_{co}) = R \cdot (i_a + i_b + i_c) + L \left( \frac{di_a}{dt} + \frac{di_b}{dt} + \frac{di_c}{dt} \right) + 3v_{No} \quad (6.37)$$

Com que els corrents no tenen escapatòria, ja que s'uneixen al neutre, la suma de corrents és nul·la. Per tant:

$$(v_{ao} + v_{bo} + v_{co}) = 3v_{No} \quad (6.38)$$

$$v_{No} = \frac{(v_{ao} + v_{bo} + v_{co})}{3} \quad (6.39)$$

A més, al càlcul de la tensió de fase s'obté:

$$v_{an} = R_L \cdot i_a + L \cdot \frac{di_a}{dt} \quad (6.40)$$

$$v_{bn} = R_L \cdot i_b + L \cdot \frac{di_b}{dt} \quad (6.41)$$

$$v_{cn} = R_L \cdot i_c + L \cdot \frac{di_c}{dt} \quad (6.42)$$

Les equacions (6.34), (6.35) i (6.36) es poden desenvolupar de manera que:

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{1}{L} v_{an} - \frac{R_L}{L} i_a \quad (6.43)$$

$$\frac{di_b}{dt} = \frac{1}{L} v_{bn} - \frac{R_L}{L} i_b \quad (6.44)$$

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{1}{L} v_{cn} - \frac{R_L}{L} i_c \quad (6.45)$$



Per tant:

$$i_a = \int_0^T \frac{1}{L} v_{an} - \frac{R_L}{L} i_a \quad (6.46)$$

$$i_b = \int_0^T \frac{1}{L} v_{bn} - \frac{R_L}{L} i_b \quad (6.47)$$

$$i_c = \int_0^T \frac{1}{L} v_{cn} - \frac{R_L}{L} i_c \quad (6.48)$$

Si es realitza l'aproximació d'Euler a les equacions (6.40), (6.41) i (6.42) per trobar les equacions en diferències:

$$v_{an}(k) = R_L \cdot i_a(k) + L \cdot \frac{i_a(k+1) - i_a(k)}{T_s} \quad (6.49)$$

$$v_{bn}(k) = R_L \cdot i_b(k) + L \cdot \frac{i_b(k+1) - i_b(k)}{T_s} \quad (6.50)$$

$$v_{cn}(k) = R_L \cdot i_c(k) + L \cdot \frac{i_c(k+1) - i_c(k)}{T_s} \quad (6.51)$$

Finalment s'obté:

$$i_a(k+1) = \frac{T_s}{L} v_{an}(k) - \frac{R_L T_s}{L} \cdot i_a(k) \quad (6.52)$$

$$i_b(k+1) = \frac{T_s}{L} v_{bn}(k) - \frac{R_L T_s}{L} \cdot i_b(k) \quad (6.53)$$

$$i_c(k+1) = \frac{T_s}{L} v_{cn}(k) - \frac{R_L T_s}{L} \cdot i_c(k) \quad (6.54)$$

Com que la predicció es fa a dos passos:

$$i_a(k+2) = \frac{T_s}{L} v_{an}(k+1) - \frac{R_L T_s}{L} \cdot i_a(k+1) \quad (6.55)$$

$$i_b(k+2) = \frac{T_s}{L} v_{bn}(k+1) - \frac{R_L T_s}{L} \cdot i_b(k+1) \quad (6.56)$$

$$i_c(k+2) = \frac{T_s}{L} v_{cn}(k+1) - \frac{R_L T_s}{L} \cdot i_c(k+1) \quad (6.57)$$

#### 6.1.4. Modelització del filtre LC

Com a l'apartat anterior, es procedeix a modelitzar analíticament el convertidor NPC amb un filtre LC sense connexió a xarxa. El convertidor i filtre en aquest cas es considera

connectats a una resistència de càrrega. La part corresponent al model de bus de contínua i el de commutació són idèntiques als ja realitzats. En el càlcul s'ha tingut en compte una resistència en cada fase provocada per les inductàncies. [11]

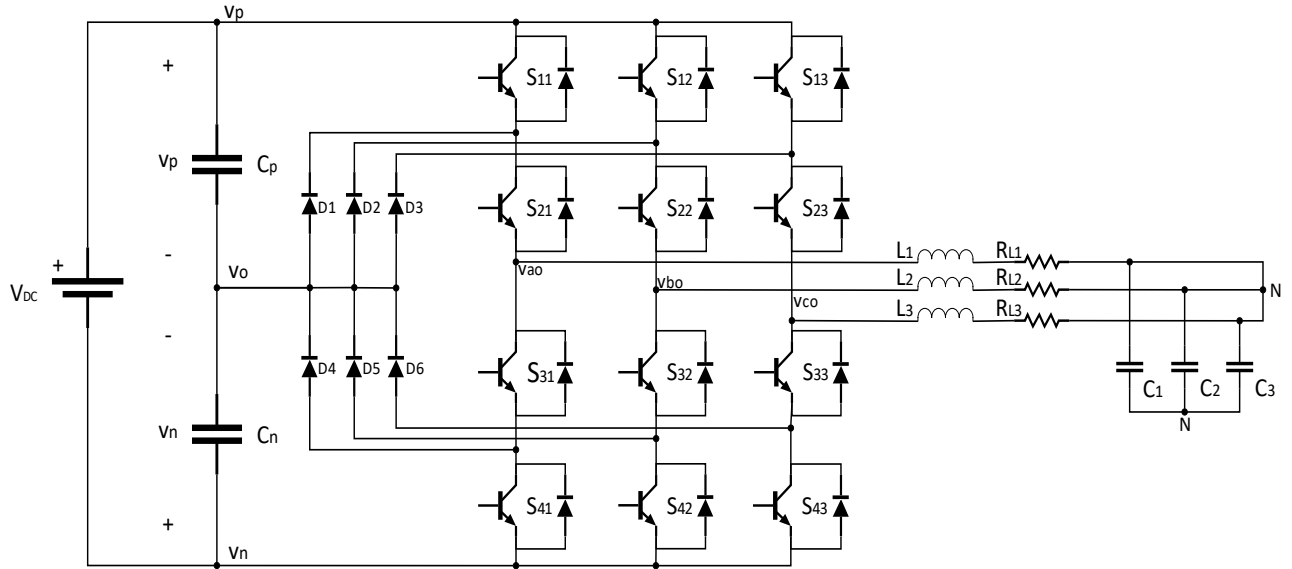


Fig. 6.6 Convertidor NPC trifàsic de tres nivells amb filtre LC.

Si es simplifica el model s'obté:

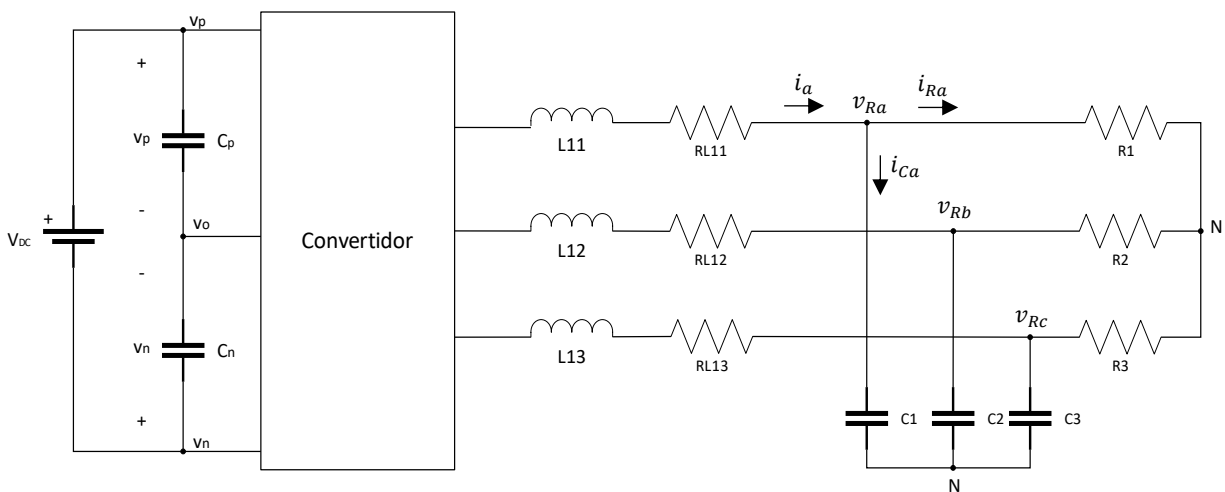


Fig. 6.7 Esquema simplificat del convertidor amb filtre LC.

Considerant l'esquema de la Fig. 6.7 i que totes les resistències, inductàncies i capacitàncies tenen el mateix valor:

$$v_{ao} = R_{L11} \cdot i_a + L_{11} \cdot \frac{di_a}{dt} + v_{Ra} + v_{No} \quad (6.58)$$

$$v_{bo} = R_{L12} \cdot i_b + L_{12} \cdot \frac{di_b}{dt} + v_{Rb} + v_{No} \quad (6.59)$$

$$v_{co} = R_{L13} \cdot i_c + L_{13} \cdot \frac{di_c}{dt} + v_{Rc} + v_{No} \quad (6.60)$$

On  $v_{Ra}$ :

$$v_{Ra} = R_1 \cdot i_{Ra} \quad (6.61)$$

Per tant,  $v_{Ra}$  depèn del corrent  $i_{Ra}$ . Si es sumen (6.58), (6.59) i (6.60):

$$(v_{ao} + v_{bo} + v_{co}) = R \cdot (i_a + i_b + i_c) + L \left( \frac{di_a}{dt} + \frac{di_b}{dt} + \frac{di_c}{dt} \right) + (v_{Ra} + v_{Rb} + v_{Rc}) + 3v_{No} \quad (6.62)$$

Al ser en un circuit on no hi ha escapatòria i els corrents s'uneixen al neutre, la suma de corrents és nul·la. Per tant:

$$(v_{ao} + v_{bo} + v_{co}) = 3v_{No} \quad (6.63)$$

$$v_{No} = \frac{(v_{ao} + v_{bo} + v_{co})}{3} \quad (6.64)$$

També es poden extreure les tensions de fase:

$$v_{an} = R_{L11} \cdot i_a + L_{11} \cdot \frac{di_a}{dt} + v_{Ra} \quad (6.65)$$

$$v_{bn} = R_{L12} \cdot i_b + L_{12} \cdot \frac{di_b}{dt} + v_{Rb} \quad (6.66)$$

$$v_{cn} = R_{L13} \cdot i_c + L_{13} \cdot \frac{di_c}{dt} + v_{Rc} \quad (6.67)$$

De les tensions de fase ses pot aïllar el diferencial de corrent en cada cas:

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{1}{L_{11}} (v_{an} - v_{Ra}) - \frac{R_{L11}}{L_{11}} i_a \quad (6.68)$$

$$\frac{di_b}{dt} = \frac{1}{L_{12}} (v_{bn} - v_{Rb}) - \frac{R_{L12}}{L_{12}} i_b \quad (6.69)$$

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{1}{L_{13}}(v_{cn} - v_{Rc}) - \frac{R_{L13}}{L_{13}} i_c \quad (6.70)$$

Si s'integra:

$$i_a = \int_0^T \frac{1}{L_{11}}(v_{an} - v_{Ra}) - \frac{R_{L11}}{L_{11}} i_a \quad (6.71)$$

$$i_b = \int_0^T \frac{1}{L_{12}}(v_{bn} - v_{Rb}) - \frac{R_{L12}}{L_{12}} i_b \quad (6.72)$$

$$i_c = \int_0^T \frac{1}{L_{13}}(v_{cn} - v_{Rc}) - \frac{R_{L13}}{L_{13}} i_c \quad (6.73)$$

Si es realitza l'aproximació d'Euler a (6.65), (6.66) i (6.67) es troben les equacions en diferències:

$$v_{an}(k) = R_{L11} \cdot i_a(k) + L_{11} \cdot \frac{i_a(k+1) - i_a(k)}{T_S} + v_{Ra}(k) \quad (6.74)$$

$$v_{bn}(k) = R_{L12} \cdot i_b(k) + L_{12} \cdot \frac{i_b(k+1) - i_b(k)}{T_S} + v_{Rb}(k) \quad (6.75)$$

$$v_{cn}(k) = R_{L13} \cdot i_c(k) + L_{13} \cdot \frac{i_c(k+1) - i_c(k)}{T_S} + v_{Rc}(k) \quad (6.76)$$

Finalment s'obté:

$$i_a(k+1) = \frac{T_S}{L_{11}} v_{an}(k) - i_a(k) \cdot \left( \frac{R_{L11} T_S}{L_{11}} - 1 \right) - \frac{1}{L_{11}} v_{Ra}(k) \quad (6.77)$$

$$i_b(k+1) = \frac{T_S}{L_{12}} v_{bn}(k) - i_b(k) \cdot \left( \frac{R_{L12} T_S}{L_{12}} - 1 \right) - \frac{1}{L_{12}} v_{Rb}(k) \quad (6.78)$$

$$i_c(k+1) = \frac{T_S}{L_{13}} v_{cn}(k) - i_c(k) \cdot \left( \frac{R_{L13} T_S}{L_{13}} - 1 \right) - \frac{1}{L_{13}} v_{Rc}(k) \quad (6.79)$$

Com es fa la predicció a dos passos:

$$i_a(k+2) = \frac{T_S}{L_{11}} v_{an}(k+1) - i_a(k+1) \cdot \left( \frac{R_{L11} T_S}{L_{11}} - 1 \right) - \frac{1}{L_{11}} v_{Ra}(k+1) \quad (6.80)$$

$$i_b(k+2) = \frac{T_S}{L_{12}} v_{bn}(k+1) - i_b(k+1) \cdot \left( \frac{R_{L12} T_S}{L_{12}} - 1 \right) - \frac{1}{L_{12}} v_{Rb}(k+1) \quad (6.81)$$

$$i_c(k+2) = \frac{T_S}{L_{13}} v_{cn}(k+1) - i_c(k+1) \cdot \left( \frac{R_{L13} T_S}{L_{13}} - 1 \right) - \frac{1}{L_{13}} v_{Rc}(k+1) \quad (6.82)$$

Quant als corrents es sap que:

$$i_a = i_{Ca} + i_{Ra} \quad (6.83)$$

$$i_b = i_{Cb} + i_{Rb} \quad (6.84)$$

$$i_b = i_{Cc} + i_{Rc} \quad (6.85)$$

A més, segons la llei d'Ohm aplicada als condensadors:

$$i_{Ca} = C_1 \cdot \frac{dv_{Ra}}{dt} \quad (6.86)$$

$$i_{Cb} = C_2 \cdot \frac{dv_{Rb}}{dt} \quad (6.87)$$

$$i_{Cc} = C_3 \cdot \frac{dv_{Rc}}{dt} \quad (6.88)$$

Per tant, si es substitueix  $i_{Ca}$  a (6.83) i aquesta a la (6.61) s'obté:

$$v_{Ra} = R_1 \cdot i_{Ra} = R_1 \cdot (i_a - i_{Ca}) = R_1 \cdot i_a - R_1 \cdot C_1 \cdot \frac{dv_{Ra}}{dt} \quad (6.89)$$

Per tant, es pot aïllar el diferencial d'aquesta última equació i integrar-lo:

$$\frac{dv_{Ra}}{dt} = \frac{1}{C_1} \cdot i_a - \frac{1}{R_1 C_1} \cdot v_{Ra} \quad (6.90)$$

$$v_{Ra} = \int_0^T \frac{1}{C_1} i_a - \frac{1}{R_1 C_1} v_{Ra} \quad (6.91)$$

Per tant, si es realitza per les tensions  $v_{Rb}$  i  $v_{Rc}$ :

$$v_{Rb} = \int_0^T \frac{1}{C_2} i_b - \frac{1}{R_2 C_2} v_{Rb} \quad (6.92)$$

$$v_{Rc} = \int_0^T \frac{1}{C_3} i_c - \frac{1}{R_3 C_3} v_{Rc} \quad (6.93)$$

Si es parteix de (6.90) i s'aplica l'aproximació d'Euler per trobar les equacions en diferències:

$$v_{Ra}(k+1) = \frac{Ts}{R_1 C_1} (R_1 \cdot i_a(k) - v_{Ra}(k)) + v_{Ra}(k) \quad (6.94)$$

En les altres dues fases:

$$v_{Rb}(k+1) = \frac{Ts}{R_2 C_2} (R_2 \cdot i_b(k) - v_{Rb}(k)) + v_{Rb}(k) \quad (6.95)$$

$$v_{Rc}(k+1) = \frac{Ts}{R_3 C_3} (R_3 \cdot i_c(k) - v_{Rc}(k)) + v_{Rc}(k) \quad (6.96)$$

Al fer-se una predicció a dos passos:

$$v_{Ra}(k+2) = \frac{Ts}{R_1 C_1} (R_1 \cdot i_a(k+1) - v_{Ra}(k+1)) + v_{Ra}(k+1) \quad (6.97)$$

$$v_{Rb}(k+2) = \frac{Ts}{R_2 C_2} (R_2 \cdot i_b(k+1) - v_{Rb}(k+1)) + v_{Rb}(k+1) \quad (6.98)$$

$$v_{Rc}(k+2) = \frac{Ts}{R_3 C_3} (R_3 \cdot i_c(k+1) - v_{Rc}(k+1)) + v_{Rc}(k+1) \quad (6.99)$$

Si es representa en forma d'espai d'estats:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ v_{Ra} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_{L1}/L & -1/L_1 \\ 1/C_1 & -1/R_1 C_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ v_{Ra} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L_1 \\ 0 \end{bmatrix} v_{an} \quad (6.100)$$

$$v_{Ra} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ v_{Ra} \end{bmatrix} \quad (6.101)$$

### 6.1.5. Modelització del filtre LCL

En aquest apartat es plantegen els càlculs de la part de filtratge pel filtre LCL. Igual que als càlculs anteriors es plantegen connectats a una resistència de càrrega.

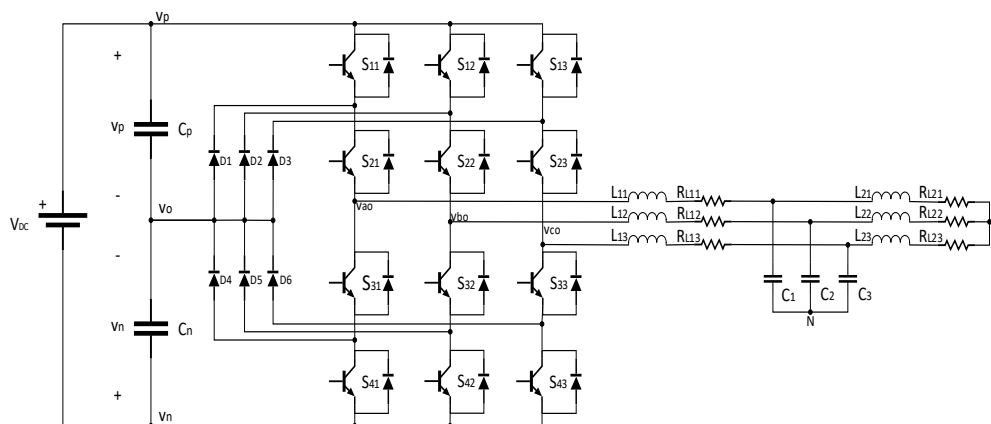


Fig. 6.8 Convertidor NPC trifàsic de tres nivells amb filtre LCL.

A la Fig. 6.9 es pot veure l'esquema de forma simplificada.

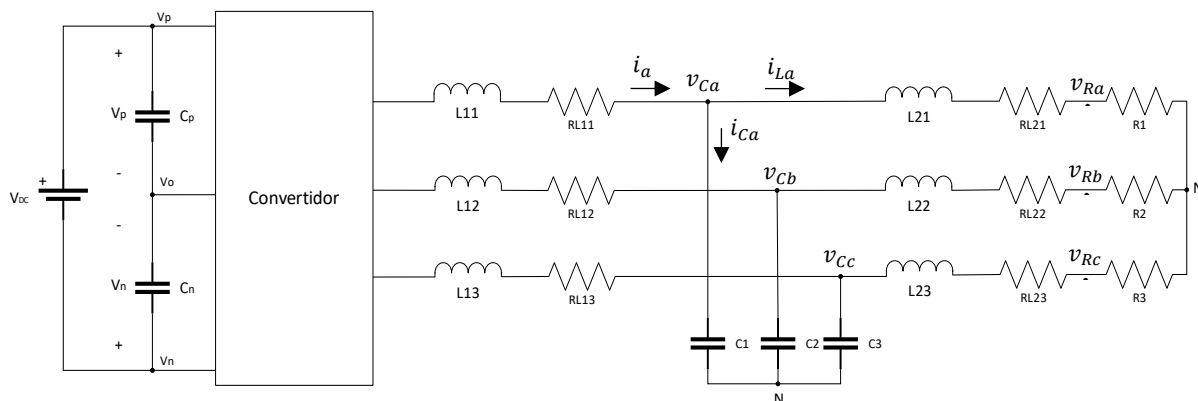


Fig. 6.9 Esquema simplificat del convertidor amb filtre LCL.

Aquest filtre es pot descompondre en dues parts, per una banda la part LC i per altre la L amb la càrrega. Com en els casos anteriors s'ha establert unes resistències provocades per les inductàncies del filtre. [12]

Per una banda la tensió de cada fase queda establerta com:

$$v_{ao} = R_{L11} \cdot i_a + L_{11} \cdot \frac{di_a}{dt} + v_{Ca} + v_{No} \quad (6.102)$$

$$v_{bo} = R_{L12} \cdot i_b + L_{12} \cdot \frac{di_b}{dt} + v_{Cb} + v_{No} \quad (6.103)$$

$$v_{co} = R_{L13} \cdot i_c + L_{13} \cdot \frac{di_c}{dt} + v_{Cc} + v_{No} \quad (6.104)$$

En canvi, cada un dels voltatges dels condensadors ve determinat per les tensions de les bobines i les resistències següents:

$$v_{Ca} = R_{L21} \cdot i_{La} + L_{21} \cdot \frac{di_{La}}{dt} + v_{Ra} + v_{No} \quad (6.105)$$

$$v_{Cb} = R_{L22} \cdot i_{Lb} + L_{22} \cdot \frac{di_{Lb}}{dt} + v_{Rb} + v_{No} \quad (6.106)$$

$$v_{Cc} = R_{L23} \cdot i_{Lc} + L_{23} \cdot \frac{di_{Lc}}{dt} + v_{Rc} + v_{No} \quad (6.107)$$

On  $v_{Ra}$ ,  $v_{Rb}$  i  $v_{Rc}$  depenen de:

$$v_{Ra} = R_1 \cdot i_{La} \quad (6.108)$$

$$v_{Rb} = R_2 \cdot i_{Lb} \quad (6.109)$$

$$v_{Rc} = R_3 \cdot i_{Lc} \quad (6.110)$$

Suposant que totes les resistències homòlogues a cada fase tenen el mateix valor i tenint en compte la suma total de les tensions de fase, s'obté que com els corrents no tenen escapatòria la seva suma total serà 0 A i, per tant, s'arriba a obtenir:

$$(v_{ao} + v_{bo} + v_{co}) = 3v_{No} \quad (6.111)$$

$$v_{No} = \frac{(v_{ao} + v_{bo} + v_{co})}{3} \quad (6.112)$$

Si s'extreuen totes tensions de fase:

$$v_{an} = R_{L11} \cdot i_a + L_{11} \cdot \frac{di_a}{dt} + v_{ca} \quad (6.113)$$

$$v_{bn} = R_{L12} \cdot i_b + L_{12} \cdot \frac{di_b}{dt} + v_{cb} \quad (6.114)$$

$$v_{cn} = R_{L13} \cdot i_c + L_{13} \cdot \frac{di_c}{dt} + v_{cc} \quad (6.115)$$

Si s'aïlla el diferencial de corrent de cada una de les equacions anteriors:

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{1}{L_{11}} (v_{an} - v_{ca}) - \frac{R_{L11}}{L_{11}} i_a \quad (6.116)$$

$$\frac{di_b}{dt} = \frac{1}{L_{12}} (v_{bn} - v_{cb}) - \frac{R_{L12}}{L_{12}} i_b \quad (6.117)$$

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{1}{L_{13}} (v_{cn} - v_{cc}) - \frac{R_{L13}}{L_{13}} i_c \quad (6.118)$$

Per tant, si s'integra:

$$i_a = \int_0^T \frac{1}{L_{11}} (v_{an} - v_{ca}) - \frac{R_{L11}}{L_{11}} i_a \quad (6.119)$$



$$i_b = \int_0^T \frac{1}{L_{12}} (v_{bn} - v_{cb}) - \frac{R_{L12}}{L_{12}} i_b \quad (6.120)$$

$$i_c = \int_0^T \frac{1}{L_{13}} (v_{cn} - v_{cc}) - \frac{R_{L13}}{L_{13}} i_c \quad (6.121)$$

Si a (6.113), (6.114) i (6.115) es realitza l'aproximació d'Euler es troben les equacions en diferències de les tensions de fase:

$$i_a(k+1) = \frac{Ts}{L_{11}} (v_{an}(k) - v_{ca}(k)) + i_a(k) \cdot \left(1 - \frac{R_{L11}Ts}{L_{11}}\right) \quad (6.122)$$

$$i_b(k+1) = \frac{Ts}{L_{12}} (v_{bn}(k) - v_{cb}(k)) + i_b(k) \cdot \left(1 - \frac{R_{L12}Ts}{L_{12}}\right) \quad (6.123)$$

$$i_c(k+1) = \frac{Ts}{L_{13}} (v_{cn}(k) - v_{cc}(k)) + i_b(k) \cdot \left(1 - \frac{R_{L13}Ts}{L_{13}}\right) \quad (6.124)$$

Si es fa a dos passos:

$$i_a(k+2) = \frac{Ts}{L_{11}} (v_{an}(k+1) - v_{ca}(k+1)) + i_a(k+1) \cdot \left(1 - \frac{R_{L11}Ts}{L_{11}}\right) \quad (6.125)$$

$$i_b(k+2) = \frac{Ts}{L_{12}} (v_{bn}(k+1) - v_{cb}(k+1)) + i_b(k+1) \cdot \left(1 - \frac{R_{L12}Ts}{L_{12}}\right) \quad (6.126)$$

$$i_c(k+2) = \frac{Ts}{L_{13}} (v_{cn}(k+1) - v_{cc}(k+1)) + i_b(k+1) \cdot \left(1 - \frac{R_{L13}Ts}{L_{13}}\right) \quad (6.127)$$

Seguidament, partint de (6.105), (6.106) i (6.107) es passa a aïllar el diferencial de corrent d' $i_L$ .

$$\frac{di_{La}}{dt} = \frac{1}{L_{21}} (v_{ca} - v_{Ra}) - \frac{R_{L21}}{L_{21}} i_{La} \quad (6.128)$$

$$\frac{di_{Lb}}{dt} = \frac{1}{L_{22}} (v_{cb} - v_{Rb}) - \frac{R_{L22}}{L_{22}} i_{Lb} \quad (6.129)$$

$$\frac{di_{Lc}}{dt} = \frac{1}{L_{23}} (v_{cc} - v_{Rc}) - \frac{R_{L23}}{L_{23}} i_{Lc} \quad (6.130)$$

Si s'integren aquestes últimes:

$$i_{La} = \int_0^T \frac{1}{L_{21}} (v_{ca} - v_{Ra}) - \frac{R_{L21}}{L_{21}} i_{La} \quad (6.131)$$

$$i_{Lb} = \int_0^T \frac{1}{L_{22}} (v_{Cb} - v_{Rb}) - \frac{R_{L22}}{L_{22}} i_{Lb} \quad (6.132)$$

$$i_{Lc} = \int_0^T \frac{1}{L_{23}} (v_{Cc} - v_{Rc}) - \frac{R_{L23}}{L_{23}} i_{Lc} \quad (6.133)$$

De les mateixes equacions de les quals s'ha partit es poden trobar les equacions en diferències:

$$i_{La}(k+1) = \frac{Ts}{L_{21}} (v_{Ca}(k) - v_{Ra}(k)) + i_a(k) \cdot \left(1 - \frac{R_{L21}Ts}{L_{21}}\right) \quad (6.134)$$

$$i_{Lb}(k+1) = \frac{Ts}{L_{22}} (v_{Cb}(k) - v_{Rb}(k)) + i_b(k) \cdot \left(1 - \frac{R_{L22}Ts}{L_{22}}\right) \quad (6.135)$$

$$i_{Lc}(k+1) = \frac{Ts}{L_{23}} (v_{Ca}(k) - v_{Ra}(k)) + i_c(k) \cdot \left(1 - \frac{R_{L23}Ts}{L_{23}}\right) \quad (6.136)$$

Les mateixes equacions a dos passos:

$$i_{La}(k+2) = \frac{Ts}{L_{21}} (v_{Ca}(k+1) - v_{Ra}(k+1)) + i_a(k+1) \cdot \left(1 - \frac{R_{L21}Ts}{L_{21}}\right) \quad (6.137)$$

$$i_{Lb}(k+2) = \frac{Ts}{L_{22}} (v_{Cb}(k+1) - v_{Rb}(k+1)) + i_b(k+1) \cdot \left(1 - \frac{R_{L22}Ts}{L_{22}}\right) \quad (6.138)$$

$$i_{Lc}(k+2) = \frac{Ts}{L_{23}} (v_{Ca}(k+1) - v_{Ra}(k+1)) + i_c(k+1) \cdot \left(1 - \frac{R_{L23}Ts}{L_{23}}\right) \quad (6.139)$$

Finalment, si s'aplica la segona llei de Kirchhoff als corrents:

$$i_a = i_{Ca} + i_{La} \quad (6.140)$$

$$i_b = i_{Cb} + i_{Lb} \quad (6.141)$$

$$i_b = i_{Cc} + i_{Lc} \quad (6.142)$$

I sabent que en un condensador si s'aplica la llei d'Ohm:

$$i_{Ca} = C \cdot \frac{dv_{Ca}}{dt} \quad (6.143)$$

$$i_{Cb} = C \cdot \frac{dv_{Cb}}{dt} \quad (6.144)$$

$$i_{Cc} = C \cdot \frac{dv_{Cc}}{dt} \quad (6.145)$$

Finalment, es pot obtenir:

$$i_a = C \cdot \frac{dv_{Ca}}{dt} + i_{La} \quad (6.146)$$

$$i_b = C \cdot \frac{dv_{Cb}}{dt} + i_{Lb} \quad (6.147)$$

$$i_c = C \cdot \frac{dv_{Cc}}{dt} + i_{Lc} \quad (6.148)$$

Per tant aïllant de les equacions anteriors el diferencial de la tensió del condensador:

$$\frac{dv_{Ca}}{dt} = \frac{1}{C_1} (i_a - i_{La}) \quad (6.149)$$

$$\frac{dv_{Cb}}{dt} = \frac{1}{C_2} (i_b - i_{Lb}) \quad (6.150)$$

$$\frac{dv_{Cc}}{dt} = \frac{1}{C_3} (i_c - i_{Lc}) \quad (6.151)$$

En integrar s'obté:

$$v_{Ca} = \int_0^T \frac{1}{C_1} (i_a - i_{La}) \quad (6.152)$$

$$v_{Cb} = \int_0^T \frac{1}{C_2} (i_b - i_{Lb}) \quad (6.153)$$

$$v_{Cc} = \int_0^T \frac{1}{C_3} (i_c - i_{Lc}) \quad (6.154)$$

La tensió dels condensadors en diferències és:

$$v_{Ca}(k+1) = \frac{TS}{C_1} (i_a(k) - i_{La}(k)) - v_{Ca}(k) \quad (6.155)$$

$$v_{Cb}(k+1) = \frac{TS}{C_2} (i_b(k) - i_{Lb}(k)) - v_{Cb}(k) \quad (6.156)$$

$$v_{Cc}(k+1) = \frac{TS}{C_3} (i_c(k) - i_{Lc}(k)) - v_{Cc}(k) \quad (6.157)$$

A dos passos:

$$v_{Ca}(k+2) = \frac{TS}{C_1} (i_a(k+1) - i_{La}(k+1)) - v_{Ca}(k+1) \quad (6.158)$$

$$v_{cb}(k+2) = \frac{TS}{C_2} (i_b(k+1) - i_{Lb}(k+1)) - v_{cb}(k+1) \quad (6.159)$$

$$v_{cc}(k+2) = \frac{TS}{C_3} (i_c(k+1) - i_{Lc}(k+1)) - v_{cc}(k+1) \quad (6.160)$$

En representar com a equacions d'espais d'estats:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ v_c \\ i_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{L11}}{L_{11}} & -\frac{1}{L_{11}} & 0 \\ \frac{1}{C} & 0 & -\frac{1}{C} \\ 0 & \frac{1}{L_{21}} & -\frac{R_{L21} + R_{11}}{L_{21}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ v_c \\ i_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L_{11} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -1/L_{21} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{Ra} \end{bmatrix} \quad (6.161)$$

$$i_a = [1 \quad 0 \quad 0] \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ v_c \\ i_L \end{bmatrix} \quad (6.162)$$

## 6.2. Modelització del filtre amb connexió a xarxa

Una vegada es connecta la xarxa a la sortida del convertidor i posterior al filtre, el càlcul realitzat sobre el model de bus de contínua o el model de commutació no es veu afectat. És només en la modelització del filtre on el fet de tenir una càrrega resistiva o la xarxa pot afectar en el càlcul. És per tant, que en aquest apartat es torna a realitzar la modelització dels filtres tenint en compte la substitució de la resistència de càrrega per una font alterna corresponent a la xarxa.

Cal tenir en compte que la variant corresponent a una resistència de càrrega no es sol utilitzar en aplicacions a la vida real. La idea de partir de la variant amb una resistència de càrrega no és més que la de poder estudiar analíticament, des d'un model més bàsic, les equacions del sistema.

La selecció d'un filtre és un aspecte important a l'hora de fer el disseny, ja que afecta de manera important en l'entorn dinàmic global i de la qualitat de l'energia cedida a la xarxa. La idea del filtratge és aconseguir una atenuació adequada a una freqüència determinada a un preu raonable.

### 6.2.1. Modelització del filtre L amb el convertidor connectat a xarxa

Per a realitzar la modelització del filtre L connectat a xarxa s’ha partit d’un model que estava connectat a una resistència de càrrega. Com s’ha explicat, el filtre té com a objectiu el d’atenuar el senyal que s’injectarà a la xarxa condicionant-la, segons aplicacions de la vida real, seguint estàndards que normalment vénen de l’IEEE. L’estandardització actual prové de l’estàndard IEEE-519-2014. Encara que no és la única institució que estandarditza, aquesta no té efectes si les institucions no adopten aquest estàndard a la seva legislació. En canvi, altres institucions com el Comitè Electrotècnic Internacional (CEI) o el Comitè Europeu de Normalització

A la Fig. 6.10 s’observa l’esquema simplificat amb la xarxa connectada a continuació del filtre. Cal destacar que en aquest apartat no es considera la inductància paràsita que podria provocar la xarxa en el circuit, sent aquest un aspecte a evitar.

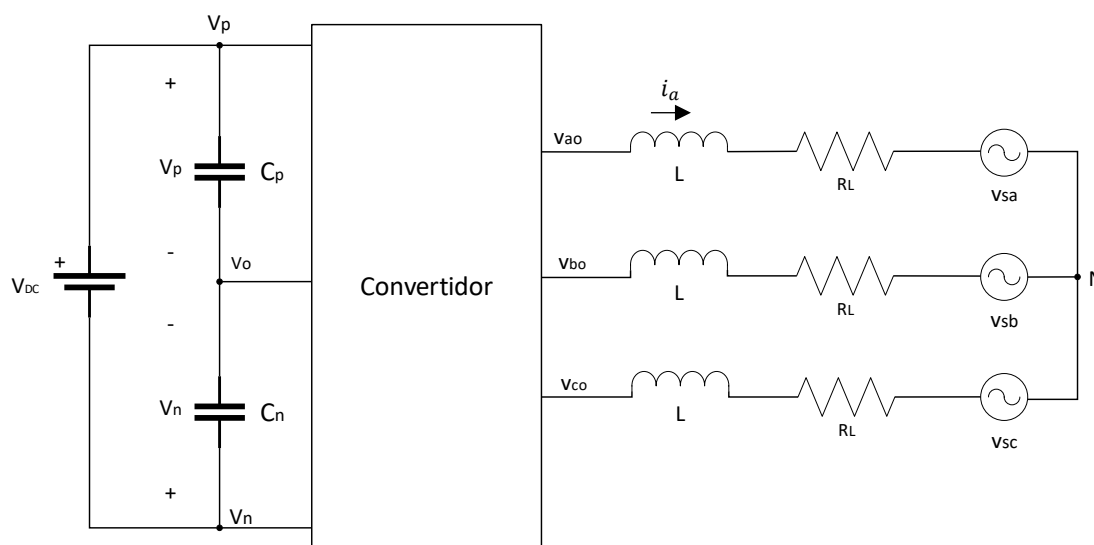


Fig. 6.10 Esquema simplificat del convertidor amb filtre L i connectat a xarxa.

Considerant l’esquema de la Fig. 6.10 i que totes les inductàncies i resistències tenen el mateix valor, es pot deduir que:

$$v_{ao} = R_L \cdot i_a + L \cdot \frac{di_a}{dt} + v_{sa} + v_{No} \tag{6.163}$$

$$v_{bo} = R_L \cdot i_b + L \cdot \frac{di_b}{dt} + v_{sb} + v_{No} \tag{6.164}$$

$$v_{co} = R_L \cdot i_c + L \cdot \frac{di_c}{dt} + v_{sc} + v_{No} \quad (6.165)$$

Si es sumen les tres equacions anteriors, es pot arribar a conèixer la tensió  $v_{no}$ :

$$(v_{ao} + v_{bo} + v_{co}) = R \cdot (i_a + i_b + i_c) + L \left( \frac{di_a}{dt} + \frac{di_b}{dt} + \frac{di_c}{dt} \right) + (v_{sa} + v_{sb} + v_{sc}) + 3v_{No} \quad (6.166)$$

Com que els corrents no tenen escapatòria, ja que s'uneixen al neutre, la suma de corrents és nul·la. Per tant:

$$(v_{ao} + v_{bo} + v_{co}) = (v_{sa} + v_{sb} + v_{sc}) + 3v_{No} \quad (6.167)$$

$$v_{No} = \frac{(v_{ao} + v_{bo} + v_{co}) - (v_{sa} + v_{sb} + v_{sc})}{3} \quad (6.168)$$

A més, al càlcul de la tensió de fase s'obté:

$$v_{an} = R_L \cdot i_a + L \cdot \frac{di_a}{dt} + v_{sa} \quad (6.169)$$

$$v_{bn} = R_L \cdot i_b + L \cdot \frac{di_b}{dt} + v_{sb} \quad (6.170)$$

$$v_{cn} = R_L \cdot i_c + L \cdot \frac{di_c}{dt} + v_{sc} \quad (6.171)$$

Les equacions (6.169), (6.170) i (6.171) es poden desenvolupar de manera que:

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{1}{L} (v_{an} - v_{sa}) - \frac{R_L}{L} i_a \quad (6.172)$$

$$\frac{di_b}{dt} = \frac{1}{L} (v_{bn} - v_{sb}) - \frac{R_L}{L} i_b \quad (6.173)$$

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{1}{L} (v_{cn} - v_{sc}) - \frac{R_L}{L} i_c \quad (6.174)$$

Per tant:

$$i_a = \int_0^T \frac{1}{L} (v_{an} - v_{sa}) - \frac{R_L}{L} i_a \quad (6.175)$$

$$i_b = \int_0^T \frac{1}{L} (v_{bn} - v_{sb}) - \frac{R_L}{L} i_b \quad (6.176)$$

$$i_c = \int_0^T \frac{1}{L} (v_{cn} - v_{sc}) - \frac{R_L}{L} i_c \quad (6.177)$$

Si es realitza l'aproximació d'Euler a les equacions (6.169), (6.170) i (6.171) per trobar les equacions en diferències:

$$v_{an}(k) = R_L \cdot i_a(k) + L \cdot \frac{i_a(k+1) - i_a(k)}{T_S} + v_{sa}(k) \quad (6.178)$$

$$v_{bn}(k) = R_L \cdot i_b(k) + L \cdot \frac{i_b(k+1) - i_b(k)}{T_S} + v_{sb}(k) \quad (6.179)$$

$$v_{cn}(k) = R_L \cdot i_c(k) + L \cdot \frac{i_c(k+1) - i_c(k)}{T_S} + v_{sc}(k) \quad (6.180)$$

Finalment s'obté:

$$i_a(k+1) = \frac{T_S}{L} (v_{an}(k) - v_{sa}(k)) - \frac{R_L T_S}{L} \cdot i_a(k) \quad (6.181)$$

$$i_b(k+1) = \frac{T_S}{L} (v_{bn}(k) - v_{sb}(k)) - \frac{R_L T_S}{L} \cdot i_b(k) \quad (6.182)$$

$$i_c(k+1) = \frac{T_S}{L} (v_{cn}(k) - v_{sc}(k)) - \frac{R_L T_S}{L} \cdot i_c(k) \quad (6.183)$$

Com que la predicció es fa a dos passos:

$$i_a(k+2) = \frac{T_S}{L} (v_{an}(k+1) - v_{sa}(k+1)) - \frac{R_L T_S}{L} \cdot i_a(k+1) \quad (6.184)$$

$$i_b(k+2) = \frac{T_S}{L} (v_{bn}(k+1) - v_{sb}(k+1)) - \frac{R_L T_S}{L} \cdot i_b(k+1) \quad (6.185)$$

$$i_c(k+2) = \frac{T_S}{L} (v_{cn}(k+1) - v_{sc}(k+1)) - \frac{R_L T_S}{L} \cdot i_c(k+1) \quad (6.186)$$

Per obtenir un corrent sinusoidal en un convertidor amb filtre L ha de tenir una freqüència de commutació molt més elevada que utilitzant un filtre LCL, cosa que fa que hi augmentin les pèrdues de commutació en aquesta variant i no sigui tan desitjable.

### 6.2.2. Modelització del filtre LC amb el convertidor connectat a xarxa

Com a pas entremig per arribar a modelitzar un circuit LCL es va passar a un LC. S'ha fet la modelització amb resistència de càrrega la qual permet regular la tensió que es subministra

a la resistència. En canvi, en aquest cas no té sentit afegir-ne la xarxa, ja que la xarxa és modelada com una font sinusoidal que marcarà quina serà la tensió dels condensadors. Per tant, aquesta variant com a LC amb connexió a xarxa seria igual a la variant L amb connexió a xarxa.

Cal destacar que en aplicacions reals sí que tindria sentit realitzar la variant LC amb connexió a xarxa perquè la xarxa real no és mai una font sinusoidal perfecta, ja que la mateixa xarxa tindria una petita inductància. Per tant, en un sistema real sí es podria modelitzar el LC connectat a xarxa, ja que equivaldria a un LCL sent l'última inductància la provocada per la xarxa.

Com s'ha explicat doncs, no té sentit realitzar un control per tensió ni per corrent en un sistema que la seva sortida ve determinada per la xarxa elèctrica. És per tant, que l'únic sentit com a control seria un control per tensió a la sortida per a controlar la tensió que s'aplica a la resistència.

### 6.2.3. Modelització del filtre LCL amb el convertidor connectat a xarxa

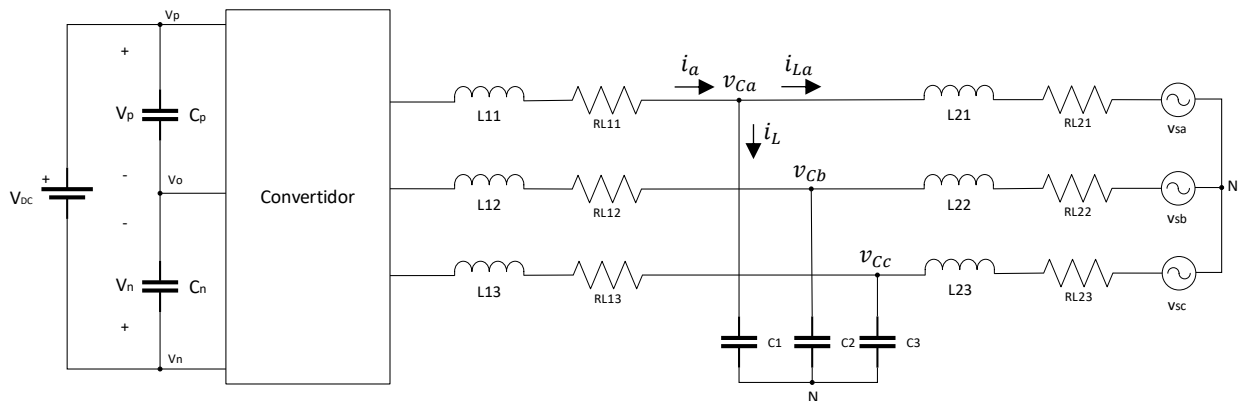


Fig. 6.11 Esquema simplificat del convertidor amb filtre LCL connectat a xarxa.

Per una banda la tensió de cada fase queda establerta com:

$$v_{ao} = R_{L11} \cdot i_a + L_{11} \cdot \frac{di_a}{dt} + v_{Ca} + v_{No} \quad (6.187)$$

$$v_{bo} = R_{L12} \cdot i_b + L_{12} \cdot \frac{di_b}{dt} + v_{Cb} + v_{No} \quad (6.188)$$



$$v_{co} = R_{L13} \cdot i_c + L_{13} \cdot \frac{di_c}{dt} + v_{Cc} + v_{No} \quad (6.189)$$

En canvi, cada un dels voltatges dels condensadors ve determinat per les tensions de les bobines i les resistències següents:

$$v_{Ca} = R_{L21} \cdot i_{La} + L_{21} \cdot \frac{di_{La}}{dt} + v_{sa} + v_{No} \quad (6.190)$$

$$v_{Cb} = R_{L22} \cdot i_{Lb} + L_{22} \cdot \frac{di_{Lb}}{dt} + v_{sb} + v_{No} \quad (6.191)$$

$$v_{Cc} = R_{L23} \cdot i_{Lc} + L_{23} \cdot \frac{di_{Lc}}{dt} + v_{sc} + v_{No} \quad (6.192)$$

Suposant que totes les resistències homòlogues a cada fase tenen el mateix valor i tenint en compte la suma total de les tensions de fase, s'obté que com els corrents no tenen escapatòria la seva suma total serà 0 A i, per tant, s'arriba a obtenir:

$$(v_{ao} + v_{bo} + v_{co}) = (v_{sa} + v_{sb} + v_{sc}) + 3v_{No} \quad (6.193)$$

$$v_{No} = \frac{(v_{ao} + v_{bo} + v_{co}) - (v_{sa} + v_{sb} + v_{sc})}{3} \quad (6.194)$$

Si s'extreuen totes tensions de fase:

$$v_{an} = R_{L11} \cdot i_a + L_{11} \cdot \frac{di_a}{dt} + v_{Ca} \quad (6.195)$$

$$v_{bn} = R_{L12} \cdot i_b + L_{12} \cdot \frac{di_b}{dt} + v_{Cb} \quad (6.196)$$

$$v_{cn} = R_{L13} \cdot i_c + L_{13} \cdot \frac{di_c}{dt} + v_{Cc} \quad (6.197)$$

Si s'aïlla el diferencial de corrent de cada una de les equacions anteriors:

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{1}{L_{11}} (v_{an} - v_{Ca}) - \frac{R_{L11}}{L_{11}} i_a \quad (6.198)$$

$$\frac{di_b}{dt} = \frac{1}{L_{12}} (v_{bn} - v_{Cb}) - \frac{R_{L12}}{L_{12}} i_b \quad (6.199)$$

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{1}{L_{13}} (v_{cn} - v_{Cc}) - \frac{R_{L13}}{L_{13}} i_c \quad (6.200)$$

Per tant, si s'integra:

$$i_a = \int_0^T \frac{1}{L_{11}} (v_{an} - v_{ca}) - \frac{R_{L11}}{L_{11}} i_a \quad (6.201)$$

$$i_b = \int_0^T \frac{1}{L_{12}} (v_{bn} - v_{cb}) - \frac{R_{L12}}{L_{12}} i_b \quad (6.202)$$

$$i_c = \int_0^T \frac{1}{L_{13}} (v_{cn} - v_{cc}) - \frac{R_{L13}}{L_{13}} i_c \quad (6.203)$$

Si a (6.195), (6.196) i (6.197) es realitza l'aproximació d'Euler es troben les equacions en diferències de les tensions de fase:

$$i_a(k+1) = \frac{TS}{L_{11}} (v_{an}(k) - v_{ca}(k)) + i_a(k) \cdot \left(1 - \frac{R_{L11}TS}{L_{11}}\right) \quad (6.204)$$

$$i_b(k+1) = \frac{TS}{L_{12}} (v_{bn}(k) - v_{cb}(k)) + i_b(k) \cdot \left(1 - \frac{R_{L12}TS}{L_{12}}\right) \quad (6.205)$$

$$i_c(k+1) = \frac{TS}{L_{13}} (v_{bn}(k) - v_{cb}(k)) + i_b(k) \cdot \left(1 - \frac{R_{L13}TS}{L_{13}}\right) \quad (6.206)$$

Si es fa a dos passos:

$$i_a(k+2) = \frac{TS}{L_{11}} (v_{an}(k+1) - v_{ca}(k+1)) + i_a(k+1) \cdot \left(1 - \frac{R_{L11}TS}{L_{11}}\right) \quad (6.207)$$

$$i_b(k+2) = \frac{TS}{L_{12}} (v_{bn}(k+1) - v_{cb}(k+1)) + i_b(k+1) \cdot \left(1 - \frac{R_{L12}TS}{L_{12}}\right) \quad (6.208)$$

$$i_c(k+2) = \frac{TS}{L_{13}} (v_{bn}(k+1) - v_{cb}(k+1)) + i_b(k+1) \cdot \left(1 - \frac{R_{L13}TS}{L_{13}}\right) \quad (6.209)$$

Seguidament, partint de (6.190), (6.191) i (6.192) es passa a aïllar el diferencial de corrent d' $i_L$ .

$$\frac{di_{La}}{dt} = \frac{1}{L_{21}} (v_{ca} - v_{sa}) - \frac{R_{L21}}{L_{21}} i_{La} \quad (6.210)$$

$$\frac{di_{Lb}}{dt} = \frac{1}{L_{22}} (v_{cb} - v_{sb}) - \frac{R_{L22}}{L_{22}} i_{Lb} \quad (6.211)$$

$$\frac{di_{Lc}}{dt} = \frac{1}{L_{23}} (v_{cc} - v_{sc}) - \frac{R_{L23}}{L_{23}} i_{Lc} \quad (6.212)$$

Si s'integren aquestes últimes:

$$i_{La} = \int_0^T \frac{1}{L_{21}} (v_{Ca} - v_{sa}) - \frac{R_{L21}}{L_{21}} i_{La} \quad (6.213)$$

$$i_{Lb} = \int_0^T \frac{1}{L_{22}} (v_{Cb} - v_{sb}) - \frac{R_{L22}}{L_{22}} i_{Lb} \quad (6.214)$$

$$i_{Lc} = \int_0^T \frac{1}{L_{23}} (v_{Cc} - v_{sc}) - \frac{R_{L23}}{L_{23}} i_{Lc} \quad (6.215)$$

De les mateixes equacions de les quals s'ha partit es poden trobar les equacions en diferències:

$$i_{La}(k+1) = \frac{TS}{L_{21}} (v_{Ca}(k) - v_{sa}(k)) + i_a(k) \cdot \left(1 - \frac{R_{L21}TS}{L_{21}}\right) \quad (6.216)$$

$$i_{Lb}(k+1) = \frac{TS}{L_{22}} (v_{Cb}(k) - v_{sb}(k)) + i_b(k) \cdot \left(1 - \frac{R_{L22}TS}{L_{22}}\right) \quad (6.217)$$

$$i_{Lc}(k+1) = \frac{TS}{L_{23}} (v_{Cc}(k) - v_{sc}(k)) + i_c(k) \cdot \left(1 - \frac{R_{L23}TS}{L_{23}}\right) \quad (6.218)$$

Les mateixes equacions a dos passos:

$$i_{La}(k+2) = \frac{TS}{L_{21}} (v_{Ca}(k+1) - v_{sa}(k+1)) + i_a(k+1) \cdot \left(1 - \frac{R_{L21}TS}{L_{21}}\right) \quad (6.219)$$

$$i_{Lb}(k+2) = \frac{TS}{L_{22}} (v_{Cb}(k+1) - v_{sb}(k+1)) + i_b(k+1) \cdot \left(1 - \frac{R_{L22}TS}{L_{22}}\right) \quad (6.220)$$

$$i_{Lc}(k+2) = \frac{TS}{L_{23}} (v_{Cc}(k+1) - v_{sc}(k+1)) + i_c(k+1) \cdot \left(1 - \frac{R_{L23}TS}{L_{23}}\right) \quad (6.221)$$

Finalment, si s'aplica la segona llei de Kirchhoff als corrents:

$$ia = i_{Ca} + i_{La} \quad (6.222)$$

$$ib = i_{Cb} + i_{Lb} \quad (6.223)$$

$$ib = i_{Cc} + i_{Lc} \quad (6.224)$$

I sabent que en un condensador si s'aplica la llei d'Ohm:

$$i_{Ca} = C \cdot \frac{dv_{Ca}}{dt} \quad (6.225)$$

$$i_{Cb} = C \cdot \frac{dv_{Cb}}{dt} \quad (6.226)$$

$$i_{Cc} = C \cdot \frac{dv_{Cc}}{dt} \quad (6.227)$$

Finalment, es pot obtenir:

$$i_a = C \cdot \frac{dv_{Ca}}{dt} + i_{La} \quad (6.228)$$

$$i_b = C \cdot \frac{dv_{Cb}}{dt} + i_{Lb} \quad (6.229)$$

$$i_c = C \cdot \frac{dv_{Cc}}{dt} + i_{Lc} \quad (6.230)$$

Per tant aïllant de les equacions anteriors el diferencial de la tensió del condensador:

$$\frac{dv_{Ca}}{dt} = \frac{1}{C_1} (i_a - i_{La}) \quad (6.231)$$

$$\frac{dv_{Cb}}{dt} = \frac{1}{C_2} (i_b - i_{Lb}) \quad (6.232)$$

$$\frac{dv_{Cc}}{dt} = \frac{1}{C_3} (i_c - i_{Lc}) \quad (6.233)$$

A l'integrar s'obté:

$$v_{Ca} = \int_0^T \frac{1}{C_1} (i_a - i_{La}) \quad (6.234)$$

$$v_{Cb} = \int_0^T \frac{1}{C_2} (i_b - i_{Lb}) \quad (6.235)$$

$$v_{Cc} = \int_0^T \frac{1}{C_3} (i_c - i_{Lc}) \quad (6.236)$$

La tensió dels condensadors en diferències es:

$$v_{Ca}(k+1) = \frac{T_S}{C_1} (i_a(k) - i_{La}(k)) - v_{Ca}(k) \quad (6.237)$$

$$v_{Cb}(k+1) = \frac{T_S}{C_2} (i_b(k) - i_{Lb}(k)) - v_{Cb}(k) \quad (6.238)$$

$$v_{Cc}(k+1) = \frac{TS}{C_3}(i_c(k) - i_{Lc}(k)) - v_{Cc}(k) \quad (6.239)$$

A dos passos:

$$v_{Ca}(k+2) = \frac{TS}{C_1}(i_a(k+1) - i_{La}(k+1)) - v_{Ca}(k+1) \quad (6.240)$$

$$v_{Cb}(k+2) = \frac{TS}{C_2}(i_b(k+1) - i_{Lb}(k+1)) - v_{Cb}(k+1) \quad (6.241)$$

$$v_{Cc}(k+2) = \frac{TS}{C_3}(i_c(k+1) - i_{Lc}(k+1)) - v_{Cc}(k+1) \quad (6.242)$$

En representar com a equacions d'espais d'estats:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ v_C \\ i_L \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -R_{L11}/L_{11} & 1/L_{11} & 0 \\ 1/C & 0 & -1/C \\ 0 & 1/L_{21} & -R_{L21}/L_{21} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ v_C \\ i_L \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} 1/L_{11} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -1/L_{21} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{sa} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (6.243)$$

$$i_L = [0 \quad 0 \quad 1] \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ v_C \\ i_L \end{bmatrix} \quad (6.244)$$

Aquesta última variant de filtre té l'avantatge d'obtenir una actuació superior que els filtres L i LC. Pot realitzar grans atenuacions dels harmònics provocats per la freqüència de commutació quan aquesta freqüència es redueix per sota dels 2,5 kHz. A més, pel mateix valor d'inductància té un cost inferior al del filtre L pel fet que s'incrementaria el nombre de components però amb menor mida, a més el preu d'un condensador és baix comparat amb una inductància. També es permet reduir la mida del filtre LCL si la freqüència de commutació es dobla, reduint el cost del filtre. Aquesta variant, per tant, millora la qualitat de l'energia cedida a la xarxa a causa de la bona reducció dels harmònics, però té l'inconvenient d'introduir altres aspectes com les oscil·lacions produïdes entre inductàncies i capacitàncies.[13]

### 6.2.4. Modelització del filtre LCL amb mètode d'atenuació passiva

Com es veurà a la part de simulacions, l'efecte de la xarxa al filtre LCL incitarà a la ressonància entre capacitàncies i inductàncies creant la necessitat d'implementar algun mètode d'atenuació de tal fenomen.

Entre diversos mètodes utilitzats per mitigar els efectes dels arrissats destaca el d'afegir una resistència en sèrie amb el condensador del filtre, provocant un efecte positiu en el filtratge. A la Fig. 6.12 s'observa un esquema simplificat amb el filtre LCL i connectat a xarxa tenint en compte la resistència en sèrie amb el condensador.

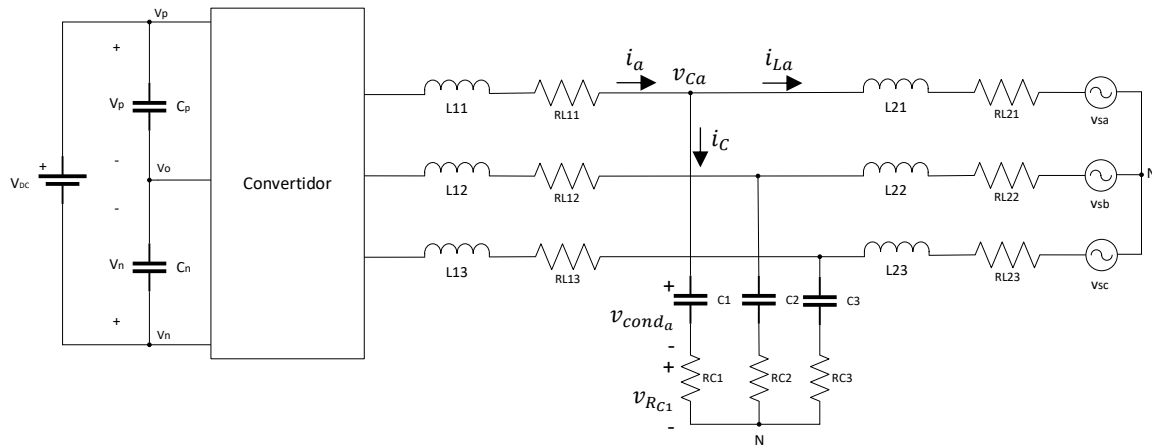


Fig. 6.12 Esquema simplificat del convertidor amb filtre LCL amb resistència en sèrie i xarxa.

Partint del fet que en tenir el condensador en sèrie amb la resistència provocarà un corrent d' $v_C$ :

$$v_{Cx} = v_{cond_x} + v_{RCx} = v_{cond_x} + R_{Cx} \cdot i_{Cx} \quad (6.245)$$

I sabent que si s'aplica la llei d'Ohm:

$$i_C = C \cdot \frac{dv_{cond}}{dt} \quad (6.246)$$

Llavors,

$$v_{Ca} = v_{cond_a} + v_{Ra} = v_{cond_a} + R_{C1} \cdot C_1 \cdot \frac{dv_{cond_a}}{dt} \quad (6.247)$$

$$v_{Cb} = v_{cond_b} + v_{R_b} = v_{cond_b} + R_{C2} \cdot C_2 \cdot \frac{dv_{cond_b}}{dt} \quad (6.248)$$

$$v_{Cc} = v_{cond_c} + v_{R_c} = v_{cond_c} + R_{C3} \cdot C_3 \cdot \frac{dv_{cond_c}}{dt} \quad (6.249)$$

Si s'aplica la primera llei de Kirchhoff al nus on connecta el condensador i es substitueix per (6.246):

$$i_a = i_{Ca} + i_{La} = C_1 \cdot \frac{dv_{cond_a}}{dt} + i_{La} \quad (6.250)$$

$$i_b = i_{Cb} + i_{Lb} = C_2 \cdot \frac{dv_{cond_b}}{dt} + i_{Lb} \quad (6.251)$$

$$i_c = i_{Cc} + i_{Lc} = C_3 \cdot \frac{dv_{cond_c}}{dt} + i_{Lc} \quad (6.252)$$

La variable  $v_{cond}$  no és més que la tensió del condensador (no del condensador i resistència).

Si es deixa en funció del diferencial d' $v_{cond}$ :

$$\frac{dv_{cond_a}}{dt} = \frac{1}{C_1} (i_a - i_{La}) \quad (6.253)$$

$$\frac{dv_{cond_b}}{dt} = \frac{1}{C_2} (i_b - i_{Lb}) \quad (6.254)$$

$$\frac{dv_{cond_c}}{dt} = \frac{1}{C_3} (i_c - i_{Lc}) \quad (6.255)$$

En integrar s'obté:

$$v_{cond_a} = \int_0^T \frac{1}{C_1} (i_a - i_{La}) \quad (6.256)$$

$$v_{cond_b} = \int_0^T \frac{1}{C_2} (i_b - i_{Lb}) \quad (6.257)$$

$$v_{cond_c} = \int_0^T \frac{1}{C_3} (i_c - i_{Lc}) \quad (6.258)$$

La tensió dels condensadors en diferències és:

$$v_{cond_a}(k+1) = \frac{T_S}{C_1} (i_a(k) - i_{La}(k)) - v_{Ca}(k) \quad (6.259)$$

$$v_{cond_b}(k+1) = \frac{T_S}{C_2} (i_b(k) - i_{Lb}(k)) - v_{Cb}(k) \quad (6.260)$$

$$v_{cond_c}(k+1) = \frac{TS}{C_3} (i_c(k) - i_{Lc}(k)) - v_{Cc}(k) \quad (6.261)$$

Si es substitueix (6.253), (6.254) i (6.255) a (6.247), (6.248) i (6.249):

$$v_{Ca} = v_{cond_a} + R_{C1} \cdot C_1 \cdot \frac{1}{C_1} (i_a - i_{La}) = v_{cond_a} + R_{C1} \cdot (i_a - i_{La}) \quad (6.262)$$

$$v_{Cb} = v_{cond_b} + R_{C2} \cdot C_2 \cdot \frac{1}{C_2} (i_b - i_{Lb}) = v_{cond_b} + R_{C2} \cdot (i_b - i_{Lb}) \quad (6.263)$$

$$v_{Cc} = v_{cond_c} + R_{C3} \cdot C_3 \cdot \frac{1}{C_3} (i_c - i_{Lc}) = v_{cond_c} + R_{C3} \cdot (i_c - i_{Lc}) \quad (6.264)$$

Altre manera de calcular  $v_{Ca}$ ,  $v_{Cb}$  i  $v_{Cc}$  és:

$$v_{Ca} = R_{L21} \cdot i_{La} + L_{21} \cdot \frac{di_{La}}{dt} + v_{sa} \quad (6.265)$$

$$v_{Cb} = R_{L22} \cdot i_{Lb} + L_{22} \cdot \frac{di_{Lb}}{dt} + v_{sb} \quad (6.266)$$

$$v_{Cc} = R_{L23} \cdot i_{Lc} + L_{23} \cdot \frac{di_{Lc}}{dt} + v_{sc} \quad (6.267)$$

Per tant, si s'igualen:

$$v_{Ca} = v_{cond_a} + R_{C1} \cdot (i_a - i_{La}) = R_{L21} \cdot i_{La} + L_{21} \cdot \frac{di_{La}}{dt} + v_{sa} \quad (6.268)$$

$$v_{Cb} = v_{cond_b} + R_{C2} \cdot (i_b - i_{Lb}) = R_{L22} \cdot i_{Lb} + L_{22} \cdot \frac{di_{Lb}}{dt} + v_{sb} \quad (6.269)$$

$$v_{Cc} = v_{cond_c} + R_{C3} \cdot (i_c - i_{Lc}) = R_{L23} \cdot i_{Lc} + L_{23} \cdot \frac{di_{Lc}}{dt} + v_{sc} \quad (6.270)$$

Si es segueix desenvolupant es pot arribar a concloure:

$$\frac{di_{La}}{dt} = \frac{1}{L_{21}} (v_{cond_a} - v_{sa}) - \frac{R_{L21}}{L_{21}} i_{La} + \frac{R_{C1}}{L_{21}} (i_a - i_{La}) \quad (6.271)$$

$$\frac{di_{Lb}}{dt} = \frac{1}{L_{22}} (v_{cond_b} - v_{sb}) - \frac{R_{L22}}{L_{22}} i_{Lb} + \frac{R_{C2}}{L_{22}} (i_b - i_{Lb}) \quad (6.272)$$

$$\frac{di_{Lc}}{dt} = \frac{1}{L_{23}} (v_{cond_c} - v_{sc}) - \frac{R_{L23}}{L_{23}} i_{Lc} + \frac{R_{C3}}{L_{23}} (i_c - i_{Lc}) \quad (6.273)$$



Si s'integra:

$$i_{La} = \int_0^T \frac{1}{L_{21}} (v_{cond_a} - v_{sa}) - \frac{R_{L21}}{L_2} i_{La} + \frac{R_{C1}}{L_{21}} (i_a - i_{La}) \quad (6.274)$$

$$i_{Lb} = \int_0^T \frac{1}{L_{22}} (v_{cond_b} - v_{sb}) - \frac{R_{L22}}{L_2} i_{Lb} + \frac{R_{C2}}{L_{22}} (i_b - i_{Lb}) \quad (6.275)$$

$$i_{Lc} = \int_0^T \frac{1}{L_{23}} (v_{cond_b} - v_{sc}) - \frac{R_{L23}}{L_2} i_{Lc} + \frac{R_{C3}}{L_{23}} (i_c - i_{Lc}) \quad (6.276)$$

I en equacions en diferències:

$$i_{La}(k+1) = \frac{Ts}{L_{21}} (v_{cond_a}(k) - v_{sa}(k)) + i_{La}(k) \cdot \left( 1 + \frac{(-R_{21} - R_{C1})Ts}{L_{21}} \right) + \frac{R_{C1} \cdot Ts}{L_{21}} \cdot i_a(k) \quad (6.277)$$

$$i_{Lb}(k+1) = \frac{Ts}{L_{22}} (v_{cond_b}(k) - v_{sb}(k)) + i_{Lb}(k) \cdot \left( 1 + \frac{(-R_{22} - R_{C2})Ts}{L_{22}} \right) + \frac{R_{C2} \cdot Ts}{L_{22}} \cdot i_b(k) \quad (6.278)$$

$$i_{Lc}(k+1) = \frac{Ts}{L_{23}} (v_{cond_c}(k) - v_{sc}(k)) + i_{Lc}(k) \cdot \left( 1 + \frac{(-R_{23} - R_{C3})Ts}{L_{23}} \right) + \frac{R_{C3} \cdot Ts}{L_{23}} \cdot i_b(k) \quad (6.279)$$

Si es planteja quina és la tensió del convertidor:

$$v_{an} = R_{L11} \cdot i_a + L_{11} \cdot \frac{di_a}{dt} + v_c \quad (6.280)$$

$$v_{bn} = R_{L12} \cdot i_b + L_{12} \cdot \frac{di_b}{dt} + v_c \quad (6.281)$$

$$v_{cn} = R_{L12} \cdot i_c + L_{13} \cdot \frac{di_c}{dt} + v_c \quad (6.282)$$

Substituint les equacions per a cada fase (6.245) a les anteriors:

$$v_{an} = R_{L11} \cdot i_a + L_{11} \cdot \frac{di_a}{dt} + v_{cond_a} + R_{C1} \cdot (i_a - i_{La}) \quad (6.283)$$

$$v_{bn} = R_{L12} \cdot i_b + L_{12} \cdot \frac{di_b}{dt} + v_{cond_b} + R_{C2} \cdot (i_b - i_{Lb}) \quad (6.284)$$

$$v_{cn} = R_{L12} \cdot i_c + L_{13} \cdot \frac{di_c}{dt} + v_{cond_c} + R_{C3} \cdot (i_c - i_{Lc}) \quad (6.285)$$

Per tant,

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{1}{L_{11}}(v_{an} - v_{cond_a}) - \frac{R_{L11}}{L_{11}} \cdot i_a + \frac{R_{C1}}{L_{11}}(i_{La} - i_a) \quad (6.286)$$

$$\frac{di_b}{dt} = \frac{1}{L_{12}}(v_{bn} - v_{cond_b}) - \frac{R_{L12}}{L_{12}} \cdot i_b + \frac{R_{C2}}{L_{12}}(i_{Lb} - i_b) \quad (6.287)$$

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{1}{L_{13}}(v_{cn} - v_{cond_c}) - \frac{R_{L13}}{L_{13}} \cdot i_c + \frac{R_{C3}}{L_{13}}(i_{Lc} - i_c) \quad (6.288)$$

Si s'integren:

$$i_a = \int_0^T \frac{1}{L_{11}}(v_{an} - v_{cond_a}) - \frac{R_{L11}}{L_{11}} \cdot i_a + \frac{R_{C1}}{L_{11}}(i_{La} - i_a) \quad (6.289)$$

$$i_b = \int_0^T \frac{1}{L_{12}}(v_{bn} - v_{cond_b}) - \frac{R_{L12}}{L_{12}} \cdot i_b + \frac{R_{C2}}{L_{12}}(i_{Lb} - i_b) \quad (6.290)$$

$$i_c = \int_0^T \frac{1}{L_{13}}(v_{cn} - v_{cond_c}) - \frac{R_{L13}}{L_{13}} \cdot i_c + \frac{R_{C3}}{L_{13}}(i_{Lc} - i_c) \quad (6.291)$$

En equacions en diferències:

$$i_a(k+1) = \int_0^T \frac{Ts}{L_{11}}(v_{an}(k) - v_{cond_a}(k)) + i_a(k) \left(1 - \frac{(R_{L11} + R_{C1}) \cdot Ts}{L_{11}}\right) + \frac{R_{C1} \cdot Ts}{L_{11}} \cdot i_{La}(k) \quad (6.292)$$

$$i_b(k+1) = \int_0^T \frac{Ts}{L_{12}}(v_{bn}(k) - v_{cond_b}(k)) + i_b(k) \left(1 - \frac{(R_{L12} + R_{C2}) \cdot Ts}{L_{12}}\right) + \frac{R_{C2} \cdot Ts}{L_{12}} \cdot i_{Lb}(k) \quad (6.293)$$

$$i_c(k+1) = \int_0^T \frac{Ts}{L_{13}}(v_{cn}(k) - v_{cond_c}(k)) + i_c(k) \left(1 - \frac{(R_{L13} + R_{C3}) \cdot Ts}{L_{13}}\right) + \frac{R_{C3} \cdot Ts}{L_{13}} \cdot i_{Lc}(k) \quad (6.294)$$

Finalment, el model d'espai d'estats ve donat com:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ v_{cond_a} \\ i_L \end{bmatrix} = & \begin{bmatrix} (-R_{L11} - R_{C1})/L_{11} & R_{C1}/L_{11} & -1/L_{11} \\ 1/C_1 & 0 & -1/C_1 \\ R_{C1}/L_{12} & (-R_{L12} - R_{C2})/L_{12} & 1/L_{12} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ v_{cond_a} \\ i_L \end{bmatrix} \\ & + \begin{bmatrix} 1/L_{11} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -1/L_{21} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{sa} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (6.295)$$

$$i_L = [0 \quad 0 \quad 1] \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ v_{cond_a} \\ i_L \end{bmatrix} \quad (6.296)$$

Com es pot observar, la tensió del condensador y resistència  $v_{cx}$  és substituït com a variable d'estat per la tensió del condensador  $v_{cond_x}$ . A més, cal destacar que el horitzó de predicció està establert com a dos, llavors cal considerar les equacions en diferències per  $(k + 2)$ .



## 7. Simulacions

### 7.1. Configuració de la simulació

La simulació és realitzada per mitjà d'un subprograma de MATLAB anomenat Simulink el qual utilitza interfície gràfica per usuaris que permet realitzar construccions de models mitjançant blocs sense la necessitat de construir un algoritme complex. A més, té una gran quantitat de llibreries disponibles que faciliten la creació d'un model.

El model per a simular està construït a base de blocs entre els quals destaquen les màscares. Aquests són blocs dedicats a englobar un conjunt de blocs dins d'una única interface per tal d'encapsular un contingut en un únic espai per tal de simplificar models complexos.

En aquest projecte s'han dividit els models en quatre màscares principals segons la seva funció dins del sistema. Com es pot observar en la Fig. 7.1 consten de:

- Màscara dedicada a la generació d'un senyal amb una transició.
- Màscara dedicada a la generació d'un senyal de referència.
- Màscara dedicada a la creació del control predictiu.
- Màscara dedicada a la simulació del convertidor i filtre a estudiar.

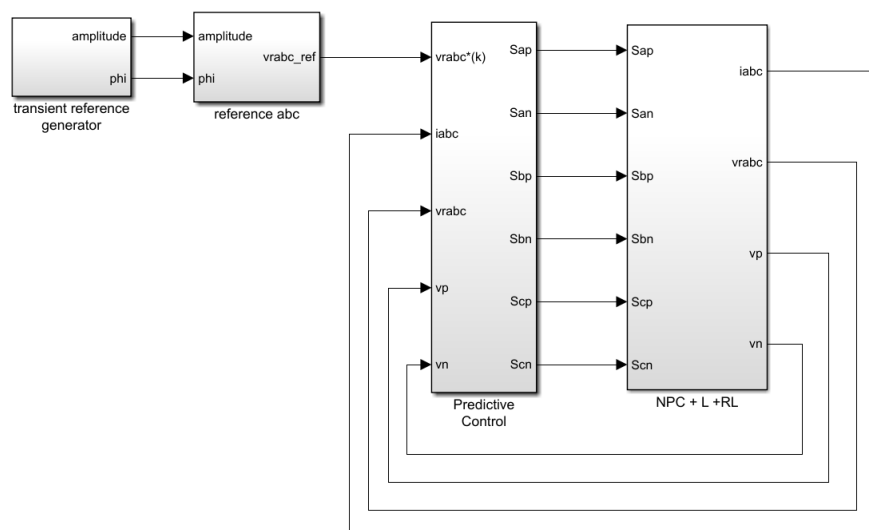


Fig. 7.1. Conjunt de màscares que componen el sistema.

Entre blocs poden haver-hi connexions, és per tant, que és normal que hi hagi variables que surtin d'una màscara i entrin en altres, ja que totes les màscares formen part d'un únic sistema.

### 7.1.1. Màscara de generació d'un senyal amb una transició

A l'hora de simular el control predictiu s'ha de generar un senyal de referència que depenent del cas pot ser una tensió o un corrent. És interessant veure com el sistema reacciona davant d'un canvi a l'amplitud del senyal de referència, la qual es generarà en la màscara següent. Dins d'aquesta màscara el que es genera és el canvi d'amplitud, on es produeixen dos constants que representen l'amplitud i el desfasament del senyal. A més, es genera una submàscara que programa l'interval de temps en el que hi ha la commutació entre els dos senyals.

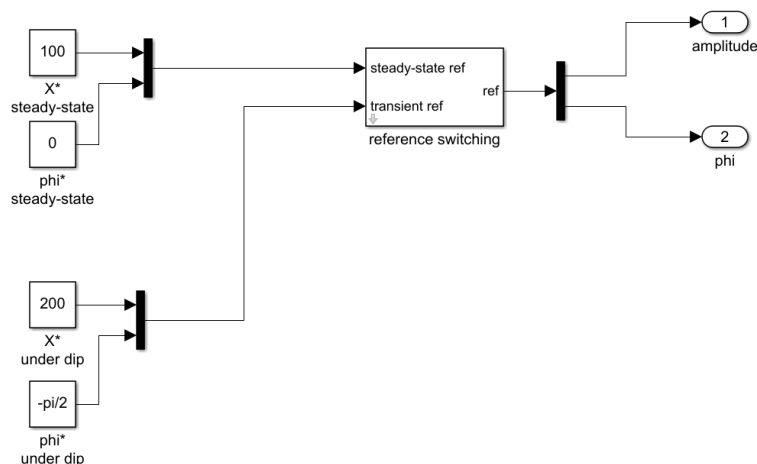


Fig. 7.2. Màscara dedicada a la generació d'una transició.

Com es pot observar a la Fig. 7.2 el que es generen són dos senyals continus que pertanyen a l'amplitud del senyal: en estat estacionari, una amplitud de 100 i desfasament de 0; en estat transitori, passa a una amplitud de 200 i un desfasament de  $-\pi/2$ . Aquestes dues constants entren dins de la submàscara dedicada a programar en quin interval de temps un senyal d'amplitud 100 commuta a un senyal d'amplitud 200 i  $-\pi/2$  de desfasament.

Dins de la submàscara es troben les entrades dels senyals i una sèrie d'interruptors que programen aquesta commutació entre ambdós senyals en funció del senyal d'un rellotge (vegeu Fig. 7.3).

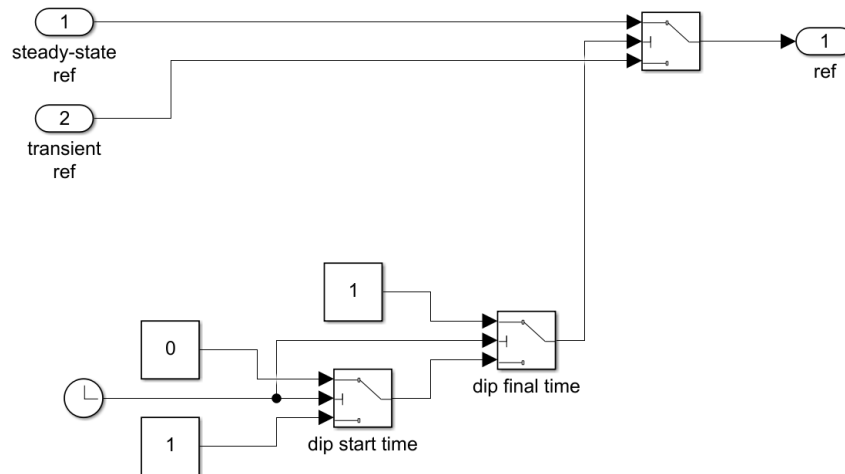


Fig. 7.3. Submàscara dedicada a la commutació dels senyals.

La submàscara està configurada de tal manera que l'usuari estableix quins són els paràmetres que funcionaran dintre. En el cas de la Fig. 7.3. s'ha configurat dos valors corresponents als valors dels quals l'interruptor compararà el senyal:

- *dip start time*:  $120 \cdot 10^{-3} s$
- *dip final time*:  $180 \cdot 10^{-3} s$

Dins de l'interruptor es programa el criteri a seguir perquè commuti. En el cas actual comparant el senyal del rellotge si és superior al *dip start time* deixarà passar un 0, si és inferior deixarà passar un 1. A la vegada, comparant el rellotge amb *dip final time* quan el valor sigui superior, l'interruptor deixarà passar un 1; quan no, un 0. Amb aquesta sortida és utilitzada com a senyal controladora a l'interruptor final el qual aconsegueix un senyal constant de 100 amb un desfasament de 0 s en tot el domini del temps excepte a l'interval d'entre  $120 \cdot 10^{-3} s$  i  $180 \cdot 10^{-3} s$  on el senyal correspondrà a una de 200 amb un desfasament de  $-\pi/2$ .

### 7.1.2. Màscara dedicada a la generació d'un senyal de referència

Amb els senyals d'entrada de l'amplitud configurada temporalment en la màscara anterior, aquesta màscara crea un senyal de referència sinusoidal. Com es pot observar a la Fig.7.4 la funció es basa en la generació de tres senyals seguint una oscil·lació harmònica desfasada  $\pm 2\pi/3$  on s'afegeix un angle de sincronisme que permeti preparar la sincronització amb la xarxa, per això apareix el paràmetre *angle* com l'angle de la xarxa, que permet realitzar la tasca de sincronisme.

$$a(t) = Amplitud \cdot \cos(\text{angle} + \varphi) \quad (7.1)$$

$$b(t) = Amplitud \cdot \cos(\text{angle} + \frac{2\pi}{3} + \varphi) \quad (7.2)$$

$$c(t) = Amplitud \cdot \cos(\text{angle} - \frac{2\pi}{3} + \varphi) \quad (7.3)$$

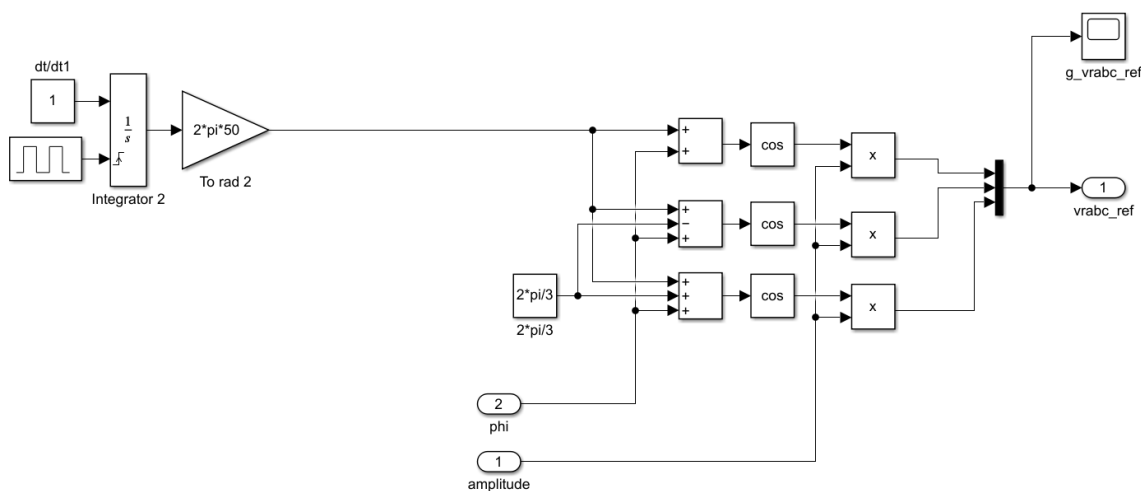


Fig. 7.4 Màscara dedicada a la generació del senyal de referència.

Amb aquesta màscara s'aconsegueixen finalment tres senyals sinusoidals desfasats entre si tal com es veu a la Fig. 7.5. És possible aconseguir un desfasament extra provocant que el paràmetre  $\varphi$  tingui algun valor, el qual aplicat al control predictiu pot produir un desfasament entre tensió i corrent.



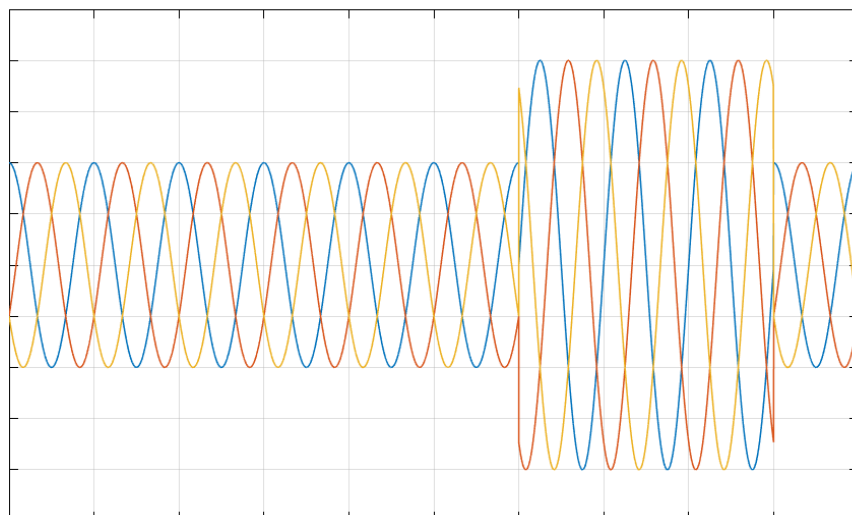


Fig. 7.5 Senyal de referència generada.

### 7.1.3. Màscara del control predictiu

A aquesta màscara entra el senyal de referència per una banda i diferents senyals realimentats provinents del convertidor que dependran de la configuració que s'estigui estudiant.

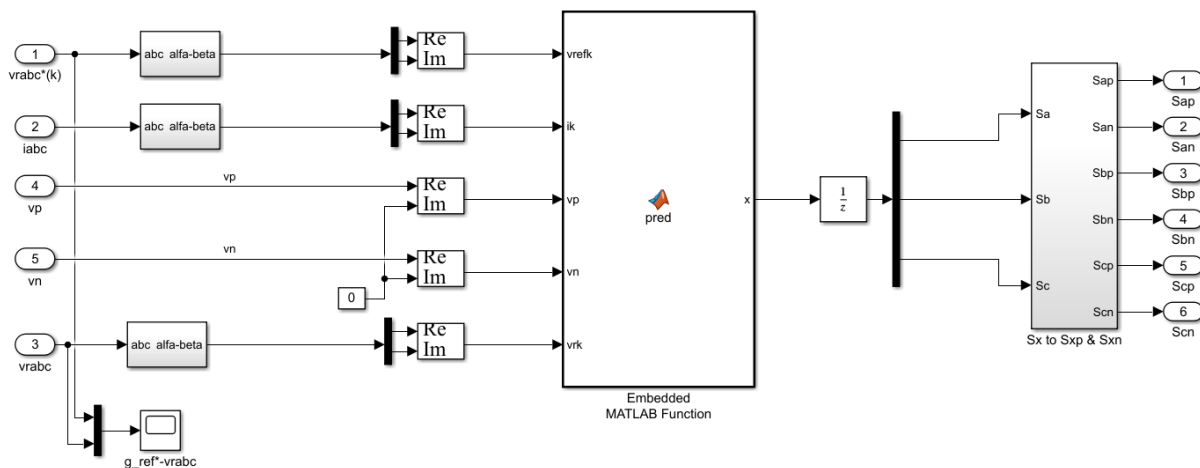


Fig. 7.6 Màscara del control predictiu.

El funcionament es basa en l'entrada d'aquests senyals i en el canvi de coordenades  $abc$  a coordenades  $\alpha\beta$ . Això comporta un canvi a nombres complexos que farà que entrin dins del control predictiu format per una funció *embedded*. L'explicació de com es realitza el canvi és a l'Annex I.

És a la funció *embedded* on es programa mitjançant funcions de MATLAB tot el control predictiu. Principalment, dins de la funció MATLAB es calculen els vectors d'estat del sistema, es canvia de coordenades i es calculen totes les variables discretes necessàries per a cada cas per tal d'aconseguir una predicció a dos passos. Finalment es calcula la funció de cost i s'obtenen els estats de commutació que fan possible la minimització de la funció de cost. Posteriorment, per a cada cas es comentarà com està format el codi MATLAB per a cada configuració a estudiar.

#### 7.1.4. Màscara destinada al convertidor i el filtre.

En aquesta màscara entren els estats de commutació que més petita fan la funció de cost (calculats a la màscara anterior). Aquests estats són multiplexats i multiplicats amb la tensió positiva i negativa del bus de contínua per tal de formar les equacions (6.5), (6.6) i (6.7) que representen els vectors d'espai d'estats del voltatge de sortida del convertidor. Seguidament al valor d'aquest vector es resta la tensió  $v_{no}$  per tal de trobar  $v_{an}$ ,  $v_{bn}$ ,  $v_{cn}$ . Dins d'una submàscara es modelitza el filtratge tal com es veurà més endavant per a cada cas específic.

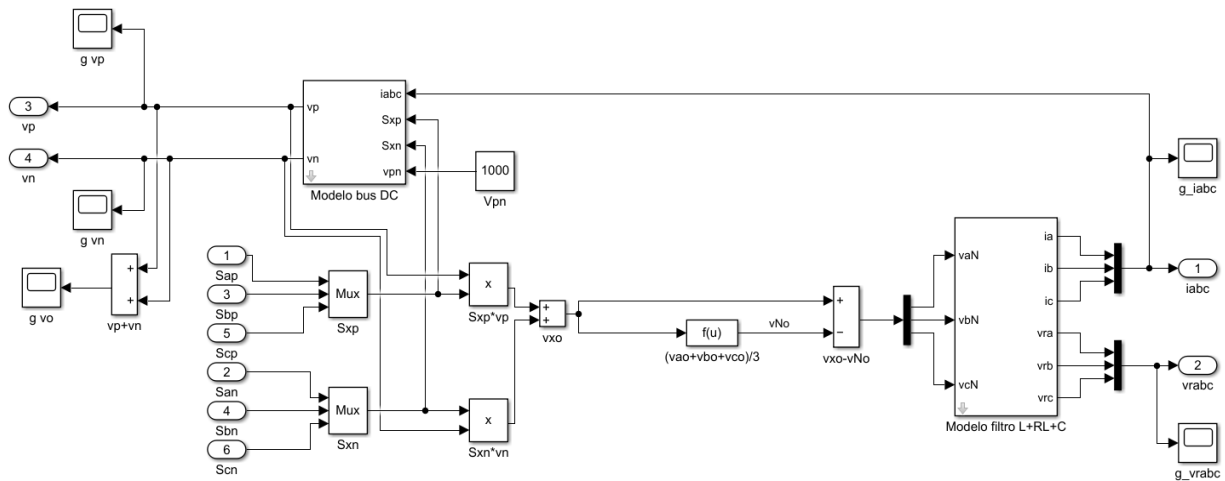


Fig. 7.7 Màscara destinada al convertidor i el filtre.

Per altra banda, dins d'una submàscara es calculen les tensions del bus de contínua realimentant amb els estats de commutació òptims i el corrent a la sortida del convertidor. Com es pot observar a la Fig. 7.8 es multiplexen els estats de commutació i els corrents de sortida del convertidor per tal de construir el deduït a l'equació (6.31). Amb això, es calculen,

tal com es planteja a (6.25) i (6.27), la tensió de desequilibri establint una tensió total de la font de contínua del convertidor  $V_{DC}$  de 1000 V.

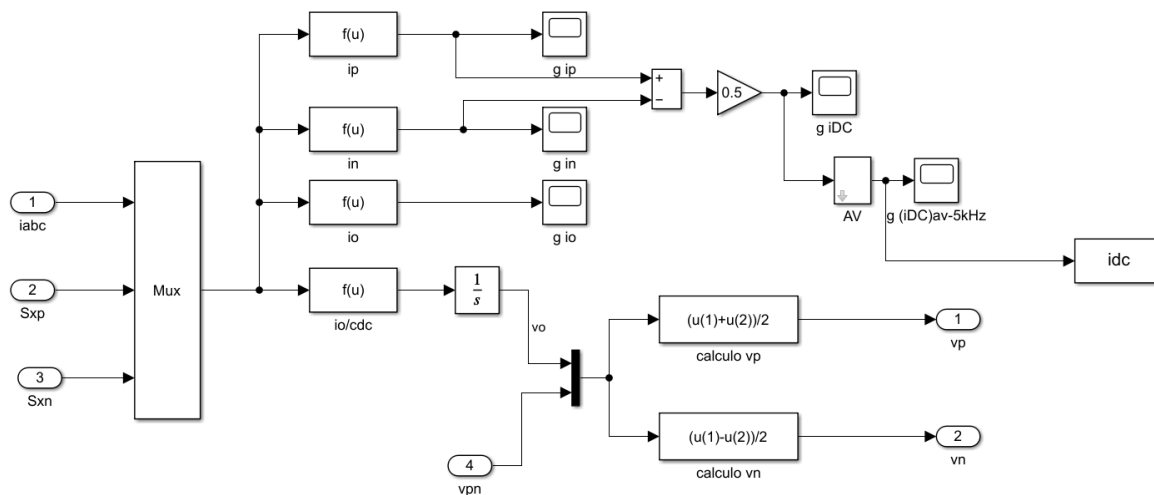


Fig. 7.8 Submàscara destinada a modelitzar el bus de contínua.

## 7.2. Simulació del control predictiu amb el convertidor NPC i filtre inductiu

Com s’ha explicat anteriorment, començar la simulació d’aquest sistema amb una resistència de càrrega en substitució de la xarxa no s’ha realitzat pel fet que no té aplicacions a la vida real més que la de fer un estudi analític del sistema. És per tant que a causa de la poca dificultat que aquest sistema ofereix amb connexió a xarxa s’ha decidit partir d’aquest.

En aquesta configuració es fa un seguiment per corrent, la qual cosa provoca que el senyal de referència hagi de ser d’un valor coherent. A més, aquesta configuració té en compte la connexió a xarxa. A la màscara dedicada a generar un senyal de referència s’ha establert un corrent de referència de 20.5 A i un senyal de transició a 33 A desfasat  $-\pi/2$ . Aquesta última té lloc entre 120 i 180 ms. Finalment el resultat és un senyal sinusoidal de 20.5 A d’amplitud i un increment de l’amplitud fins a 33 A amb un desfasament de  $-90^\circ$ .

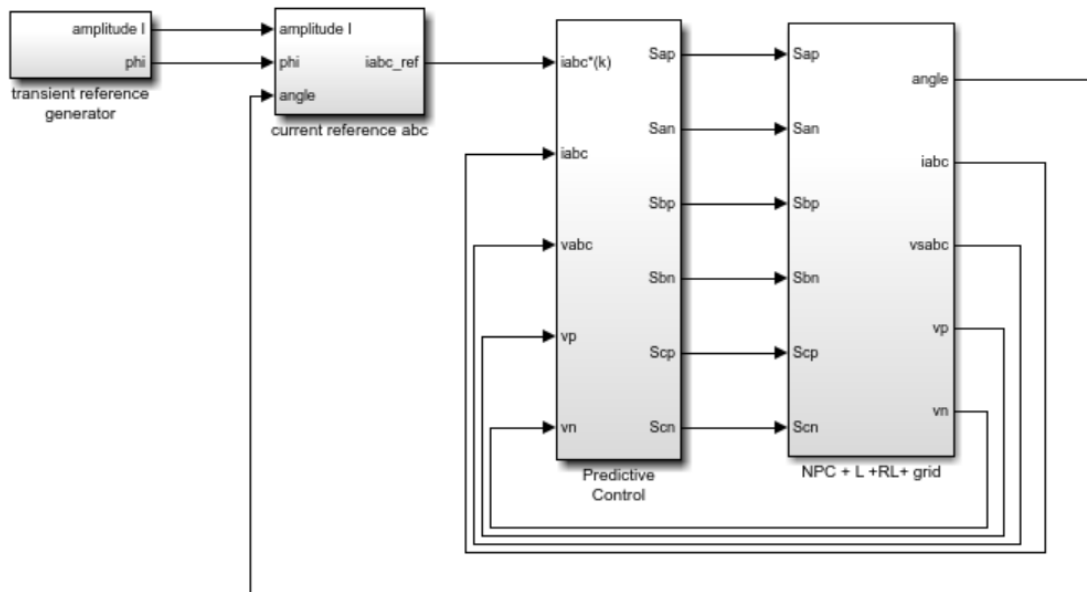


Fig. 7.9 Conjunt de màsques que componen el sistema amb filtre L.

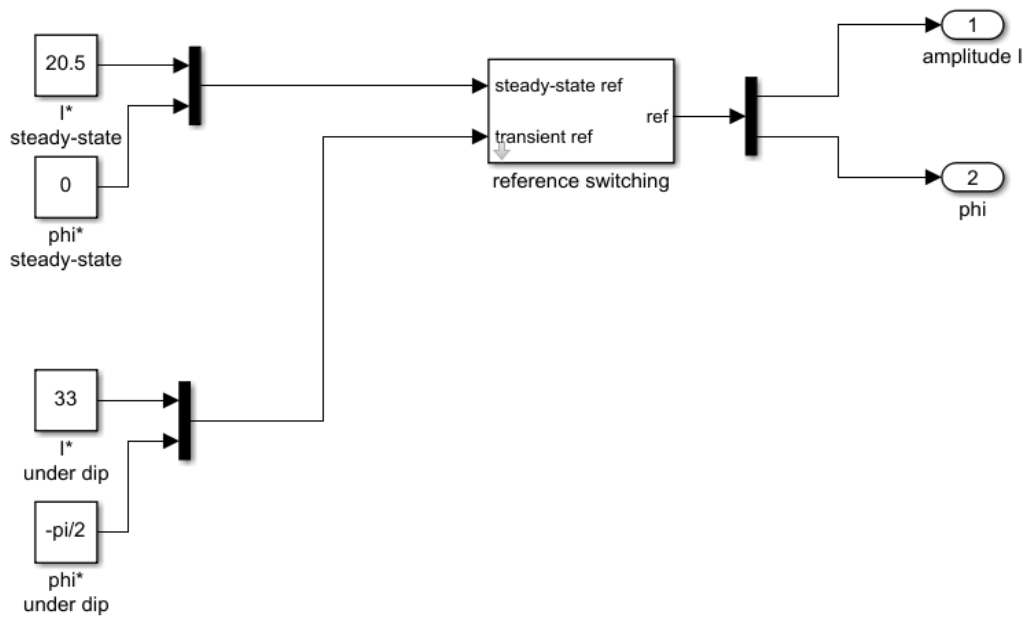


Fig. 7.10 Màscara dedicada a generar la transició de corrent.

El corrent de referència generat és el següent:

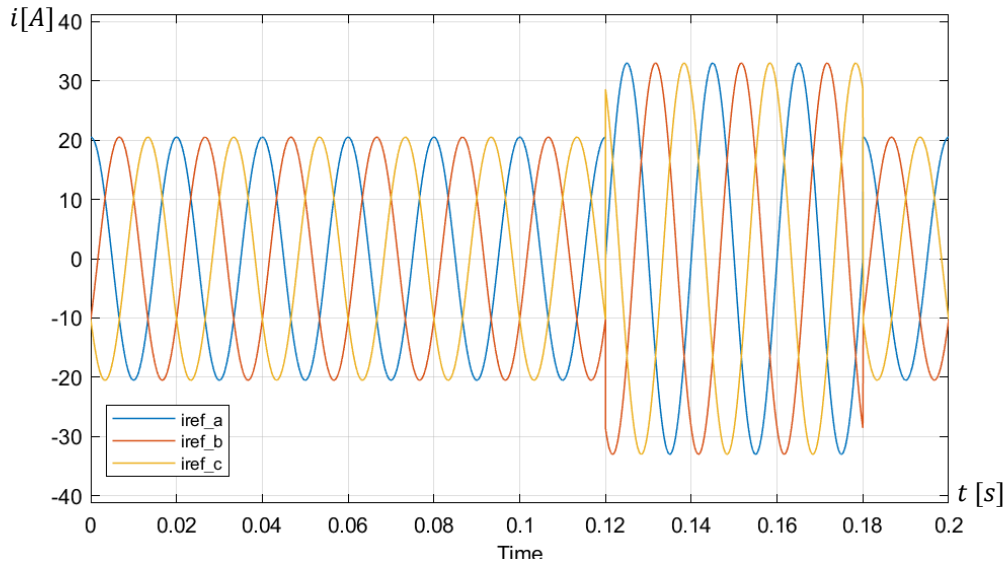


Fig. 7.11 Corrent de referència generat.

Les variables que es realimenten en el sistema són aquelles que són necessàries per calcular la predicció com les que es reflecteixen al model d'espai d'estats. Aquelles que són necessàries per realitzar el càlcul de les equacions d'espai d'estat com en les de l'apartat 6.2.1, on per calcular  $i(k+1)$  és necessari el valor anterior d' $i(k)$  i  $v_s(k)$ . A més a més, és necessària  $v_{xn}(k)$  la qual no és una variable realimentada perquè és aquella que depèn dels estats de commutació òptims que minimitzen la funció de cost. Com es veu a la Fig. 7.9 les variables realimentades són el corrent i la tensió de la xarxa.

Seguidament, s'ha configurat la part del control predictiu dins de la funció *embedded*. La part destinada al codi consta de la que apareix a la Fig. 7.12. Com s'observa a la Fig. 7.12, es declara una funció que conté les variables que entren al sistema predictiu realimentades des del convertidor. Aquestes variables són el corrent de referència ( $irefk$ ), el corrent de sortida del convertidor ( $ik$ ), les tensions superior i inferior del bus de contínua ( $vp$ ) i ( $vn$ ) i la tensió de xarxa ( $ek$ ). A continuació, es declaren dos variables locals del sistema compostes per  $vxm1$  i  $Sm1$  com la tensió de sortida del convertidor i l'estat de commutació. En aquesta part del codi es declaren els valors de les constants com és la tensió de contínua, valors d'elements passius i la freqüència de mostreig del convertidor a 10 kHz (indirectament declarant el temps de mostreig). Amb la funció d'*isempty* es declara un valor de 0 pels dos vectors en cas que no tinguin cap valor.

```

1  function x =pred(irefk,ik,vp,vn,ek)
2  -   persistent vxml Sml;
3  -   % Values for the system
4  -   Vdc=1000; % dc-link voltage
5  -   L=10e-3; % filter inductance
6  -   R=0.1; % filter resistance
7  -   Ts=0.0001; % sampling period
8  -   C1=750e-6; % dc-link capacitance
9  -   C2=750e-6; % dc-link capacitance
10 -   lambdaDC=1; % dc-link unbalance weight
11 -   % dc-link voltages
12 -   vpk=real(vp); % upper capacitor voltage
13 -   vnk=real(vn); % minus bottom capacitor voltage
14 -   % Initialization
15 -   gop=inf;
16 -   Saop=0;
17 -   Sbop=0;
18 -   Scop=0;
19 -   if isempty(vxml)
20 -       vxml=0+0j;
21 -   end
22 -   if isempty(Sml)
23 -       Sml=[0 0 0];
24 -   end
25 -   % Current reference
26 -   irefkl=irefk;
27 -   % Current calculated for k+1
28 -   ikl=(1-(R*Ts/L))*ik+(Ts/L)*(vxml-ek);
29 -   % Phase current prediction for k+1
30 -   iakl=real(ikl);
31 -   ibkl=-0.5*real(ikl)+(sqrt(3)/2)*imag(ikl);
32 -   ickl=-0.5*real(ikl)-(sqrt(3)/2)*imag(ikl);
33 -   % Dc-link balance prediction for k+1
34 -   iokl=((Sml(1)==0)*iakl+(Sml(2)==0)*ibkl+(Sml(3)==0)*ickl);
35 -   vpk1=vpk+(1/(2*C1))*iokl*Ts;
36 -   vnk1=vnk+(1/(2*C2))*iokl*Ts;

```

Fig. 7.12 Codi del control predictiu: declaració de variables i càlculs per l' instant ( $k+1$ ).

Seguidament, es comença a fer el primer pas dels càlculs realitzant-los per l'interval ( $k + 1$ ). En el cas del corrent de fase es fa un canvi de coordenades  $abc \rightarrow \alpha\beta$  mitjançant la transformació de Clarke (explicada a l'Annex I) per tal d'obtenir el valor complex de corrent de fase i el valor per cada una de les fases. Al final es calcula el valor de la tensió tal com es representa a l'equació (6.31) i de les tensions del bus de contínua.

El control predictiu està configurat per fer-se a dos passos, per tant, es tornen a calcular les variables anteriors per l' instant ( $k + 2$ ). A la Fig. 7.13 es realitzen tres iteracions esglaonades que comprovin pels 27 estats de commutació possibles quin és l'òptim que fa que la funció de cost sigui la més petita. Mitjançant una condició, si la funció de cost és inferior a l'emmagatzemada en memòria, aquesta es sobreescrui amb aquest valor i es guarden la combinació de commutacions. Al final de totes les iteracions el sistema respon a la sortida

amb la combinació d'estats de commutació que han donat la funció de cost més petita possible.

Com que el seguiment que es fa al control predictiu és sobre el corrent, la idea és que la funció de cost sigui aquella que minimitzi l'error entre els dos senyals. És per tant, que la funció de cost en aquesta configuració és:

$$g = |i_{\alpha}^* - i_{\alpha}^P|^2 + |i_{\beta}^* - i_{\beta}^P|^2 + \lambda_{DC} \left( (v_p + v_n)^2 \right) \quad (7.4)$$

On  $i_{\alpha}^*$  i  $i_{\beta}^*$  són els components reals i imaginaris del vector del corrent de referència,  $i_{\alpha}^P$  i  $i_{\beta}^P$  són les parts predites del vector de corrent de sortida del convertidor. Cal destacar que aquests últims, com s'ha fet un control predictiu a dos passos, s'han de calcular per l'interval  $(k + 2)$ . La constant  $\lambda_{DC}$ , declarada anteriorment com a 1, és un factor de ponderació que en aquest cas controla quina importància sobre la funció de cost ha de tenir el desequilibri de les tensions dels condensadors del bus de contínua  $v_p$  i  $v_n$ , que preferiblement haurien de ser 0 V.

```

37 % Evaluation and Optimization of g over the 27 states
38 for Sa=-1:1
39     for Sb=-1:1
40         for Sc=-1:1
41             % vectors
42             va=((1+Sa)/2)*vpk1+((1-Sa)/2)*vnk)*Sa^2;
43             vb=((1+Sb)/2)*vpk1+((1-Sb)/2)*vnk)*Sb^2;
44             vc=((1+Sc)/2)*vpk1+((1-Sc)/2)*vnk)*Sc^2;
45             % vx=(valpha)+(vbeta);
46             vx=((1/3)*(va-0.5*vb-0.5*vc))+((1/3)*((sqrt(3)/2)*vb-(sqrt(3)/2)*vc)*(0+1j));
47             % Current prediction for k+2
48             ik2=(1-(R*Ts/L))*ik1+(Ts/L)*(vx-ek);
49             % Phase current prediction for k+2
50             iak2=real(ik2);
51             ibk2=-0.5*real(ik2)+(sqrt(3)/2)*imag(ik2);
52             ick2=-0.5*real(ik2)-(sqrt(3)/2)*imag(ik2);
53             % Dc-link balance prediction for k+2
54             iok2=((Sa==0)*iak2+(Sb==0)*ibk2+(Sc==0)*ick2);
55             vpk2=vpk1+(1/(2*C1))*iok2*Ts;
56             vnk2=vnk1+(1/(2*C2))*iok2*Ts;
57             % Evaluation of the Quality Function
58             g=((real(irefk1)-real(ik2))^2+((imag(irefk1)-imag(ik2))^2)+lambdaDC*((vpk2+vnk2)^2);
59             if (g<gop)
60                 gop=g;
61                 vxml=vx;
62                 Saop=Sa;
63                 Sbop=Sb;
64                 Scop=Sc;
65             end
66         end
67     end
68 end
69 % Switching state for the next switching period
70 Sml=[Saop Sbop Scop];
71 % The output is the switching state that minimizes g
72 x=[Saop Sbop Scop]';

```

Fig. 7.13 Codi del control predictiu: càlculs per l'instant  $(k+2)$ .

A la màscara del convertidor i filtre, dins de la submàscara del filtre, s'ha modelitzat el corresponent al filtre inductiu de tal manera que compleixi amb les equacions (6.46), (6.47) i (6.48). S'afegeix un integrador, ja que aquestes equacions s'han d'integrar per trobar els corrents. A la Fig. 7.14 es pot veure que dins la màscara hi entren les tensions de sortida del convertidor i la tensió de la xarxa les quals serveixen per calcular els corrents de fase que justament realimenten el sistema.

Els valors de les inductàncies del filtre han sigut establertes com:

$$L = 10 \text{ mH} \quad (7.5)$$

I tenint en compte que la inductància presenta una petita resistència:

$$R_L = 0.1 \Omega \quad (7.6)$$

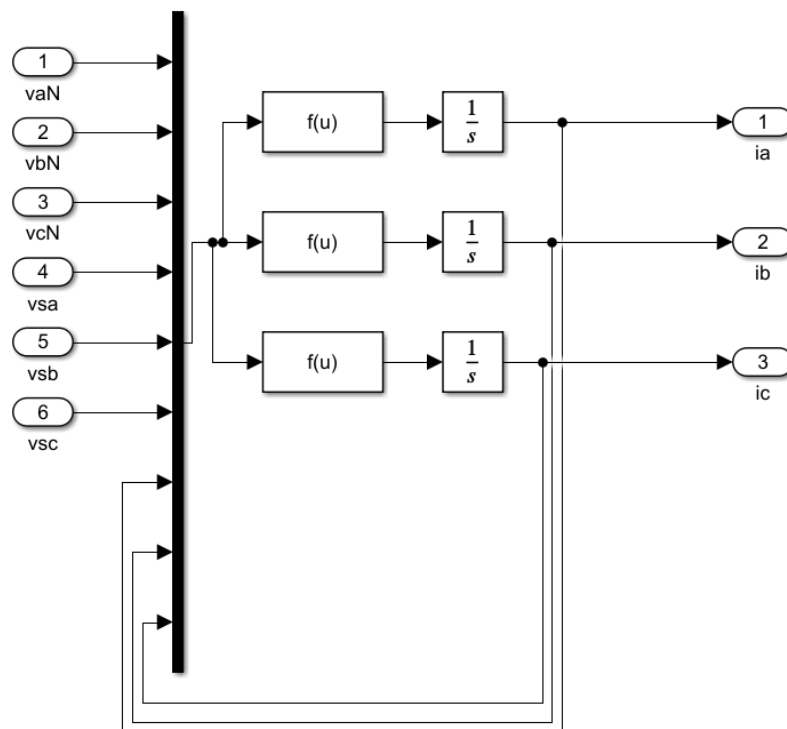


Fig. 7.14 Submàscara modelitzant el filtre L.



Com es pot observar a la Fig. 7.15 la resposta és bastant acurada amb presència d'harmònics que el filtre no ha pogut atenuar. Es pot comprovar com l'amplitud és aproximadament igual a la de referència i com hi ha una transició als 120 ms on es passa a tenir una amplitud més gran.

A la Fig. 7.15 queden reflectits els dos senyals: el de referència i el predit. Es pot observar com s'ajusten perfectament una sobre l'altre corroborant el meticolós seguiment que fa el convertidor del senyal de referència.

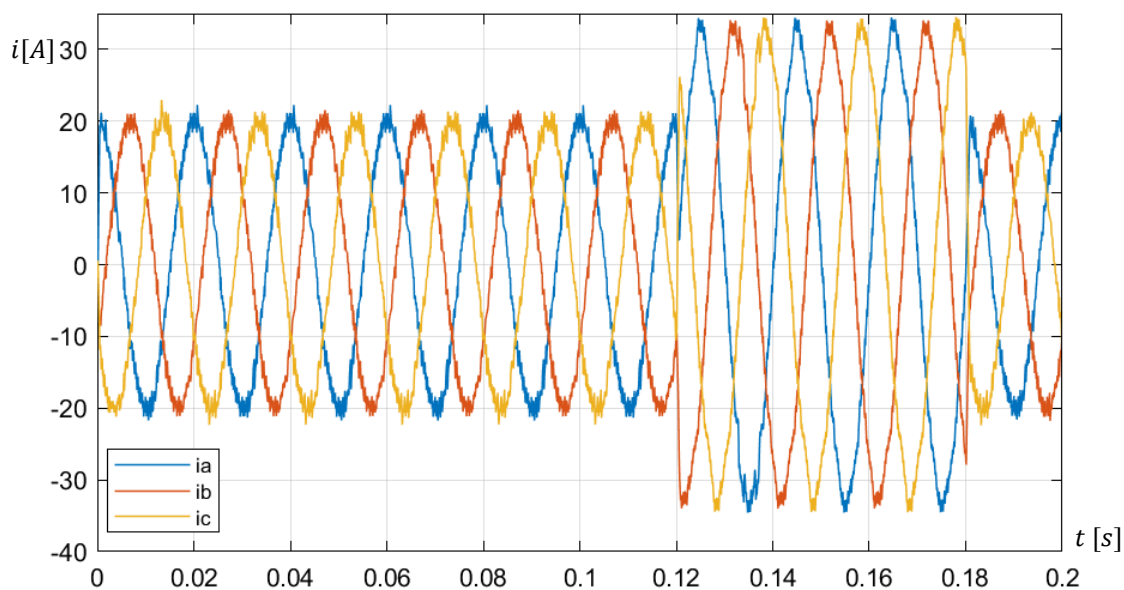


Fig. 7.15 Corrent de sortida del convertidor amb filtre L.

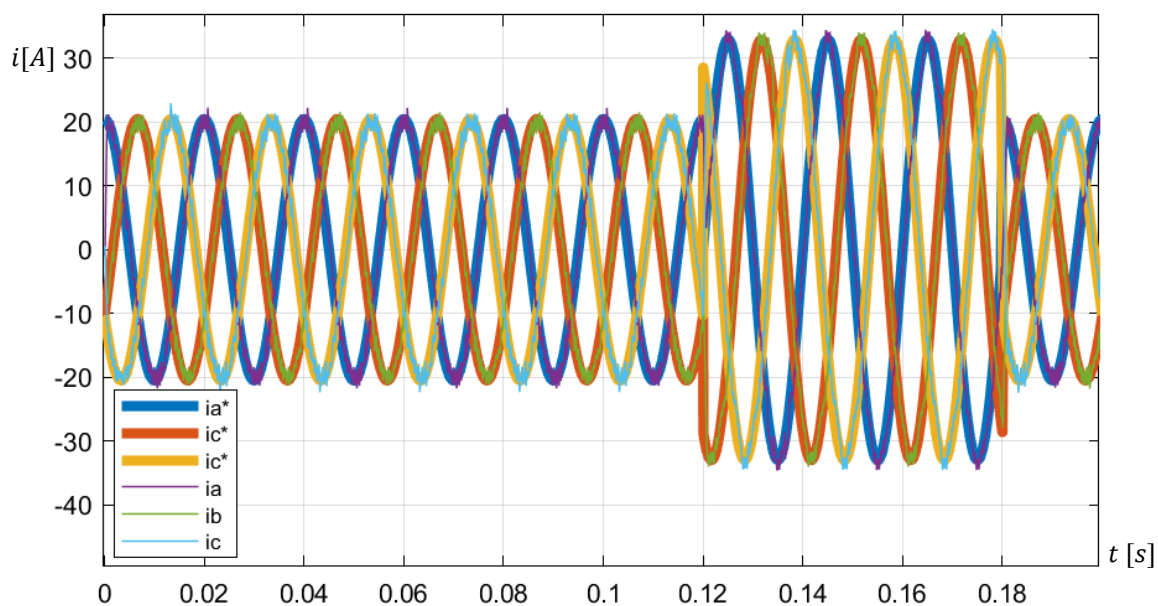


Fig. 7.16 Corrent de sortida de referència i predit.

### 7.3. Simulació del control predictiu amb el convertidor NPC i filtre LC

Com s'ha modelitzat als càlculs a l'apartat (6.1.4), la sortida del sistema consta de la tensió del condensador cosa que fa que en aquesta configuració es faci un seguiment per tensió. En aquesta simulació no es contempla la connexió a xarxa pel que es tindrà en substitució una resistència de càrrega de  $40 \Omega$ . La generació d'un senyal de referència haurà de tenir en compte quin serà el corrent de sortida. Per això el que es fa és aproximar el corrent de sortida a uns 5 A, llavors per llei d'Ohm:

$$V = R \cdot I = 40 \cdot 5 = 200 \text{ V} \quad (7.7)$$

Pel que s'ha dissenyat una tensió de referència de 200 V sinusoidals amb una transició, com la del subapartat anterior, a 400 V amb un desfasament de  $-\pi/2$  a l'interval de 120 a 180 ms de simulació.

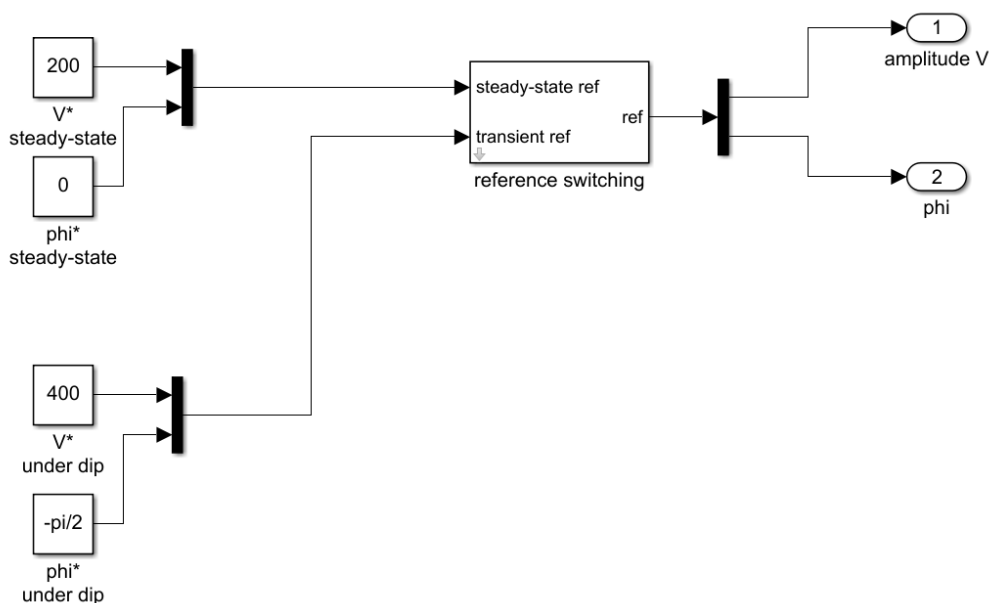


Fig. 7.17 Màscara dedicada a generar la transició de tensió.

Amb això, s'obté un corrent de referència com es veu a la Fig. 7.18. i es varia el codi de l'*embedded* del control predictiu adaptant-lo als requeriments d'aquesta configuració tal com es veu a la Fig. 7.19.

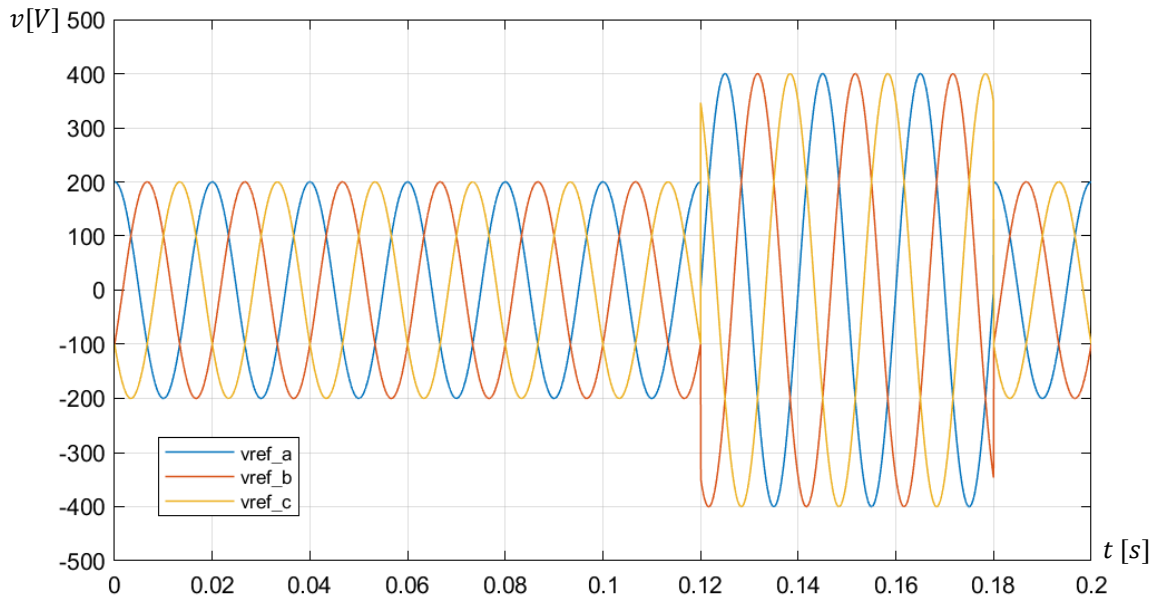


Fig. 7.18 Tensió de referència generada.

```

1  function x=pred(vrefk,ik,vp,vn,vrk)
2  -   persistent vxml Sml;
3  -   % Values for the system
4  -   Vdc=1000; % dc-link voltage
5  -   L=62e-3; % filter inductance
6  -   RL=0.1; % filter resistance
7  -   C=10e-6; % filter capacitance
8  -   R=40; % load resistance
9  -   Ts=100e-6; % sampling period
10 -   Cdc=750e-6; % dc-link capacitance
11 -   lambdaDC=1; % dc-link unbalance weight
12 -   % dc-link voltages
13 -   vpk=real(vp); % upper capacitor voltage
14 -   vnk=real(vn); % bottom capacitor voltage
15 -   % Initialization
16 -   gop=inf;
17 -   Saop=0;
18 -   Sbop=0;
19 -   Scop=0;
20 -   if isempty(vxml)
21 -       vxml=0+0j;
22 -   end
23 -   if isempty(Sml)
24 -       Sml=[0 0 0];
25 -   end
26 -   % Reference
27 -   vrefk1=vrefk;
28 -   % Current calculated for k+1
29 -   ik1=(1-(RL*Ts/L))*ik+(Ts/L)*(vxml-vrk);
30 -   % Voltage resistance calculated for k+1
31 -   vrk1=(Ts/C)*ik+(1-(Ts/(R*C)))*vrk;
32 -   % Phase current prediction k+1
33 -   iak1=real(ik1);
34 -   ibk1=-0.5*real(ik1)+(sqrt(3)/2)*imag(ik1);
35 -   ick1=-0.5*real(ik1)-(sqrt(3)/2)*imag(ik1);
36 -   % Dc-link balance prediction for k+1
37 -   iok1=((Sml(1)==0)*iak1+(Sml(2)==0)*ibk1+(Sml(3)==0)*ick1);
38 -   vpk1=vpk+(1/(2*Cdc))*iok1*Ts;
39 -   vnk1=vnk+(1/(2*Cdc))*iok1*Ts;

```

Fig. 7.19 Codi del control predictiu: declaració de variables i càlculs per l' instant (k+1).

A la Fig. 7.19 es declara una funció que conté les variables que entren al sistema predictiu realimentades des de la sortida del convertidor. Aquestes variables són el corrent de referència ( $i_{refk}$ ), el corrent de sortida del convertidor ( $ik$ ), les tensions superior i inferior del bus de contínua ( $vp$ ) i ( $vn$ ) i la tensió de la resistència de càrrega ( $vrx$ ). Es declaren dos variables locals del sistema:  $vxm1$ , com la tensió de sortida del convertidor; i  $Sm1$ , l'estat de commutació. En aquesta part del codi es declaren els valors de les constants com és la tensió de contínua, valors d'elements passius i la freqüència de mostreig del convertidor a 10 kHz (indirectament declarant el temps de mostreig). Amb la funció d'*isempty* es declara un valor de 0 pels dos vectors en cas que no tinguin cap valor.

Seguidament, es realitzen càlculs per l'interval ( $k + 1$ ). A diferència del cas amb filtre inductiu, cal afegir el càlcul del vector de tensió de la resistència de càrrega calculat com en les equacions (6.94), (6.95) i (6.96). En el cas del corrent de fase es fa un canvi de coordenades  $abc \rightarrow \alpha\beta$  mitjançant la transformació de Clarke (desenvolupada a l'Annex I) per tal que del valor complex de corrent de fase s'obtingui el valor per cada una de les fases. Al final es calcula el valor de la tensió tal com es representa a l'equació (6.31) i de les tensions del bus de contínua com (6.32) i (6.33).

Com el control predictiu es fa a dos passos, es tornen a calcular les variables anteriors per l'instant ( $k + 2$ ). A la Fig. 7.20 es realitzen tres iteracions esglaonades que comprovin pels 27 estats de commutació possibles quin és l'òptim que fa que la funció de cost sigui la més petita. Mitjançant una condició, si la funció de cost és inferior, l'emmagatzemada en memòria es sobreescriu amb aquest valor i es guarda el nou estat de commutació. Al final de totes les iteracions, el sistema respon a la sortida amb aquella combinació d'estats de commutació que han donat que la funció de cost fos tan petita com sigui possible.

La funció de cost és definida per aquella que minimitzi la diferència entre la tensió de referència i la tensió predita a dos passos. Per tant:

$$g = |v_{\alpha}^* - v_{\alpha}^P|^2 + |v_{\beta}^* - v_{\beta}^P|^2 + \lambda_{DC} \left( (v_p + v_n)^2 \right) \quad (7.8)$$

A (7.8) es troba la funció de cost per aquesta configuració de convertidor, on  $v_{\alpha}^*$  i  $v_{\beta}^*$  són els components reals i imaginaris del vector de tensió de referència;  $v_{\alpha}^P$  i  $v_{\beta}^P$  són les parts predites del vector de tensió del condensador del convertidor. Cal destacar que aquests

últims, en haver dissenyat amb un control predictiu a dos passos, s'han de calcular per l'interval  $(k + 2)$ . La constant  $\lambda_{DC}$  declarada anteriorment com a 1, és un factor de ponderació que en aquest cas controla quina importància sobre la funció de cost ha de tenir el desequilibri de les tensions dels condensadors del bus de contínua  $v_p$  i  $v_n$ , que preferiblement haurien de ser 0 V.

```

41 | % Evaluation and Optimization of g over the 27 states
42 | for Sa=-1:1
43 |     for Sb=-1:1
44 |         for Sc=-1:1
45 |             % vectors
46 |             va=((1+Sa)/2)*vpk1+((1-Sa)/2)*vnk)*Sa^2;
47 |             vb=((1+Sb)/2)*vpk1+((1-Sb)/2)*vnk)*Sb^2;
48 |             vc=((1+Sc)/2)*vpk1+((1-Sc)/2)*vnk)*Sc^2;
49 |             %va=Sa*Vdc;
50 |             %vb=Sb*Vdc;
51 |             %vc=Sc*Vdc;
52 |             % vx=(valpha)+(vbeta);
53 |             vx=((2/3)*(va-0.5*vb-0.5*vc))+((2/3)*((sqrt(3)/2)*vb-(sqrt(3)/2)*vc)*(0+1j));
54 |             % Current prediction for k+2
55 |             ik2=(1-(RL*Ts/L))*ik1+(Ts/L)*(vx-vrxk1);
56 |             % Voltage resistance calculated for k+1
57 |             vrxk2=(Ts/(R*C))*(R*ik2-vrxk1)+vrxk1;
58 |             % Phase current prediction for k+2
59 |             iak2=real(ik2);
60 |             ibk2=-0.5*real(ik2)+(sqrt(3)/2)*imag(ik2);
61 |             ick2=-0.5*real(ik2)-(sqrt(3)/2)*imag(ik2);
62 |             % Dc-link balance prediction for k+2
63 |             iok2=((Sa==0)*iak2+(Sb==0)*ibk2+(Sc==0)*ick2);
64 |             vpk2=vpk1+(1/(2*C1))*iok2*Ts;
65 |             vnk2=vnk1+(1/(2*C2))*iok2*Ts;
66 |             % Evaluation of the Quality Function
67 |             g=((real(vrefk1)-real(vrxk2))^2)+((imag(vrefk1)-imag(vrxk2))^2)+lambdaDC*((vpk2+vnk2)^2);
68 |             if (g<gop)
69 |                 gop=g;
70 |                 vxml=vx;
71 |                 Saop=Sa;
72 |                 Sbop=Sb;
73 |                 Scop=Sc;
74 |             end
75 |         end
76 |     end
77 | end
78 | % Switching state for the next switching period
79 | Sml=[Saop Sbop Scop];
80 | % The output is the switching state that minimizes g
81 | x=[Saop Sbop Scop]';

```

Fig. 7.20 Codi del control predictiu: càlculs per l'instant  $(k+2)$ .

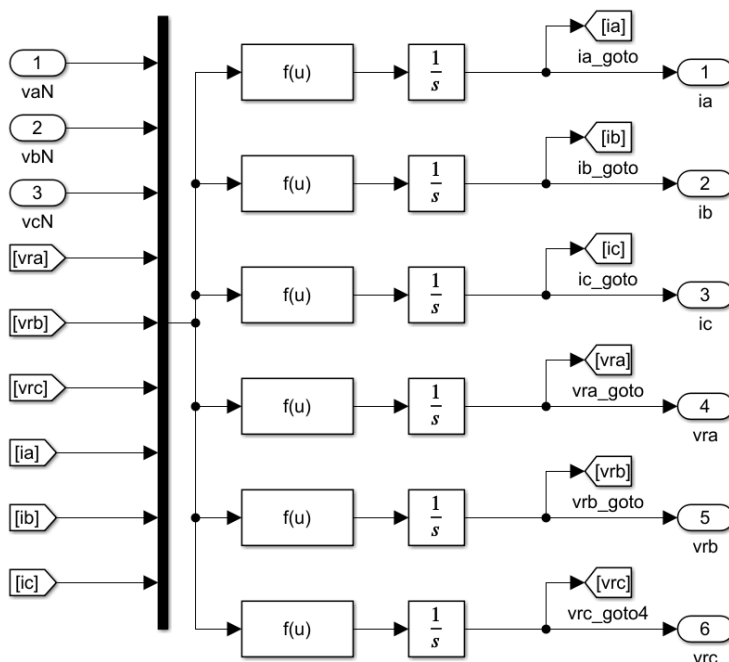


Fig. 7.21 Submàscara corresponent al filtre LC.

A la màscara del convertidor i filtre, dins de la submàscara del filtre, s'ha modelitzat el filtre LC de tal manera que compleixi amb les equacions (6.71), (6.72), (6.73), (6.91), (6.92) i (6.93). A la Fig. 7.20 es pot veure com entren a la submàscara les tensions de fase del convertidor i aquestes són utilitzades per calcular els corrents de fase i les tensions de les resistències de càrrega. Cal destacar que aquests mateixos valors són realimentats per tal que es puguin utilitzar per al càlcul de les mateixes variables posteriorment.

Per a la modelització del filtre LC s'ha escollit el filtre passa-baixes Butterworth de segon ordre, ja que no difereix massa en els casos de segon ordre dels de Legendre. Els de Txevichev presenten unes oscil·lacions a la banda de pas no desitjables.

Sabent que el control predictiu treballa a una freqüència de 10 kHz i el convertidor treballa a 50 Hz es calcula la freqüència de tall com:

$$f_{MPC} = 10 \text{ kHz} \quad (7.9)$$

$$f_{out} = 50 \text{ Hz} \quad (7.10)$$

$$f_{m\grave{a}x} = \frac{1}{10} \cdot 10 \text{ kHz} = 1 \text{ kHz} \quad (7.11)$$

$$f_{m\grave{i}n} = f_{out} \cdot 10 = 50 \cdot 10 = 500 \text{ Hz} \quad (7.12)$$

Per tant, es considera que la freqüència de tall ha de ser entre:

$$500 \text{ Hz} \leq f_T \leq 1 \text{ kHz} \quad (7.13)$$

Per tant, s'escull com a freqüència de tall:

$$f_T = 800 \text{ Hz} \quad (7.14)$$

$$\omega_o = 2 \cdot \pi \cdot f_T = 2 \cdot \pi \cdot 800 = 1600\pi \text{ rad/s} \quad (7.15)$$

Amb la freqüència natural es pot modelitzar el guany del filtre de Butterworth:

$$A(s) = \frac{1}{\left(\frac{s^2}{\omega_o^2} + \sqrt{2} \cdot \frac{s}{\omega_o} + 1\right)} = \frac{1}{\left(\frac{s^2}{(1600\pi)^2} + \sqrt{2} \cdot \frac{s}{1600\pi} + 1\right)} \quad (7.16)$$

Sabent que la freqüència natural es determina com:

$$\omega_o = \sqrt{\frac{1}{LC}} \quad (7.17)$$

Imposant un valor normalitzat de la capacitància com: 10  $\mu\text{F}$  es passa a calcular el valor de la inductància com:

$$L = \sqrt{\frac{1}{C\omega_o^2}} = \sqrt{\frac{1}{10 \cdot 10^{-6} \cdot (1600\pi)^2}} = 0,0629115 \text{ H} \quad (7.18)$$

Si es busca un valor normalitzat d'inductàncies s'escull: [13]

$$L = 62 \text{ mH} \quad (7.19)$$

Finalment, si es simula la tensió del condensador del convertidor:

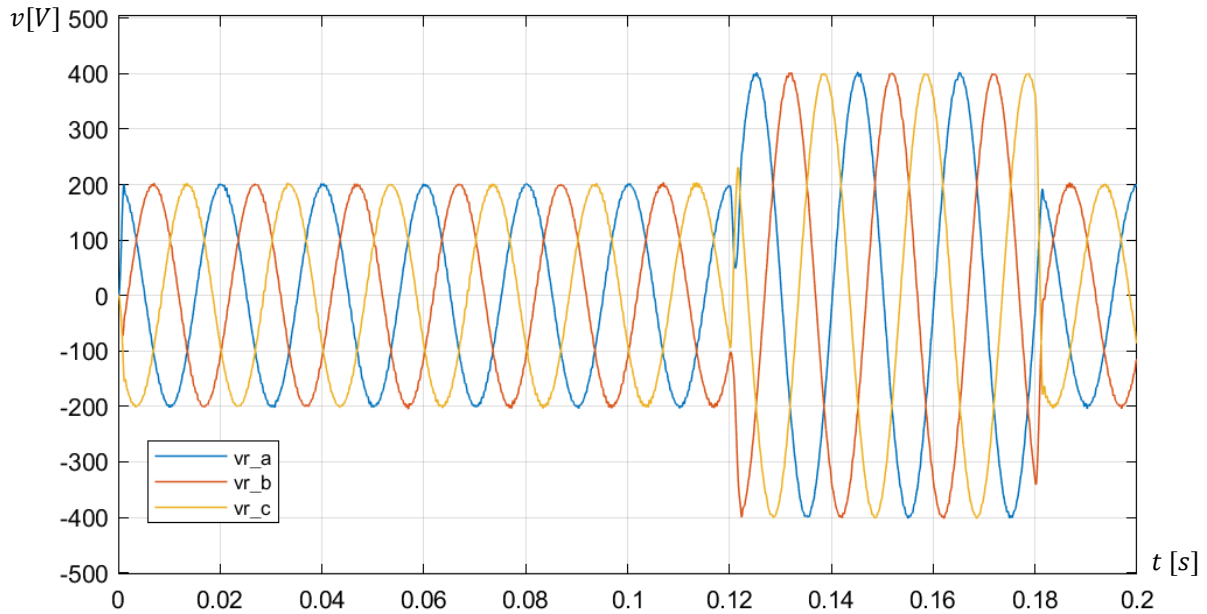


Fig. 7.22 Tensió del condensador amb filtre LC.

Es pot observar que la tensió del condensador té una amplitud igual a la de referència i que conserva la transició de l'instant 120 a 180 ms. A la Fig. 7.22 es compara la tensió del condensador amb la tensió de referència apreciant-se el bon seguiment que fa el sistema predictiu del senyal de referència.

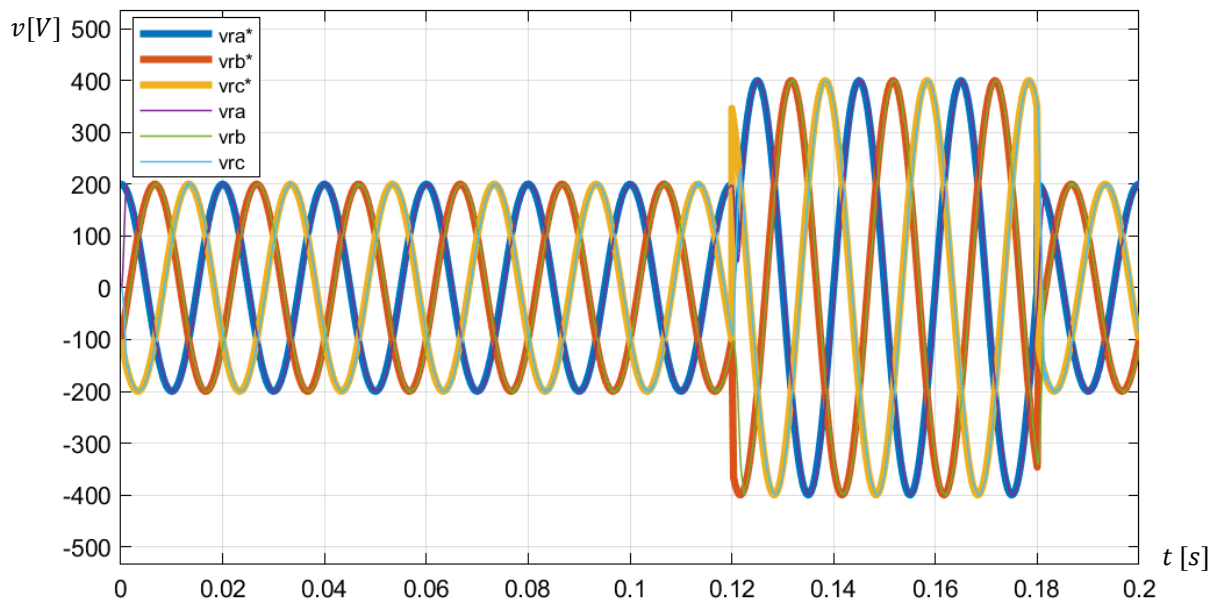


Fig. 7.23 Tensió de referència i tensió del condensador.



A més, si s’observa el corrent de sortida del convertidor:

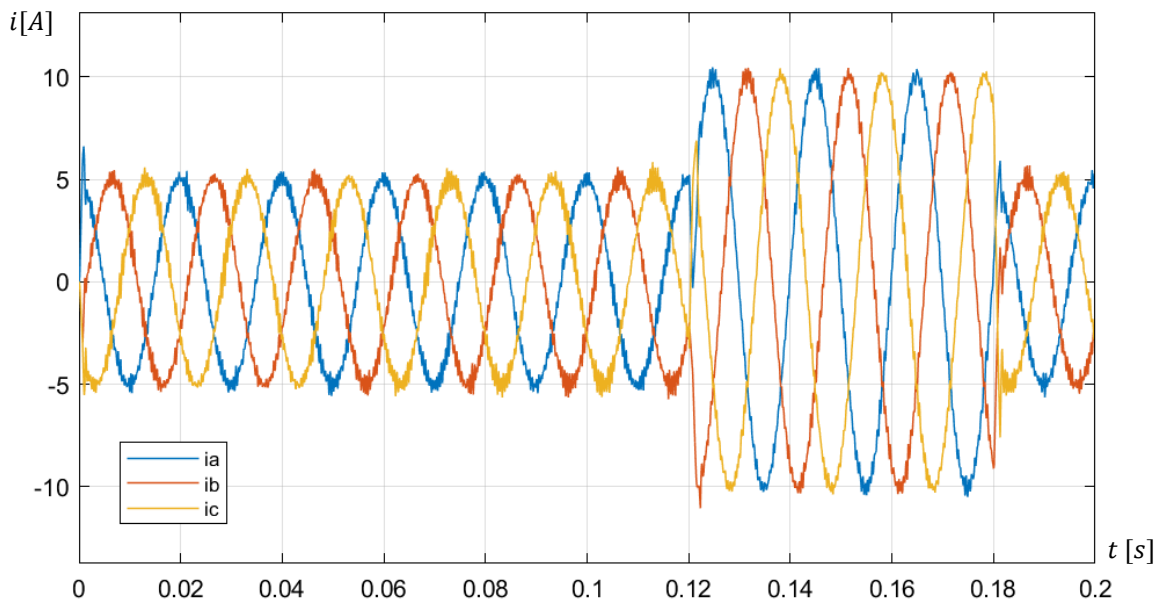


Fig. 7.24 Corrent de sortida del convertidor.

El corrent de la Fig. 7.23 s’observa que, com s’ha calculat a (7.5), oscil·la sobre els 5 A. En canvi darrere la transició que augmenta l’amplitud fins a 300 V, el corrent passar a ser de 10 A.

Si es mesura el retard de la Fig. 7.22 es pot veure que del senyal de referència i la tensió del condensador hi pot haver fins a un retard de 300  $\mu$ s.

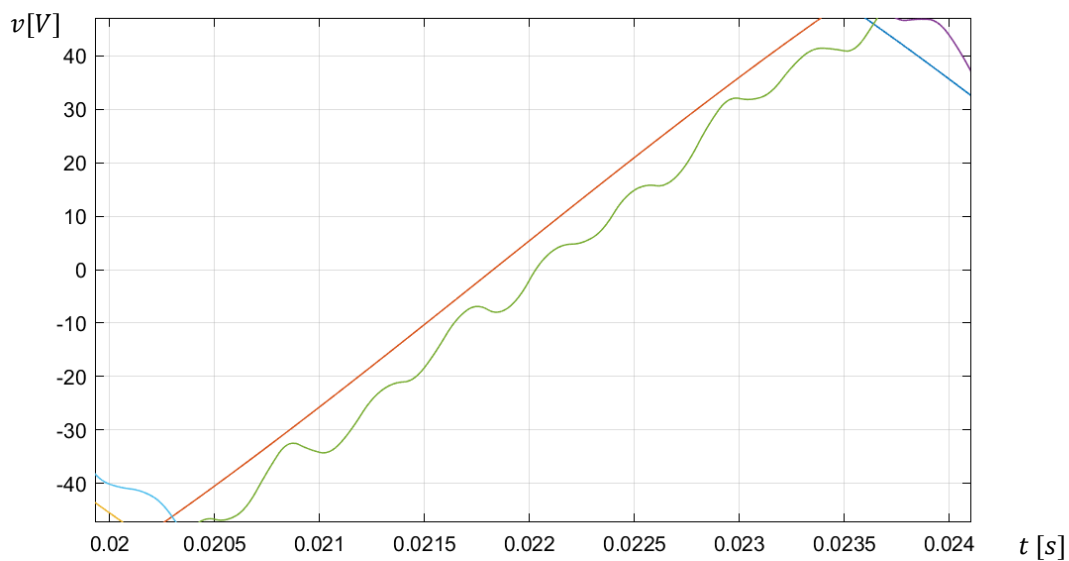


Fig. 7.25 Retard entre la tensió de referència i la del condensador ( $T_s=100 \mu$ s).

És un valor considerable que es podria reduir si s'augmentés el temps de mostreig en la predicció. La reducció del temps de mostreig provocarà que a més freqüència treballi el control predictiu i, per tant, fent que el control treballi amb més precisió. Com es pot veure a la Fig. 7.25, si es disminueix el temps de mostreig de  $100\ \mu\text{s}$  a  $80\ \mu\text{s}$ , el retard entre ambdós senyals disminueix fins a un màxim de l'ordre de  $260\ \mu\text{s}$ .

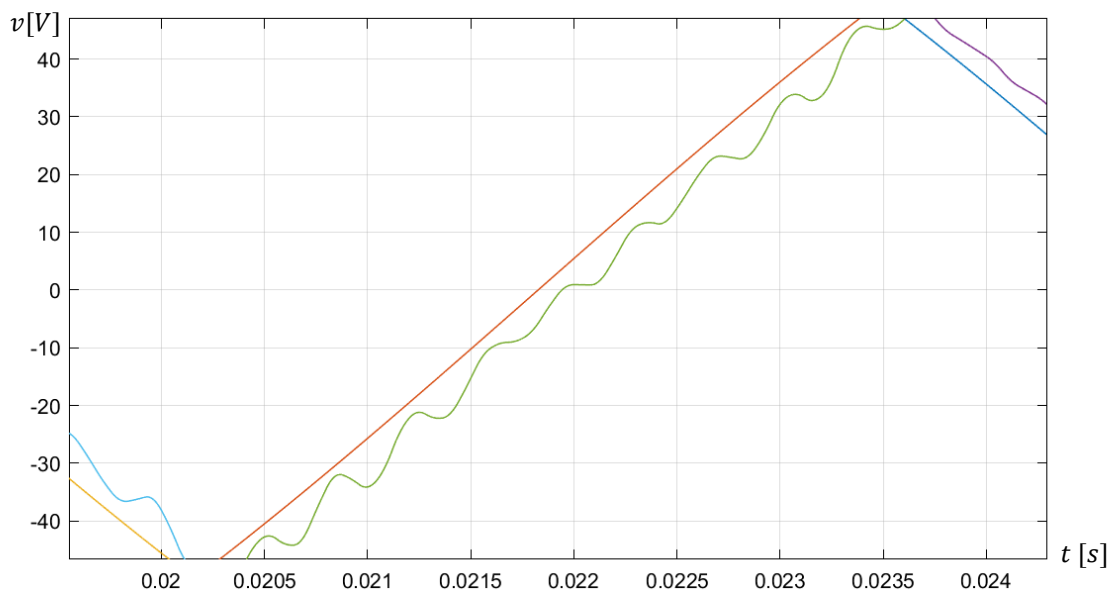


Fig. 7.26 Retard entre la tensió de referència i la del condensador ( $T_s = 80\ \mu\text{s}$ ).

És interessant el fet de disminuir el temps de mostreig en el control predictiu, però podria ser que no fos del tot possible. Cal tenir en compte que l'augment de la freqüència al control predictiu en temps real requerirà que en una mateixa quantitat de càlcul s'haurà de realitzar en un temps menor i una freqüència de commutació més elevada. El fet de treballar amb més o menys retard dependrà del criteri d'enginyeria que s'hagi de tenir en compte a l'hora de dissenyar del sistema. Un augment de la freqüència en el control predictiu tindrà uns requeriments electrònics més exigents a l'hora de realitzar la implementació, ja que el sistema es dissenyaria sobre un DSP. S'hauria d'avaluar si el DSP i els semiconductors tenen la capacitat de suportar un requeriment electrònic més exigent i treballar en unes condicions més extremes o per si el contrari això provocaria una disminució de la vida útil dels elements i, a conseqüència, un augment dels costos.

## 7.4. Simulació del control predictiu amb el convertidor NPC i filtre LCL.

### 7.4.1. Simulació amb filtre LCL i càrrega resistiva

Com s’ha especificat anteriorment, s’ha realitzat un estudi analític previ sense contemplar la connexió a xarxa sinó tenint en compte una resistència de càrrega. El control predictiu sobre aquesta variant amb filtre LCL es basa en un control per corrent pel fet que és la inductància la que influeix sobre el senyal de sortida.

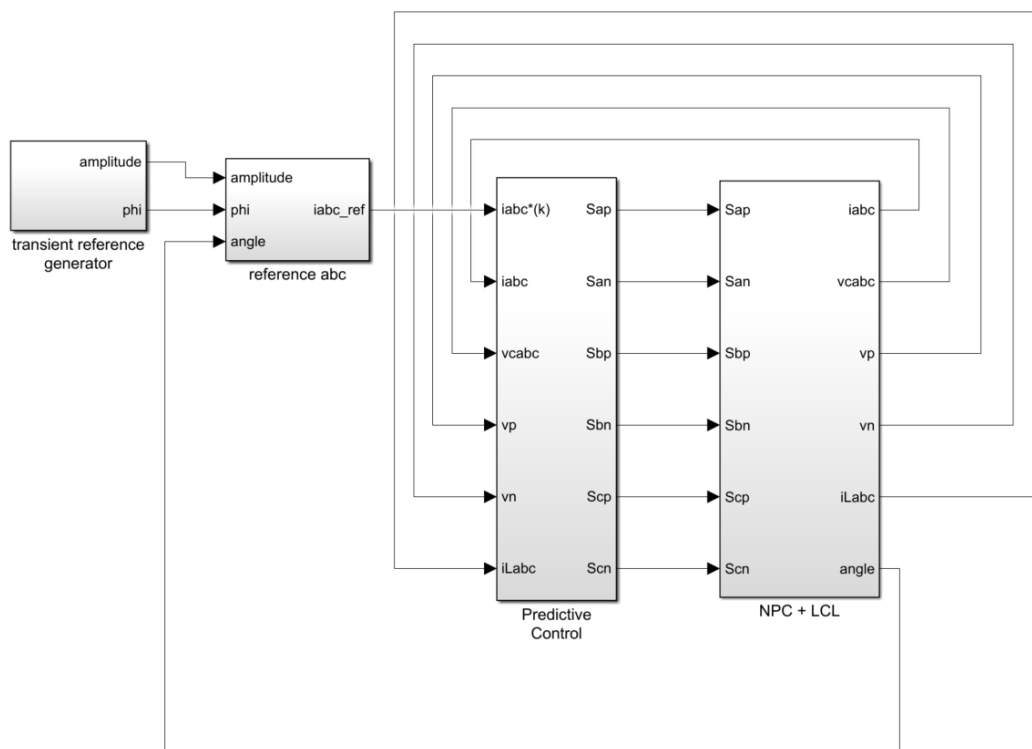


Fig. 7.27 Conjunt de màscares que componen el sistema.

Com s’observa a la Fig. 7.27 les variables que realimenten són aquelles que es necessiten per calcular les equacions d’espai d’estats que representen el sistema. Com s’ha calculat a l’apartat 6.1.5, les equacions d’espai d’estat depenen de les variables d’espai d’estat com: el corrent de sortida del convertidor  $i_x(k)$ , la tensió del condensador  $v_{cx}(k)$  i el corrent de sortida del filtre  $i_{Lx}(k)$ . A més a més, la realimentació de les tensions dels condensadors

superior i inferior del bus de contínua necessaris per al càlcul de la tensió  $v_{xn}(k)$ , la qual no és una variable realimentada encara que sigui una variable d'estat.

En ser un control per corrent, el senyal de referència generat és un corrent amb els mateixos valors de pic que l'utilitzat a la variant del filtre inductiu (Fig. 7.18). El senyal de referència generat és el següent:

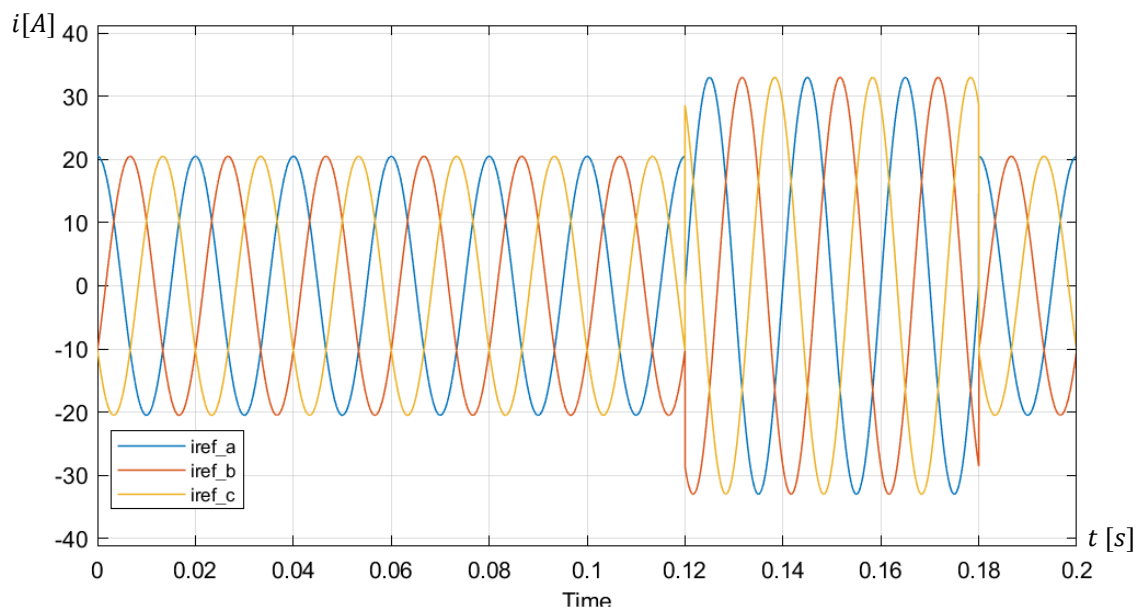


Fig. 7.28 Corrent de referència generat.

La generació d'un senyal de referència haurà de tenir en compte quina serà la tensió de sortida. Per això, el que es fa és aproximar la tensió de sortida a uns 200 V<sub>p</sub>. Llavors, sabent que la referència és de 20,5 A, per llei d'Ohm s'obté el valor de la resistència de càrrega:

$$R = \frac{200 \text{ V}}{20,5 \text{ A}} = 9,75 \Omega \approx 10 \Omega \quad (7.20)$$

A continuació, s'ha programat la funció *embedded* tal com es veu al codi que apareix a la Fig. 7.29. Al codi es declara una funció que conté les variables que entren al sistema predictiu realimentades des del convertidor. Aquestes variables són: el corrent de sortida del convertidor (*ik*), les tensions superior i inferior del bus de contínua (*vp*) i (*vn*) i la tensió de xarxa (*ek*). A més, entra el corrent de referència (*irefk*). Seguidament, es declaren dos variables locals del sistema compostes per *vxm1* i *Sm1* com la tensió de sortida del convertidor i l'estat de commutació respectivament. En aquesta part del codi es declaren els

valors de les constants com la tensió de contínua, els valors d'elements passius i la freqüència de mostreig del convertidor a 10 kHz (indirectament declarada pel temps de mostreig). Amb la funció d'*isempty* es declara un valor de 0 pels dos vectors en cas que no tinguin cap valor. Tot seguit es passa a realitzar l'estimació de les variables d'espai d'estats del sistema per l'interval  $k+1$ . Finalment es calculen els corrents per a cada fase i la tensió dels condensadors del bus de contínua.

```

1  function x=pred(irefk,ik,vp,vn,vck,iLk)
2  persistent vxml Sml;
3  % Values for the system
4  %Vdc=1000; % dc-link voltage
5  L1=2.5e-3; % filter inductance 1
6  RL1=0.1; % filter resistance 1
7  C=16.3e-6; % filter capacitance
8  L2=1.25e-3; % filter inductance 2
9  RL2=0.1; % filter resistance 2
10 R=10; % load resistance
11 Ts=100e-6; % sampling period
12 Cdc=750e-6; % dc-link capacitance
13 lambdaDC=1; % dc-link unbalance weight
14 % dc-link voltages
15 vpk=real(vp); % upper capacitor voltage
16 vnk=real(vn); % bottom capacitor voltage
17 % Initialization
18 gop=inf;
19 Saop=0;
20 Sbop=0;
21 Scop=0;
22 if isempty(vxml)
23     vxml=0+0j;
24 end
25 if isempty(Sml)
26     Sml=[0 0 0];
27 end
28 % Reference
29 irefkl=irefk;
30 % Current calculated for k+1
31 ik1=(1-((RL1*Ts)/L1))*ik+(Ts/L1)*(vxml-vck);
32 % Voltage capacitor calculated for k+1
33 vck1=(Ts/C)*(ik1-iLk)+vck;
34 % Inductance current for k+1
35 iLk1=vck*(Ts/L2)+iLk*(1-((RL2+R)*Ts)/L2));
36 % Phase current prediction k+1
37 ia1=real(ik1);
38 ib1=-0.5*real(ik1)+(sqrt(3)/2)*imag(ik1);
39 ic1=-0.5*real(ik1)-(sqrt(3)/2)*imag(ik1);
40 % Dc-link balance prediction for k+1
41 iok1=((Sml(1)==0)*ia1+(Sml(2)==0)*ib1+(Sml(3)==0)*ic1);
42 vpk1=vpk+(1/(2*Cdc))*iok1*Ts;
43 vnk1=vnk+(1/(2*Cdc))*iok1*Ts;

```

Fig. 7.29 Codi del control predictiu: declaració de variables i càlculs per l'instant  $(k+1)$ .

Quant al filtre dissenyat s'ha tingut en compte un fenomen que apareixia a les primeres simulacions quan els valors que es testejava no estaven justificats. Hi apareixia un problema de ressonància entre inductàncies i condensador que provocava un arrissat molt inestable en

segons quins intervals de temps de la resposta, sobretot en àrees de transició fent que el control no sigui del tot precís.

En el disseny del filtre s'ha tingut en compte que el valor de les inductàncies no pot ser superior a un 10 % a la inductància coneguda com a  $L_{base}$ , que ve terminada per (7.21).

$$L_{base} = \frac{U_{base}}{I_{base}\omega_{base}} \quad (7.21)$$

On  $I_{base}$  i  $U_{base}$  són els corrents i tensions de línia eficaç respectivament. En canvi,  $\omega_{base}$  és la freqüència angular a la qual funciona la xarxa. Com s'ha dissenyat abans, la tensió de línia s'ha establert de 200 V i el corrent de línia serà el de referència de 20,5 A. Per tant, si es fa el càlcul dels seus valors nominals eficaços:

$$U_{base} = \frac{200}{\sqrt{2}} = 141,4214 \text{ V} \quad (7.22)$$

$$I_{base} = \frac{20,5}{\sqrt{2}} = 14,4957 \text{ V} \quad (7.23)$$

Encara que s'estigui fent la simulació del cas amb resistència de càrrega es procedeix a dissenyar un filtre únic per tenir posteriorment en compte quan estigui connectada la xarxa. Així que es considera una freqüència de xarxa de 50 Hz:

$$f_{base} = 50 \text{ Hz} \quad (7.24)$$

$$\omega_{base} = 2 \cdot \pi \cdot 50 = 100\pi \text{ rad/s} \quad (7.25)$$

Per tant, la inductància base serà de:

$$L_{base} = \frac{141,4214}{14,4957 \cdot 100\pi} = 31,05 \text{ mH} \quad (7.26)$$

Com que el valor de les inductàncies del filtre no pot ser superior a un 10 % d'aquest valor:

$$L_1, L_2 < 3,105 \text{ mH} \quad (7.27)$$

A més, una estandardització del "International Electrotechnical Commission" especifica que els harmònics de corrent més enllà del 33è ha de ser menor a un 0,6 % del corrent nominal

(ICE 61000-3-4). És convenient que per complir amb aquest requeriment hi hagi una relació entre les dues inductàncies tal com es veu a (7.28) on a més de produir una reducció considerable dels harmònics, proporciona una reducció de la potència reactiva generada pel filtre.

$$L_1 = 2L_2 \quad (7.28)$$

Per escollir un valor de filtre per tant cal tenir en compte els requeriments de (7.27) i (7.28). Per tant, s'ha vist convenient escollir els següents valors:

$$L_1 = 2,5 \text{ mH} \quad (7.29)$$

$$L_2 = 1,25 \text{ mH} \quad (7.30)$$

Per aconseguir el valor de la capacítància cal tenir en compte que serà un 5 % del valor nominal del condensador  $C_{base}$ . On el valor nominal del condensador es calcula com:

$$C_{base} = \frac{I_{base}}{C_{base}\omega_{base}} \quad (7.31)$$

Per tant,

$$C_{base} = \frac{14,4957}{141,4214 \cdot 100\pi} = 326,27 \mu F \quad (7.32)$$

Llavors,

$$C = 0,05 \cdot C_{base} = 0,05 \cdot 326,27 \mu F = 16,31 \mu F \quad (7.33)$$

Per dissenyar correctament el filtre que provoqués un efecte de la ressonància mínim s'ha calculat quina és la freqüència de ressonància  $f_0$  del sistema, la qual ha de mantenir-se entre la freqüència nominal de la xarxa  $f_{base}$  i la freqüència de commutació  $f_{sw}$  tal com es veu a (7.34)

$$10f_{base} \leq f_0 \leq 0,5f_{sw} \quad (7.34)$$

On la freqüència de ressonància es pot calcular com:

$$f_0 = \left(\frac{1}{2\pi}\right) \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C_0}} \quad (7.35)$$

Havent trobat els valors de les inductàncies i capacitància, si es té en compte que la freqüència de la xarxa es considera com 50 Hz i sabent que el temps de mostreig, tal com es veu a la Fig. 7.29, es de 100  $\mu$ s:

$$f_{base} = 50 \text{ Hz} \quad (7.36)$$

$$f_{sw} = \frac{1}{100 \cdot 10^{-6}} = 10 \text{ kHz} \quad (7.37)$$

$$500 \text{ Hz} \leq f_0 \leq 5 \text{ kHz} \quad (7.38)$$

$$f_0 = \left(\frac{1}{2\pi}\right) \sqrt{\frac{(2,5 + 1,25) \cdot 10^{-3}}{2,5 \cdot 10^{-3} \cdot 1,25 \cdot 10^{-3} \cdot 16,31 \cdot 10^{-6}}} = 1365,1607 \text{ Hz} \quad (7.39)$$

Com es pot observar, la freqüència de ressonància per aquests valors d'inductàncies i capacitàncies es troba dins dels límits marcats per (7.34). [14]

A la Fig. 7.30 continua el codi per la part de la predicció. Es realitzen tres iteracions en cadena on els tres estats de commutació obtenen un valor de -1, 0 i 1 per obtenir els 27 estats possibles del sistema. En cada una de les iteracions es calculen les tensions del convertidor, corrents de la inductància de la part del convertidor ( $L_1$ ), tensions del condensador i la tensió de la inductància del costat de la xarxa ( $L_2$ ) per l'interval ( $k + 2$ ). A més, es calculen per ( $k + 2$ ) els corrents de cada fase, i les tensions dels condensadors del bus de contínua. Finalment, s'avalua la funció de cost i aquell conjunt d'estats de commutació que minimitzin la funció de cost seran emmagatzemats en memòria juntament amb el nou valor de la funció de cost, sobreescrivint el valor anterior. En acabar totes les iteracions, l'*embedded* tindrà guardat en memòria els estats de commutació que fan el més petit possible la funció de cost i seran el valor de la sortida de l'*embedded*.

La funció de cost és definida per aquella que minimitzi la diferència entre el corrent de referència i el corrent de la bobina del costat de la xarxa ( $L_2$ ). Per tant:

$$g = |i_\alpha^* - i_\alpha^P|^2 + |i_\beta^* - i_\beta^P|^2 + \lambda_{DC} \left( (v_p + v_n)^2 \right) \quad (7.40)$$



```

44 % Evaluation and Optimization of g over the 27 states
45 for Sa=-1:1
46     for Sb=-1:1
47         for Sc=-1:1
48             % vectors
49             va=((1+Sa)/2)*vpk1+((1-Sa)/2)*vnk)*Sa^2;
50             vb=((1+Sb)/2)*vpk1+((1-Sb)/2)*vnk)*Sb^2;
51             vc=((1+Sc)/2)*vpk1+((1-Sc)/2)*vnk)*Sc^2;
52             % vx=(valpha)+(vbeta);
53             vx=((2/3)*(va-0.5*vb-0.5*vc))+((2/3)*((sqrt(3)/2)*vb-(sqrt(3)/2)*vc)*(0+1j));
54             % Current prediction
55             ik2=(1-((RL1*Ts)/L1))*ik1+(Ts/L1)*(vx-vck1);
56             % Voltage capacitance calculated for k+2
57             vck2=(Ts/C)*(ik2-iLk1)+vck1;
58             % Inductance current prediction for k+2
59             iLk2=vck2*(Ts/L2)+iLk1*(1-((RL2+R)*Ts)/L2);
60             % Phase current prediction k+2
61             iak2=real(ik2);
62             ibk2=-0.5*real(ik2)+(sqrt(3)/2)*imag(ik2);
63             ick2=-0.5*real(ik2)-(sqrt(3)/2)*imag(ik2);
64             % Dc-link balance prediction k+2
65             iok2=(Sa==0)*iak2+(Sb==0)*ibk2+(Sc==0)*ick2;
66             vpk2=vpk1+(1/(2*Cdc))*iok2*Ts;
67             vnk2=vnk1+(1/(2*Cdc))*iok2*Ts;
68             % Evaluation of the Quality Function
69             g=(real(irefk1)-real(iLk2))^2+(imag(irefk1)-imag(iLk2))^2+lambdaDC*((vpk2+vnk2)^2);
70             if (g<gop)
71                 gop=g;
72                 vxml=vx;
73                 Saop=Sa;
74                 Sbob=Sb;
75                 Scop=Sc;
76             end
77         end
78     end
79 end
80 % Switching state for the next switching period
81 Sml=[Saop Sbob Scop];
82 % The output is the switching state that minimizes g
83 x=[Saop Sbob Scop]';

```

Fig. 7.30 Codi del control predictiu: càlculs per l'instat (k+2).

A la màscara del convertidor i filtre, dins de la submàscara del filtre, s'ha modelitzat el corresponent al filtre LCL de tal manera que compleixi amb les equacions (6.122), (6.134) i (6.155). Es pot observar que es fa necessària la generació de les tensions de càrrega per a realimentar en el sistema per calcular el corrent de la bobina del costat de la xarxa. S'afegeix un integrador, ja que aquestes equacions s'han d'integrar per trobar els corrents. A la Fig. 7.31 es pot veure que dins la màscara hi entren les tensions de sortida del convertidor les quals serveixen per calcular els corrents de fase que justament realimenten el sistema. Al final, la sortida consta de les tres variables del sistema que s'utilitzaran com realimentació cap al control predictiu (juntament amb les tensions dels condensadors del bus de contínua) per a poder realitzar l'estimació i finalment la predicció.

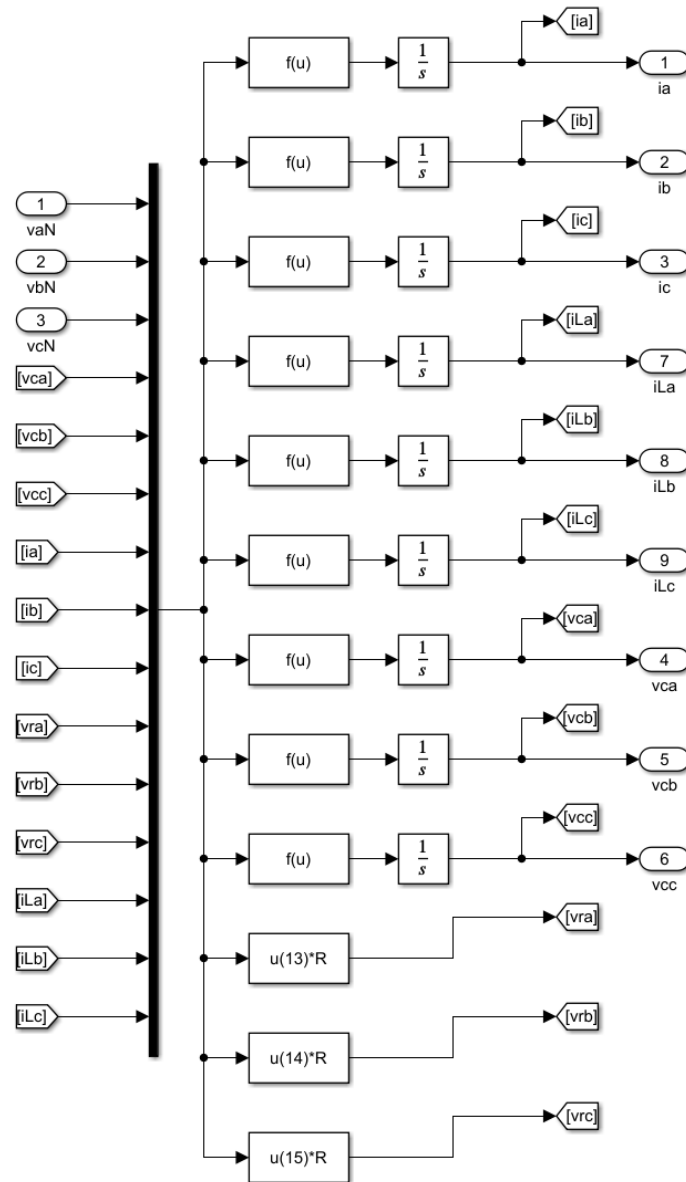


Fig. 7.31 Submàscara corresponent al filtre LCL amb resistència de càrrega.

S'observa a la Fig. 7.32 com el senyal del corrent de la inductància  $L_2$ , el corrent de la càrrega resistiva, presenta uns petits harmònics en el senyal, però en general no presenta cap tipus de ressonància que impedeixi una correcta predicció. Els pics de la sinusoidal presenten petits harmònics així com uns pendents que provoquen pujades esglaonades. A la Fig. 7.33 es veu com el senyal de sortida encaixa amb el senyal de referència. S'observa la presència d'un petit retard que mesurat sobre el programa consta d'uns  $300 \mu\text{s}$  que com a l'apartat anterior, pot ser disminuït a costa d'incrementar la freqüència de commutació o incrementant l'horitzó de predicció. A la Fig. 7.34 es pot observar el retard entre el corrent de referència i el de la càrrega.

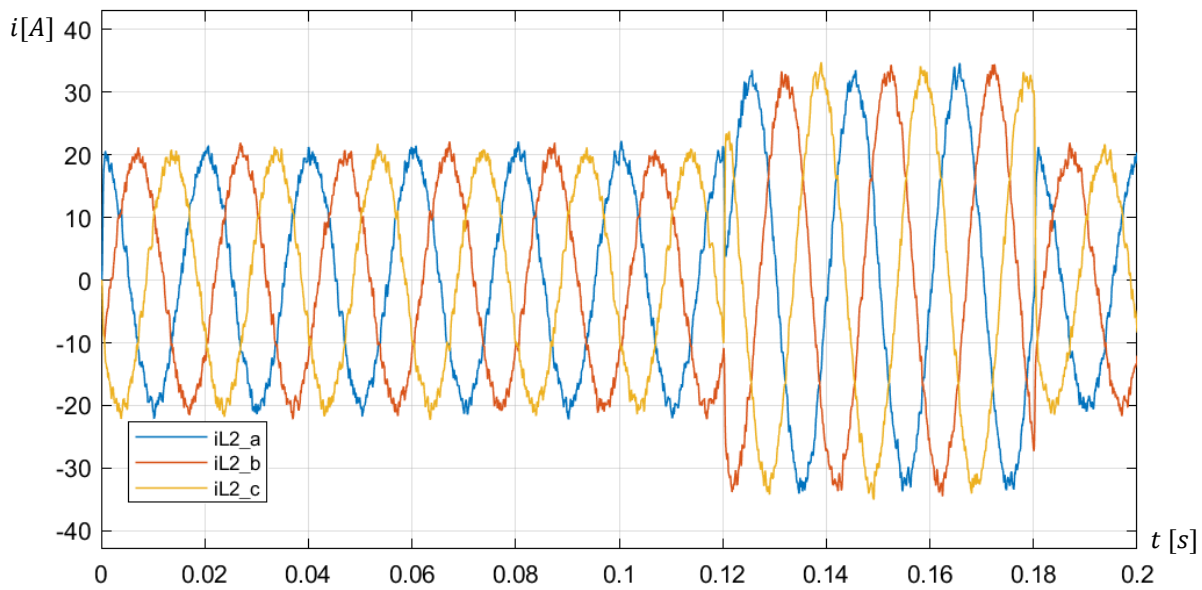


Fig. 7.32 Corrent de la inductància ( $L_2$ ) amb filtre LCL i càrrega.

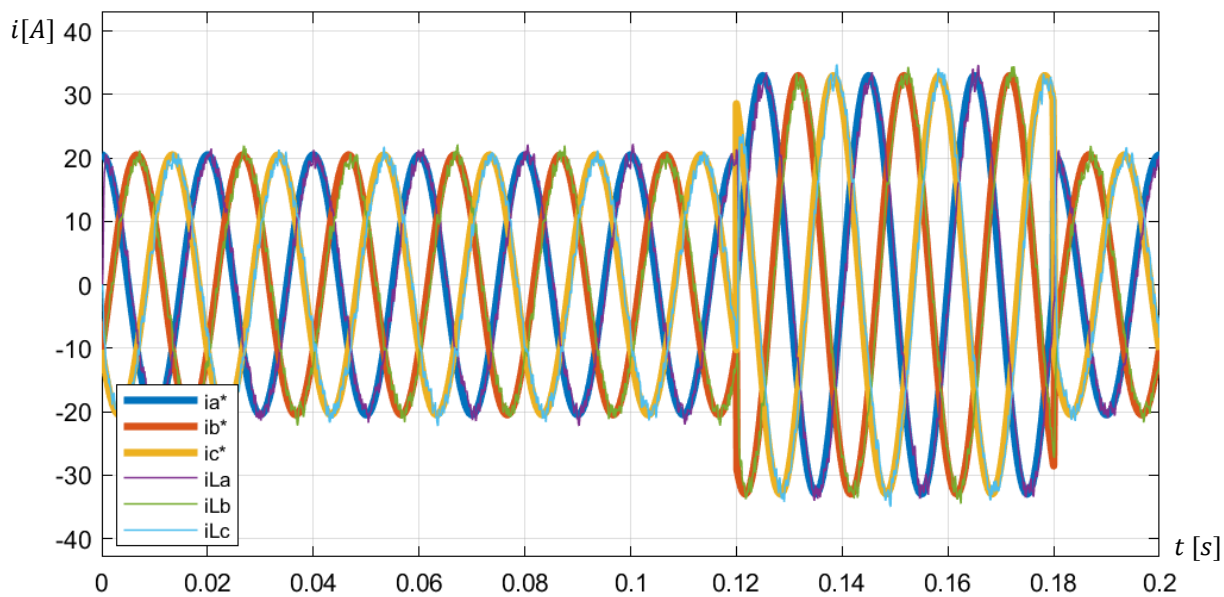


Fig. 7.33 Corrent de referència i de la inductància ( $L_2$ ) amb filtre LCL i càrrega.

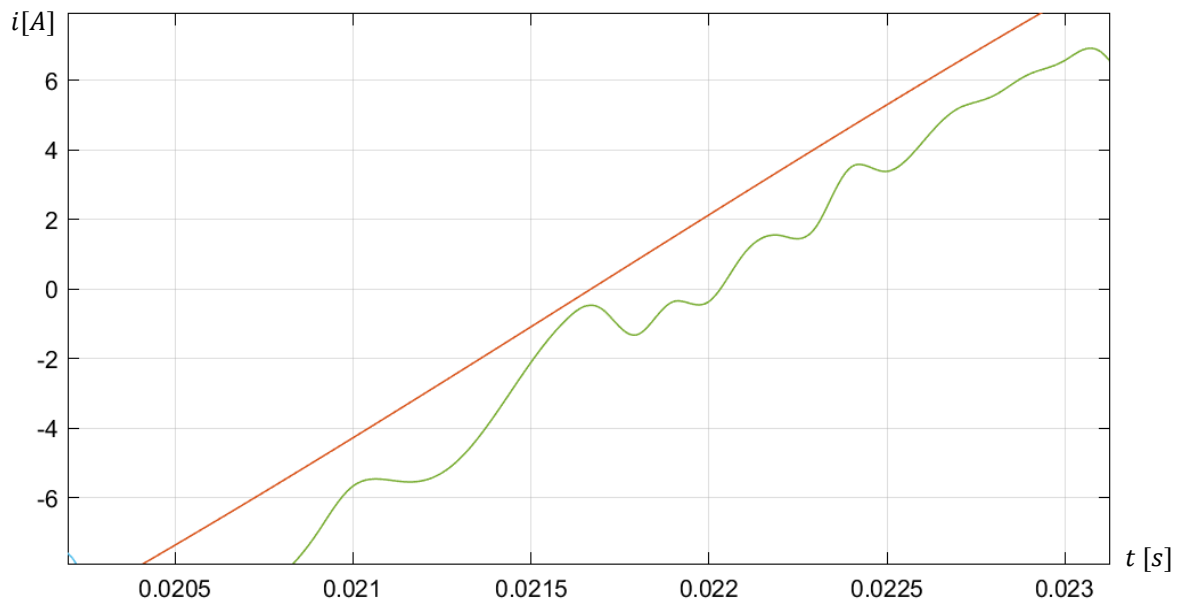


Fig. 7.34 Retard entre el corrent de referència i la de sortida ( $T_s=100 \mu\text{s}$ ).

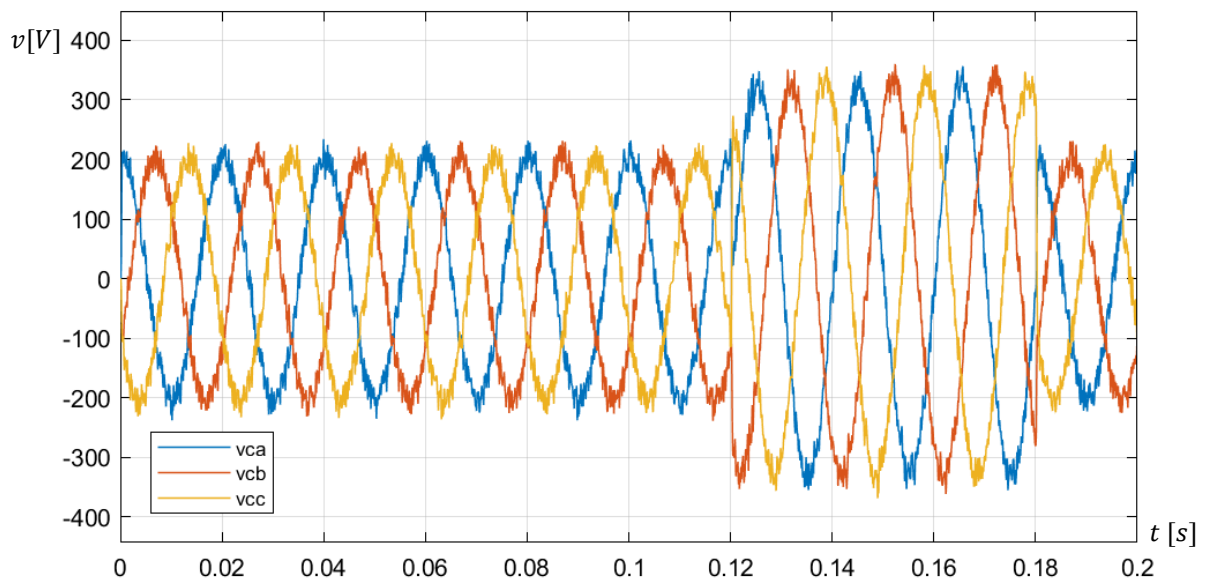


Fig. 7.35 Tensió del condensador pel filtre LCL i càrrega.

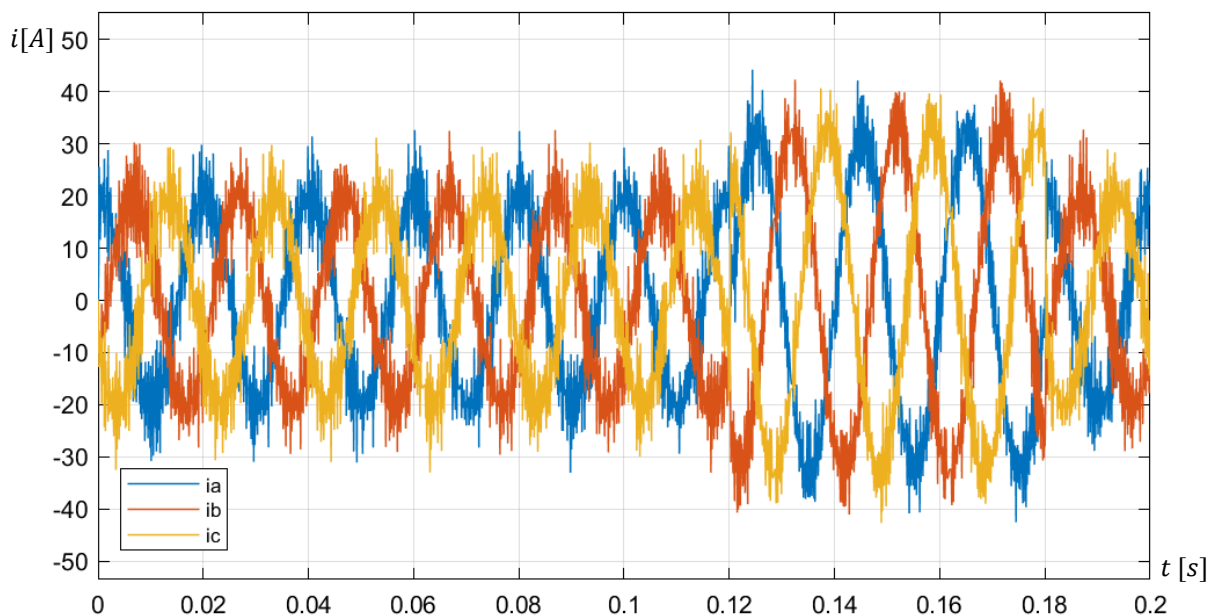


Fig. 7.36 Corrent de sortida del convertidor pel filtre LCL i càrrega.

A la Fig. 7.35 s'observa la tensió del condensador la qual presenta més harmònics que el senyal a predir. La sortida del convertidor, com s'ha dissenyat abans, s'ha fet de manera que la resistència provoqués una sortida de  $200 V_p$  i es pot veure que la sortida és exactament aquest valor quan el corrent de referència és de  $20,5 A$ .

Quant a la Fig. 7.36 s'observa un corrent de sortida del convertidor amb molts harmònics, però que conserva la seva essència sinusoidal en tot el domini temporal. La gran diferència entre el corrent de la inductància  $L_1$  de la part del convertidor i el corrent de la part de la xarxa o de la inductància  $L_2$  és causada per la capacitància.

Cal destacar que s'ha realitzat una millora del filtre de manera que la sortida del sistema tingués menys components harmònics i el senyal fos més net pel mateix període de mostreig. Si s'incrementa el valor del condensador, la impedància del filtre disminueix pel qual el corrent de sortida del convertidor augmenta en comparació amb el corrent que circula per la inductància  $L_2$  [14]. Això provoca que el corrent dels commutadors sigui més gran i a la vegada pateixin més estrès i augmentin les pèrdues de commutació. Però incrementar a  $50 \mu F$  el valor de la capacitància disminueix la freqüència de ressonància i millora la qualitat del corrent de la càrrega (Fig. 7.37).

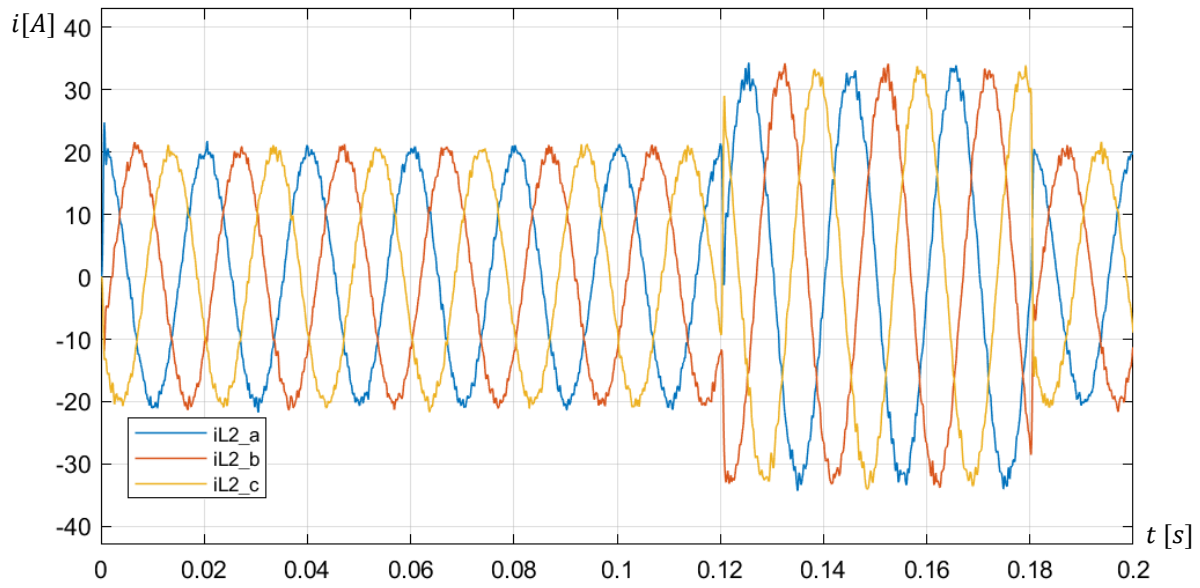


Fig. 7.37 Corrent de la inductància ( $L_2$ ) amb filtre LCL i càrrega amb  $C = 50 \mu\text{F}$ .

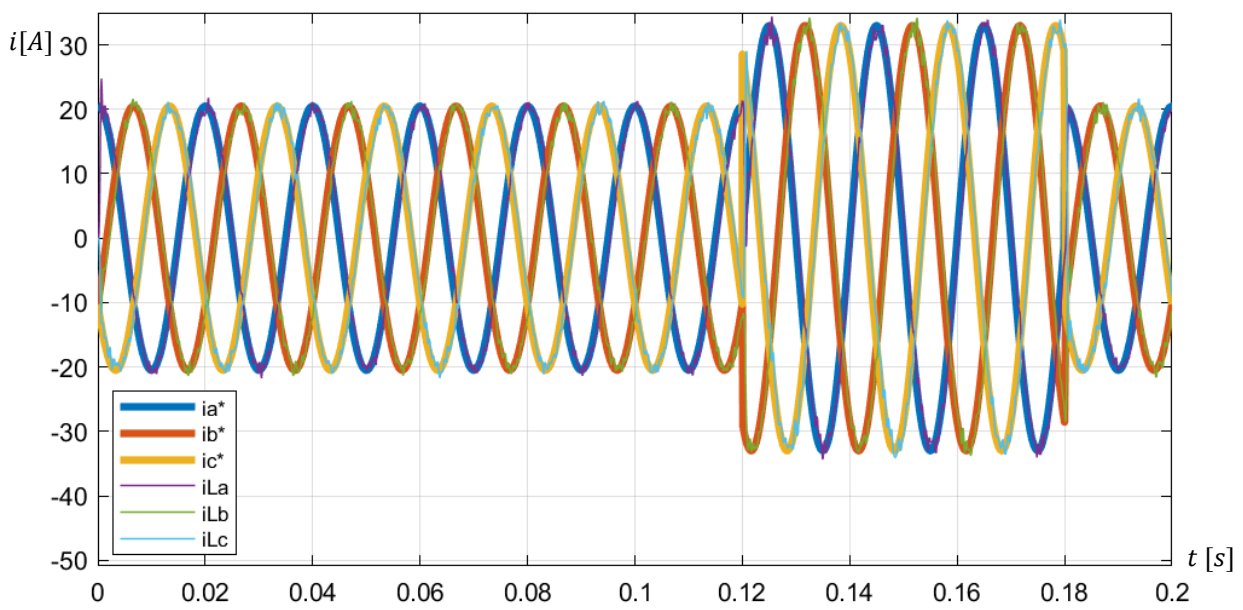


Fig. 7.38 Corrent de referència i de la inductància ( $L_2$ ) amb filtre LCL i càrrega amb  $C = 50 \mu\text{F}$ .

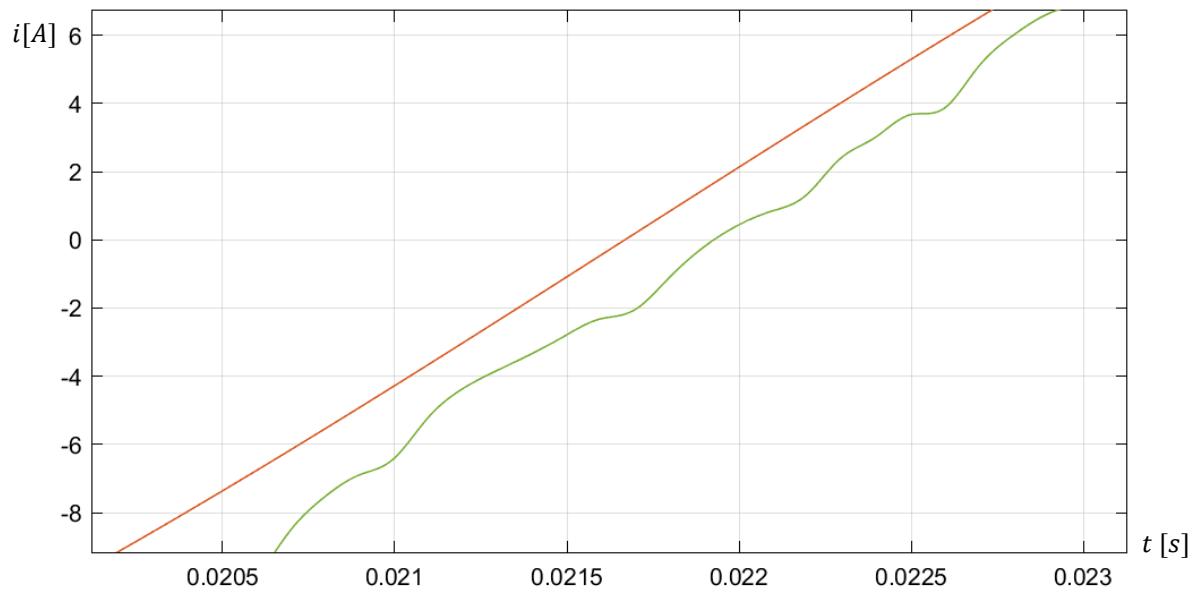


Fig. 7.39 Retard entre el corrent de referència i la de sortida ( $T_s=100 \mu s$ ) amb  $C = 50 \mu F$ .

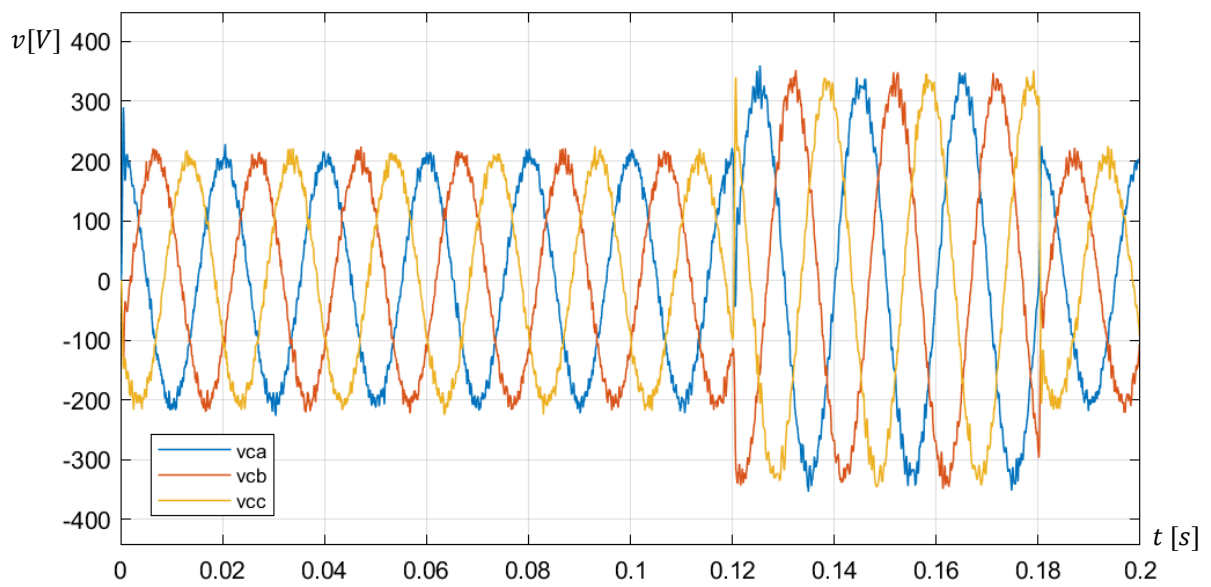


Fig. 7.40 Tensió del condensador pel filtre LCL i càrrega amb  $C = 50 \mu F$ .

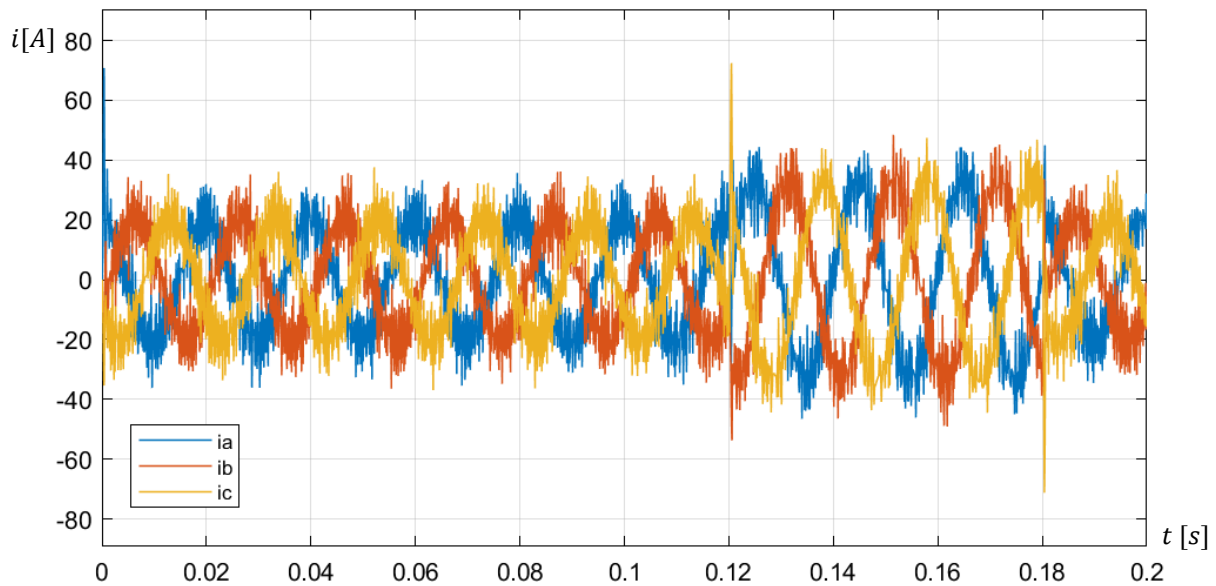


Fig. 7.41 Corrent de sortida del convertidor pel filtre LCL i càrrega amb  $C = 50 \mu\text{F}$ .

En incrementar el condensador a  $50 \mu\text{F}$  s'ha pogut observar una millor atenuació dels harmònics en la resposta del corrent de la inductància  $L_2$  o corrent de la resistència a costa d'augmentar els harmònics en el corrent de sortida de convertidor o de la inductància  $L_2$ . A la Fig. 7.37 s'observa un seguiment més precís de la tensió de referència. Quant al retard, en augmentar la capacitança i reduir la impedància del filtre es veu que el retard disminueix lleugerament, ja que es troba que la impedància del filtre afecta el retard del seguiment. Per tant a la Fig. 7.38 el retard es troba lleugerament per sota del de la Fig. 7.34 disminuint fins a uns  $280 \mu\text{s}$ . Pel que fa a la tensió del condensador de la Fig. 7.40 es pot veure que també s'ha vist reduïda en els seus components harmònics. Finalment, l'augment del corrent de la sortida del convertidor ha fet que augmentés els harmònics en el seu senyal i a les transicions un augment considerable de la ressonància (Fig. 7.41).

#### 7.4.2. Simulació amb filtre LCL i xarxa

Encara que a l'apartat anterior amb el model amb LCL i càrrega resistiva presentava alguns harmònics és realment quan la xarxa es connecta que s'emet energia cap al filtre el qual provoca un efecte més advers de ressonància entre els elements inductius i capacitius del sistema que treballen a prop d'aquesta freqüència de ressonància.



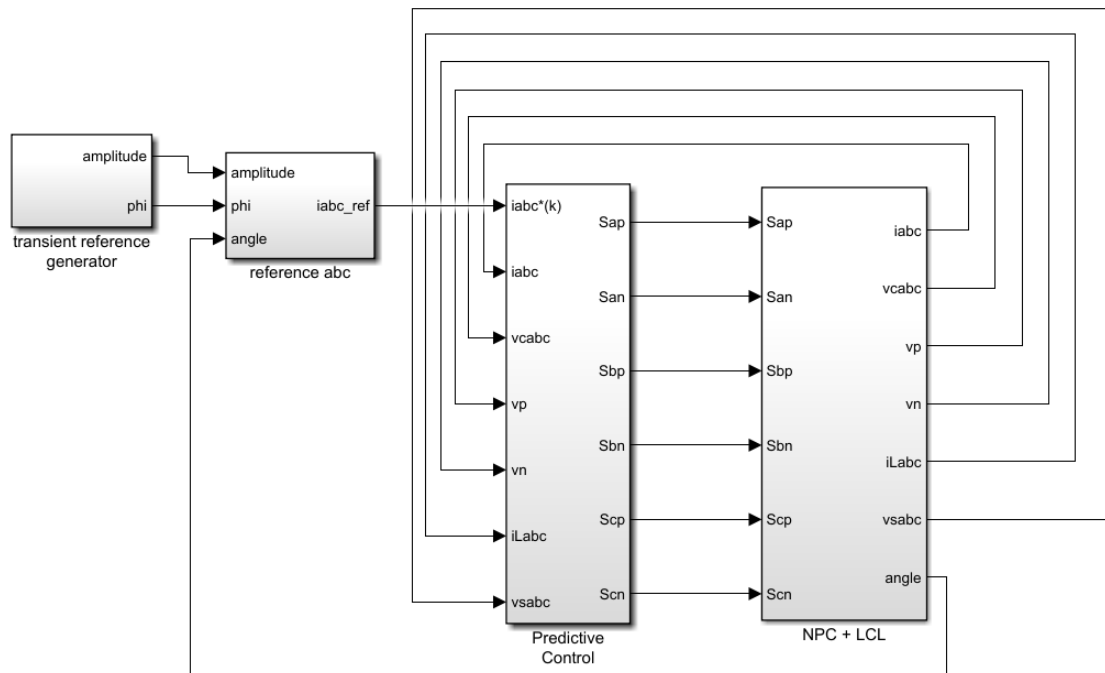


Fig. 7.42 Conjunt de màscares que componen el sistema.

Partint del sistema anterior, s'ha modelitzat el nou sistema eliminant la tensió de la resistència de càrrega substituint-la per una nova variable d'estat corresponent a la tensió de la xarxa  $v_{sabc}$ . Aquesta nova variable vindrà generada per la xarxa que abans s'utilitzava per generar l'angle, la qual ara també s'utilitzarà per generar la tensió esmentada.

A la Fig. 7.43 es troba una captura de la màscara que modelitza el convertidor i el filtre. Es pot observar a la part inferior que es generen dos submàsqueres: la tensió de xarxa, connectada al convertidor per computar la tensió de desequilibri; i a la submàscara del filtre, per generar una entrada que servirà per calcular el corrent de la inductància de xarxa.

A la submàscara del filtre, s'ha realitzat el mateix canvi per modelitzar la connexió a xarxa tal com reflecteixen les equacions (6.207), (6.219) i (6.237). Es pot observar que en aquest cas, en comptes de generar les tensions de càrrega, s'entren al sistema les tensions de xarxes generades les quals són utilitzades per a realimentar en el sistema per calcular el corrent de la bobina del costat de la xarxa. A la Fig. 7.44 es pot veure que dins la màscara hi entren les tensions de sortida del convertidor les quals serveixen per calcular els corrents de fase que justament realimenten el sistema. Al final, la sortida consta de les tres variables del sistema que s'utilitzaran com realimentació cap al control predictiu (juntament amb les tensions dels condensadors del bus de contínua) per a poder realitzar l'estimació i finalment la predicció.

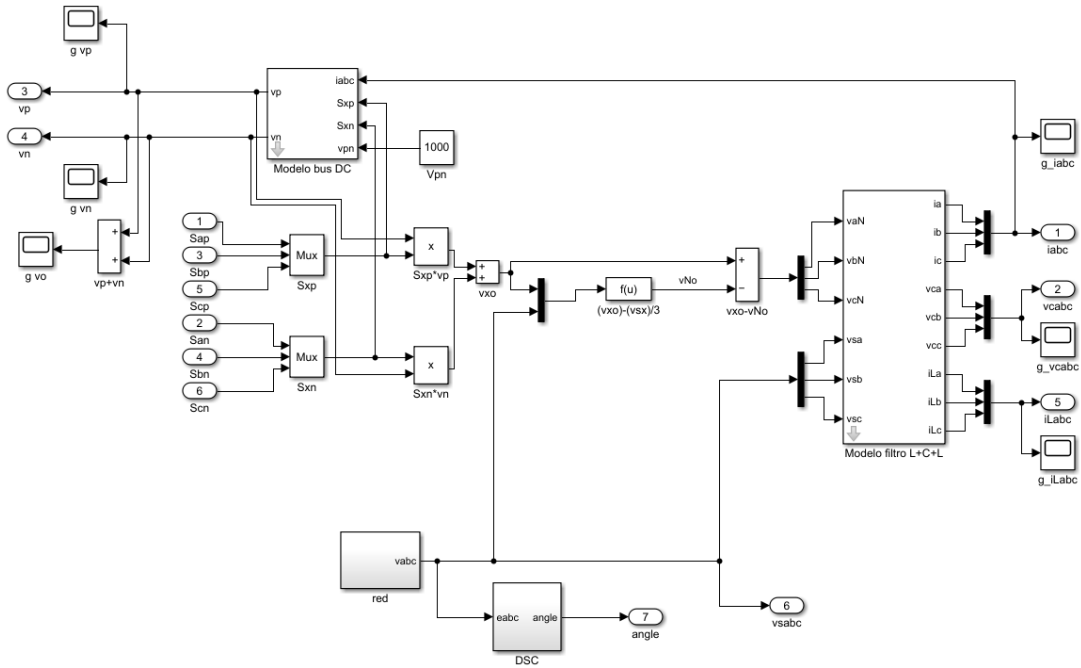


Fig. 7.43 Màscara corresponent al convertidor amb filtre.

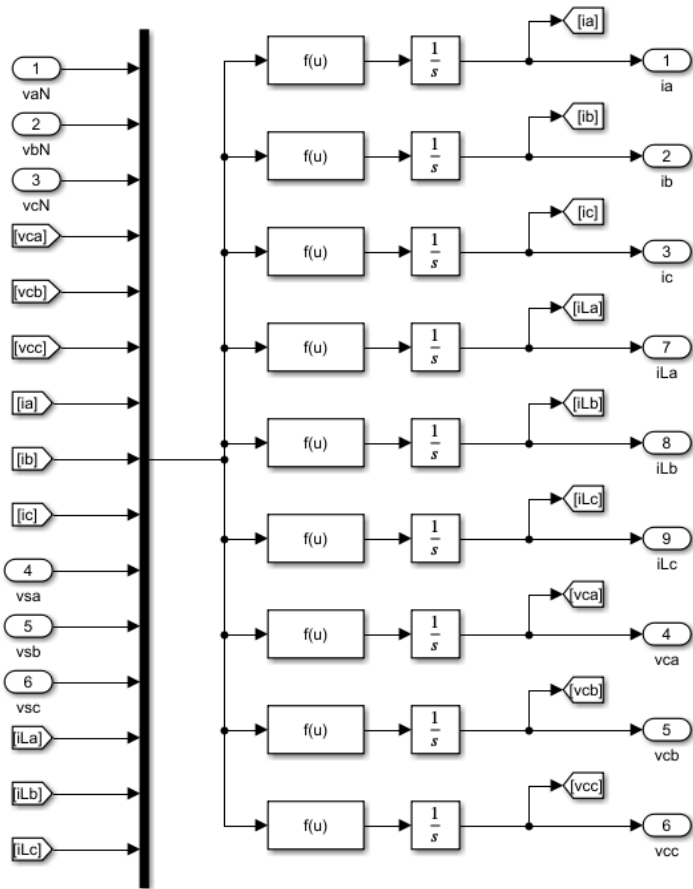


Fig. 7.44 Submàscara corresponent al filtre LCL amb xarxa.

```

1  function x=pred(irefk,ik,vp,vn,vck,iLk,ek)
2  - persistent vxml Sml;
3  % Values for the system
4  %Vdc=1000; % dc-link voltage
5  - L1=10e-3; % filter inductance 1
6  - RL1=0.1; % filter resistance 1
7  - C=5e-6; % filter capacitance
8  - L2=1.25e-3; % filter inductance 2
9  - RL2=0.1; % filter resistance 2
10 - Ts=100e-6; % sampling period
11 - Cdc=750e-6; % dc-link capacitance
12 - lambdaDC=1; % dc-link unbalance weight
13 % dc-link voltages
14 - vpk=real(vp); % upper capacitor voltage
15 - vnk=real(vn); % bottom capacitor voltage
16 % Initialization
17 - gop=inf;
18 - Saop=0;
19 - Sbop=0;
20 - Scop=0;
21 - if isempty(vxml)
22 -     vxml=0+0j;
23 - end
24 - if isempty(Sml)
25 -     Sml=[0 0 0];
26 - end
27 % Reference
28 - irefkl=irefk;
29 % Current calculated for k+1
30 - ikl=(1-((RL1*Ts)/L1))*ik+(Ts/L1)*(vxml-vck);
31 % Voltage capacitor calculated for k+1
32 - vckl=(Ts/C)*(ikl-iLk)+vck;
33 % Inductance current for k+1
34 - iLkl=(Ts/L2)*(vckl-ek)+iLk*(1-((RL2*Ts)/L2));
35 % Phase current prediction k+1
36 - iakl=real(ikl);
37 - ibkl=-0.5*real(ikl)+(sqrt(3)/2)*imag(ikl);
38 - ickl=-0.5*real(ikl)-(sqrt(3)/2)*imag(ikl);
39 % Dc-link balance prediction for k+1
40 - iokl=((Sml(1)==0)*iakl+(Sml(2)==0)*ibkl+(Sml(3)==0)*ickl);
41 - vpkl=vpk+(1/(2*Cdc))*iokl*Ts;
42 - vnk1=vnk+(1/(2*Cdc))*iokl*Ts;

```

Fig. 7.45 Codi del control predictiu: declaració de variables i càlculs per l' instant (k+1).

A la funció *embedded* de la Fig. 7.45 Al codi es declara una funció que conté les variables que entren al sistema predictiu realimentat des del convertidor. A més de les variables realimentades en el model amb càrrega resistiva, en aquest cas s'ha de realimentar la variable corresponent a la tensió de la xarxa. El funcionament en general no varia de l'anterior més que les equacions per fer la primera estimació presenta la tensió de la xarxa, variable que ara és d'entrada.

A la Fig. 7.46 es realitza la predicció. Es realitzen les iteracions per obtenir els 27 estats possibles del sistema. En cada una de les iteracions es calculen les tensions del convertidor, corrents de la inductància de la part del convertidor ( $L_1$ ), tensions del condensador i la tensió de la inductància del costat de la xarxa ( $L_2$ ) per l'interval ( $k + 2$ ) a més dels corrents de fase

i les tensions dels condensadors de contínua. Finalment, s'avalua la funció de cost i en acabar, l'*embedded* tindrà guardat en memòria els estats de commutació que minimitzen la funció de cost.

```

43 % Evaluation and Optimization of g over the 27 states
44 for Sa=-1:1
45     for Sb=-1:1
46         for Sc=-1:1
47             % vectors
48             va=((1+Sa)/2)*vpk1+(((1-Sa)/2)*vnk)*Sa^2;
49             vb=((1+Sb)/2)*vpk1+(((1-Sb)/2)*vnk)*Sb^2;
50             vc=((1+Sc)/2)*vpk1+(((1-Sc)/2)*vnk)*Sc^2;
51             % vx=(valpha)+(vbeta);
52             vx=((2/3)*(va-0.5*vb-0.5*vc))+((2/3)*((sqrt(3)/2)*vb-(sqrt(3)/2)*vc)*(0+1j));
53             % Current prediction
54             ik2=(1-((RL1*Ts)/L1))*ik1+(Ts/L1)*(vx-vck1);
55             % Voltage capacitance calculated for k+2
56             vck2=(Ts/C)*(ik1-iLk1)+vck1;
57             % Inductance current prediction for k+2
58             iLk2=(Ts/L2)*(vck2-ek)+iLk1*(1-((RL2*Ts)/L2));
59             % Phase current prediction k+2
60             iak2=real(ik2);
61             ibk2=-0.5*real(ik2)+(sqrt(3)/2)*imag(ik2);
62             ick2=-0.5*real(ik2)-(sqrt(3)/2)*imag(ik2);
63             % Dc-link balance prediction k+2
64             iok2=(Sa==0)*iak2+(Sb==0)*ibk2+(Sc==0)*ick2;
65             vpk2=vpk1+(1/(2*Cdc))*iok2*Ts;
66             vnk2=vnk1+(1/(2*Cdc))*iok2*Ts;
67             % Evaluation of the Quality Function
68             g=(real(irefk1)-real(ik2))^2+(imag(irefk1)-imag(ik2))^2+lambdaDC*((vpk2+vnk2)^2);
69             if (g<gop)
70                 gop=g;
71                 vxml=vx;
72                 Saop=Sa;
73                 Sbop=Sb;
74                 Scop=Sc;
75                 end
76         end
77     end
78 end
79 % Switching state for the next switching period
80 Sml=[Saop Sbop Scop];
81 % The output is the switching state that minimizes g
82 x=[Saop Sbop Scop]';

```

Fig. 7.46 Codi del control predictiu: càlculs per l'instant (k+2).

Com s'ha explicat a l'apartat anterior, el corrent de sortida de convertidor és igual al de conducció dels dispositius de commutació, per tant són afectats directament per aquest corrent que pot realitzar canvis molt bruscos. No és convenient que es produeixi un augment del corrent en la sortida del convertidor, ja que a part d'augmentar l'arrissat; augmenta el corrent amb el qual treballen els dispositius, provoca un augment de l'estrès, i un augment de les pèrdues de commutació. És per tant, que es veu pertinent en molts casos realitzar controls, no del corrent d'injecció a xarxa, sinó del corrent de sortida del convertidor perquè afectarà la vida útil del convertidor.

Per tant, en aquest apartat corresponent a la connexió amb xarxa es realitzarà un control del corrent de sortida del convertidor. Per tant, la funció de cost d'aquest sistema connectat a xarxa serà el de (7.41) on  $i_{\alpha}^*$ ,  $i_{\beta}^*$  corresponen al vector de corrent de referència real i imaginari i  $i_{\alpha}^P$ ,  $i_{\beta}^P$  són els components reals i imaginaris del vector de corrent predit del convertidor. La constant  $\lambda_{DC}$ , en aquest cas val 1, és un factor de ponderació que controla la importància sobre del desequilibri de les tensions dels condensadors del bus de contínua  $v_p$  i  $v_n$ , que preferiblement haurien de ser 0 V. La funció de cost es dona com a funció de cost com a error quadràtic.

$$g = |i_{\alpha}^* - i_{\alpha}^P|^2 + |i_{\beta}^* - i_{\beta}^P|^2 + \lambda_{DC} \left( (v_p + v_n)^2 \right) \quad (7.41)$$

Cal destacar que és per això que els valors de les inductàncies i capacitàncies s'han modificat a la Fig. 7.45, per tal d'adequar el senyal del corrent de sortida del convertidor. Com que la capacitància provoca un augment del corrent de sortida del convertidor s'ha vist adequat reduir el seu valor de 16,3  $\mu\text{F}$ , com s'havia dissenyat, a 5  $\mu\text{F}$  per tal de reduir el corrent de sortida i disminuir l'efecte d'harmònics. A més, el valor de la inductància del convertidor s'ha augmentat des de 2,5 mH a 10 mH, ja que és inversament proporcional a l'arissat del corrent. Tots altres paràmetres s'han conservat com en el cas de la resistència de càrrega.

Una vegada realitzada la simulació, la Fig. 7.47 reflecteix el bon comportament sinusoidal del corrent de sortida del convertidor amb presència d'arissats provocats per la ressonància del sistema. A més, s'observa als màxims del senyal un arissat bastant superior. Si s'acobla el corrent de sortida del convertidor amb el senyal de referència (Fig. 7.48) es pot veure el bon seguiment que realitza el control sobre el senyal.

La tensió del condensador es definida per la tensió de la xarxa, que és de 100 V<sub>p</sub>, que com s'observa a la Fig. 7.49 és latent la presència de fenòmens ressonants que provoquen el senyal amb tants arissats. A més, a la Fig. 7.50 el corrent de la inductància  $L_2$  es veu com presenta una ressonància destacable pel fet de tenir connectada la xarxa encara que es pot distingir la transició entre dos.

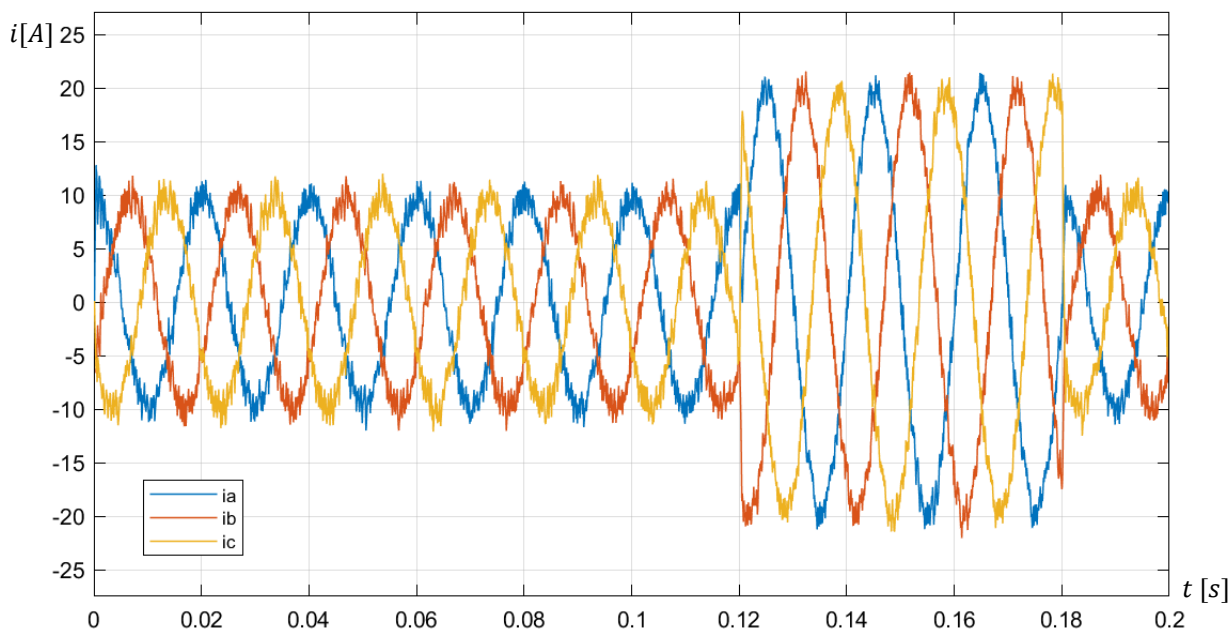


Fig. 7.47 Corrent de sortida del convertidor pel filtre LCL i xarxa.

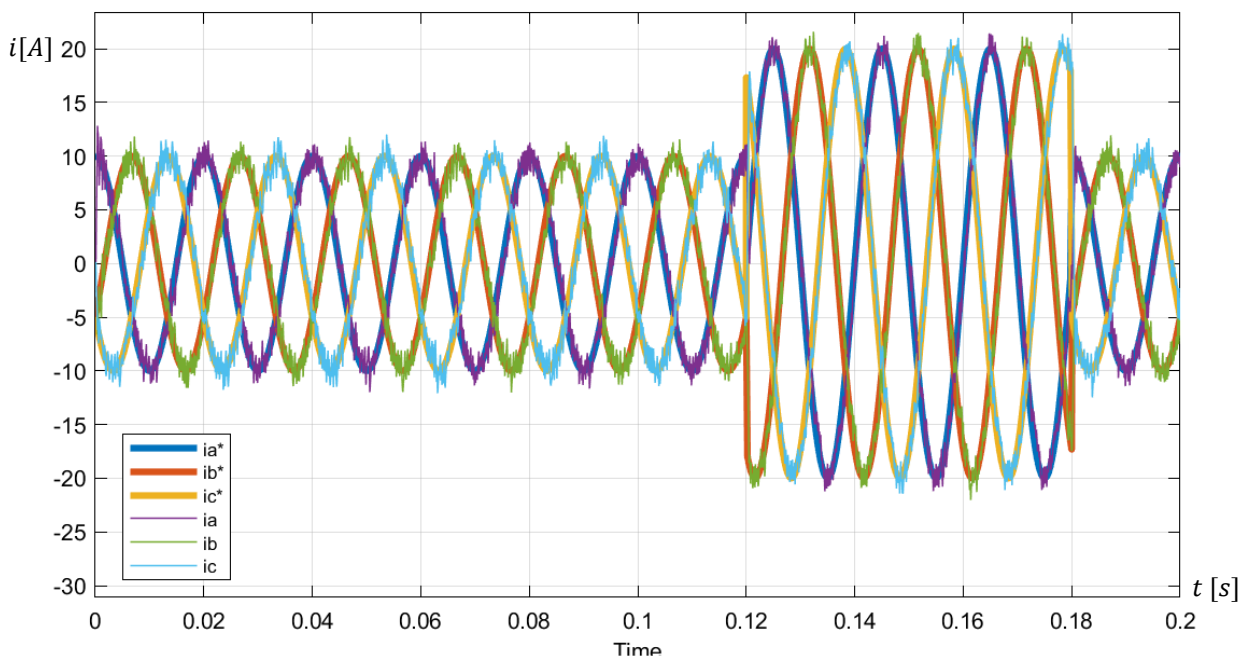


Fig. 7.48 Corrent de referència i de sortida del convertidor amb filtre LCL i xarxa.

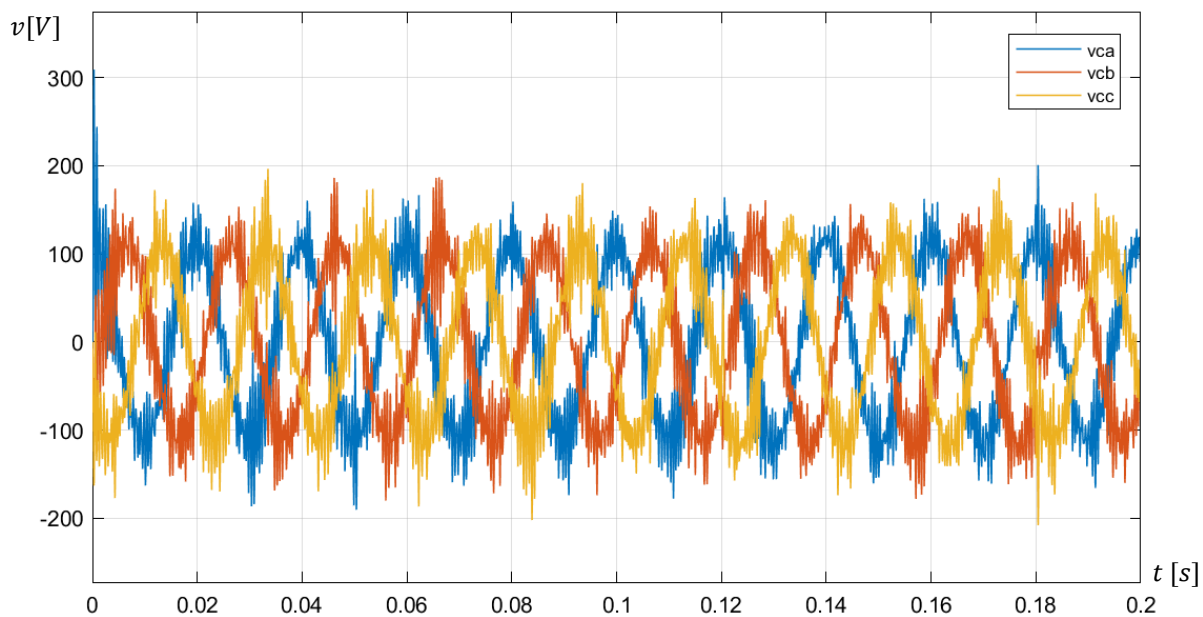


Fig. 7.49 Tensió del condensador pel filtre LCL amb xarxa.

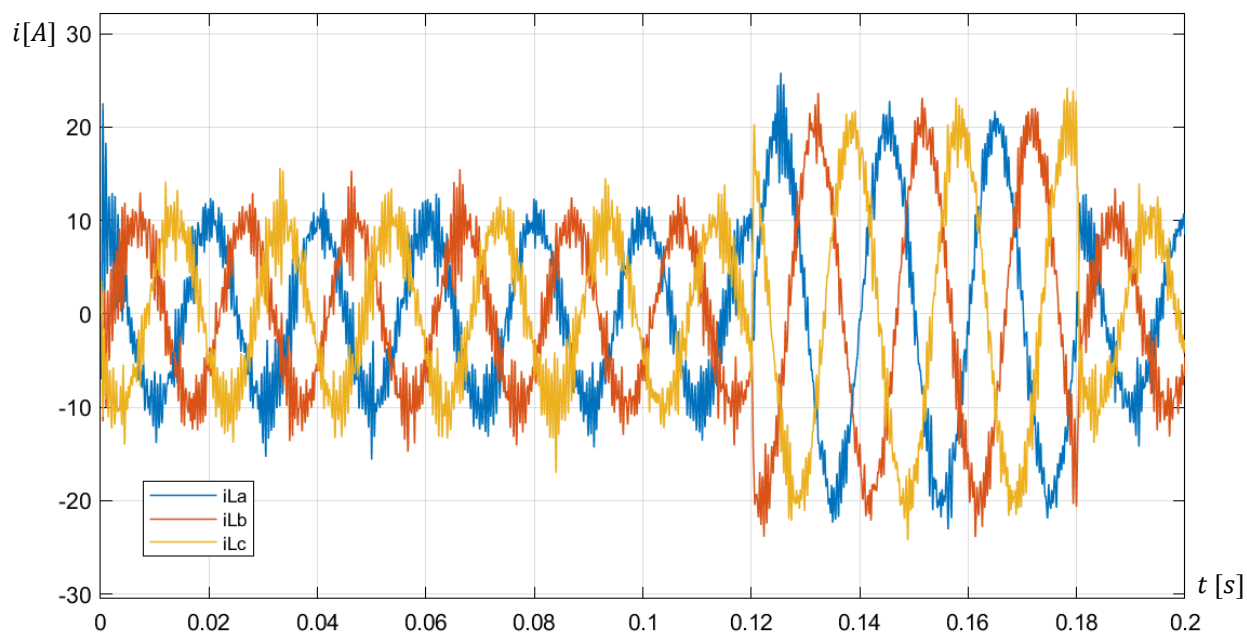


Fig. 7.50 Corrent de la inductància ( $L_2$ ) amb filtre LCL amb xarxa.

El problema principal d'aquest model amb xarxa, com s'ha explicat, és el de la ressonància entre inductàncies i capacitància provocant la necessitat d'atenuar-les. Hi ha dos tipus de mètodes per a tal propòsit:

- Tècniques d'atenuació passiva (PD): basant-se en elements passius com resistències en sèrie o paral·lel.
- Tècniques d'atenuació activa (AD): mètodes que no necessiten elements extres i són capaços de realitzar controls freqüencials en el sistema. [15]

Les tècniques d'atenuació activa són sovint estudiades en recerca, ja que requereixen aplicar algorismes de control bastant complexos i tenen l'avantatge de no necessitar cap mena d'element extra en el circuit. Dins d'aquests hi ha diverses metodologies, entre elles: estimar el corrent del condensador, la qual requereix l'ús de derivades temporals que provoquen un augment del soroll complicant encara més el control; o estimar la tensió de la inductància, la qual amb l'adaptació d'un filtre a la sortida del controlador evita que excitin a la freqüència de ressonància del LCL.

En aquest projecte es realitza una atenuació passiva per tal de mitigar els efectes de la ressonància amb l'addició d'una resistència en sèrie amb el condensador del filtre. Aquesta resistència permet realitzar una millora del filtratge sense haver d'endinsar-s'hi a controls freqüencials complexos, però cal destacar que és una solució útil, però que a la vegada comporta inconvenients que els mètodes passius no tenen. [16] [17]

### **7.4.3. Simulació amb filtre LCL i xarxa amb mètode d'atenuació passiu**

En aquest model que incorpora la resistència en sèrie al condensador, s'ha implementat dins de l'*embedded* de MATLAB una modificació de les equacions d'estat per tal que el sistema consideri aquesta resistència.

El que s'ha modificat són les equacions en diferències dins de l'*embedded* considerant el calculat a les equacions (6.259), (6.277) i (6.292). Com es veu a la Fig. 7.51 i Fig. 7.52 l'estructura del codi no difereix de les anteriors variants sols que les equacions que es fan al principi són les calculades a l'apartat 6.2.4.



Quant a la submàscara corresponent al filtre LCL no varia estructuralment al de la Fig. 7.44 hi entren les tensions de sortida del convertidor i la tensió de la xarxa. La modelització és la mateixa que al subapartat anterior, modificant les equacions per tal que s'inclouï la resistència en sèrie amb el condensador tal com s'ha analitzat a les equacions (6.256), (6.274) i (6.289). Al final, la sortida consta de les tres variables del sistema que s'utilitzaran com realimentació cap al control predictiu (juntament amb les tensions dels condensadors del bus de contínua) per a poder realitzar l'estimació i finalment la predicció.

```

1  function x=pred(irefk,ik,vp,vn,vck,iLk,ek)
2  persistent vxm1 Sml;
3  % Values for the system
4  %Vdc=1000; % dc-link voltage
5  L1=10e-3; % filter inductance 1
6  RL1=0.1; % filter resistance 1
7  C=5e-6; % filter capacitance
8  L2=1.25e-3; % filter inductance 2
9  RL2=0.1; % filter resistance 2
10 Rc=20;
11 Ts=100e-6; % sampling period
12 Cdc=750e-6; % dc-link capacitance
13 lambdaDC=1; % dc-link unbalance weight
14 % dc-link voltages
15 vpk=real(vp); % upper capacitor voltage
16 vnk=real(vn); % bottom capacitor voltage
17 % Initialization
18 gop=inf;
19 Saop=0;
20 Sbop=0;
21 Scop=0;
22 if isempty(vxm1)
23     vxm1=0+0j;
24 end
25 if isempty(Sml)
26     Sml=[0 0 0];
27 end
28 % Reference
29 irefk1=irefk;
30 % Current calculated for k+1
31 ik1=(Ts/L1)*(vxm1-vck)-((RL1*Ts)/L1)*ik+((Rc*Ts)/L1)*(iLk-ik)+ik;
32 % Voltage capacitor calculated for k+1
33 vck1=(Ts/C)*(ik1-iLk)+vck;
34 % Inductance current for k+1
35 iLk1=(Ts/L2)*(vck1-ek)-((RL2*Ts)/L2)*iLk-((Ts*Rc)/L2)*(iLk-ik)+iLk;
36 % Phase current prediction k+1
37 iak1=real(ik1);
38 ibk1=-0.5*real(ik1)+(sqrt(3)/2)*imag(ik1);
39 ick1=-0.5*real(ik1)-(sqrt(3)/2)*imag(ik1);
40 % Dc-link balance prediction for k+1
41 iok1=(Sml(1)==0)*iak1+(Sml(2)==0)*ibk1+(Sml(3)==0)*ick1;
42 vpk1=vpk+(1/(2*Cdc))*iok1*Ts;
43 vnk1=vnk+(1/(2*Cdc))*iok1*Ts;

```

Fig. 7.51 Codi del control predictiu: declaració de variables i càlculs per l'instant (k+1).

```

44 % Evaluation and Optimization of g over the 27 states
45 for Sa=-1:1
46     for Sb=-1:1
47         for Sc=-1:1
48             % vectors
49             va=((1+Sa)/2)*vpk1+(((1-Sa)/2)*vnk)*Sa^2;
50             vb=((1+Sb)/2)*vpk1+(((1-Sb)/2)*vnk)*Sb^2;
51             vc=((1+Sc)/2)*vpk1+(((1-Sc)/2)*vnk)*Sc^2;
52             % vx=(valpha)+(vbeta);
53             vx=((2/3)*(va-0.5*vb-0.5*vc))+((2/3)*((sqrt(3)/2)*vb-(sqrt(3)/2)*vc)*(0+1j));
54             % Current prediction
55             ik2=(Ts/L1)*(vx-vck1)-((RL1*Ts)/L1)*ik1+((Rc*Ts)/L1)*(iLk1-ik1)+ik1;
56             % Voltage capacitance calculated for k+2
57             vck2=(Ts/C)*(ik1-iLk1)+vck1;
58             % Inductance current prediction for k+2
59             iLk2=(Ts/L2)*(vck2-ek)-iLk1*((RL2*Ts)/L2)-((Ts*Rc)/L2)*(iLk1-ik1)+iLk1;
60             % Phase current prediction k+2
61             iak2=real(ik2);
62             ibk2=-0.5*real(ik2)+(sqrt(3)/2)*imag(ik2);
63             ick2=-0.5*real(ik2)-(sqrt(3)/2)*imag(ik2);
64             % Dc-link balance prediction k+2
65             iok2=(Sa==0)*iak2+(Sb==0)*ibk2+(Sc==0)*ick2;
66             vpk2=vpk1+(1/(2*Cdc))*iok2*Ts;
67             vnk2=vnk1+(1/(2*Cdc))*iok2*Ts;
68             % Evaluation of the Quality Function
69             g=(real(irefk1)-real(ik2))^2+(imag(irefk1)-imag(ik2))^2+lambdaDC*((vpk2+vnk2)^2);
70             if (g<gop)
71                 gop=g;
72                 vxm1=vx;
73                 Saop=Sa;
74                 Sbop=Sb;
75                 Scop=Sc;
76             end
77         end
78     end
79 end
80 % Switching state for the next switching period
81 Sml=[Saop Sbop Scop];
82 % The output is the switching state that minimizes g
83 x=[Saop Sbop Scop]';

```

Fig. 7.52 Codi del control predictiu: càlculs per l' instant (k+2).

S'ha considerat realitzar la simulació establint una resistència de  $20 \Omega$  per comparar l'efecte de la resistència en els arrissats dels corrents. S'ha comparat amb els resultats de l'apartat anterior els quals no tenien cap resistència que provoqués cap efecte atenuador. El control s'ha fet, com en el cas anterior, del corrent de sortida del convertidor.

A la Fig. 7.53 s'observa el corrent de sortida del convertidor y a la Fig. 7.54 el corrent de sortida del convertidor superposat al senyal de referència, on es pot observar la presència d'harmònics i cap variabilitat respecte al cas en el qual no es considerava la resistència del condensador. Això és pel fet que el control es fa directament sobre aquest senyal i no té alteracions per part de la resistència.

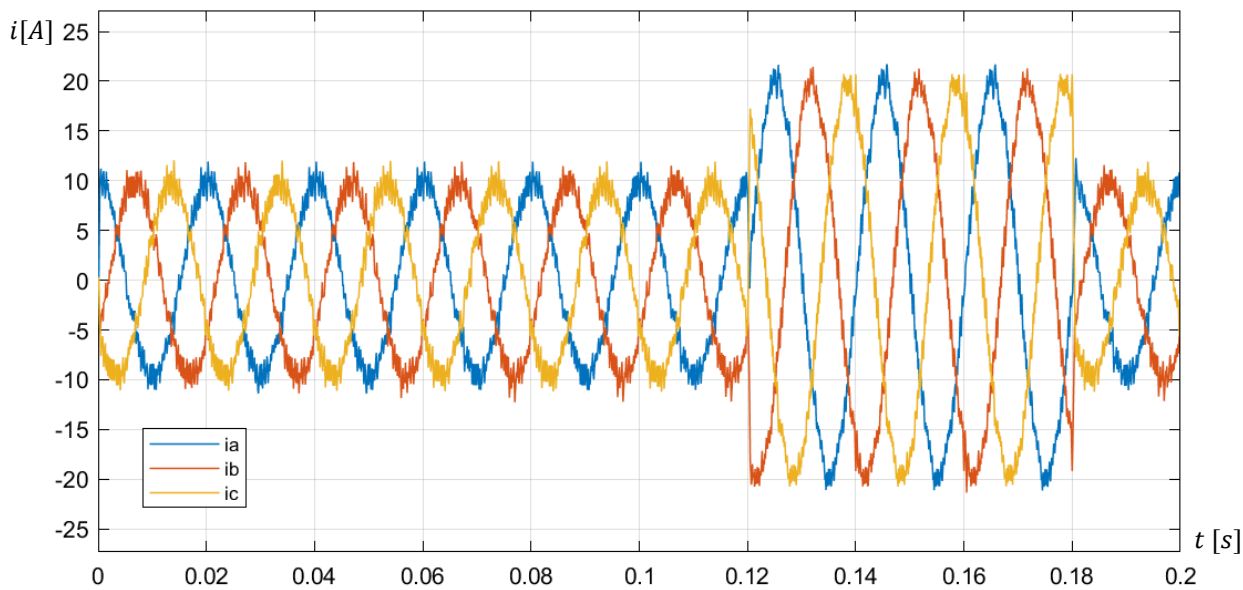


Fig. 7.53 Corrent de sortida del convertidor pel filtre LCL amb resistència i xarxa.

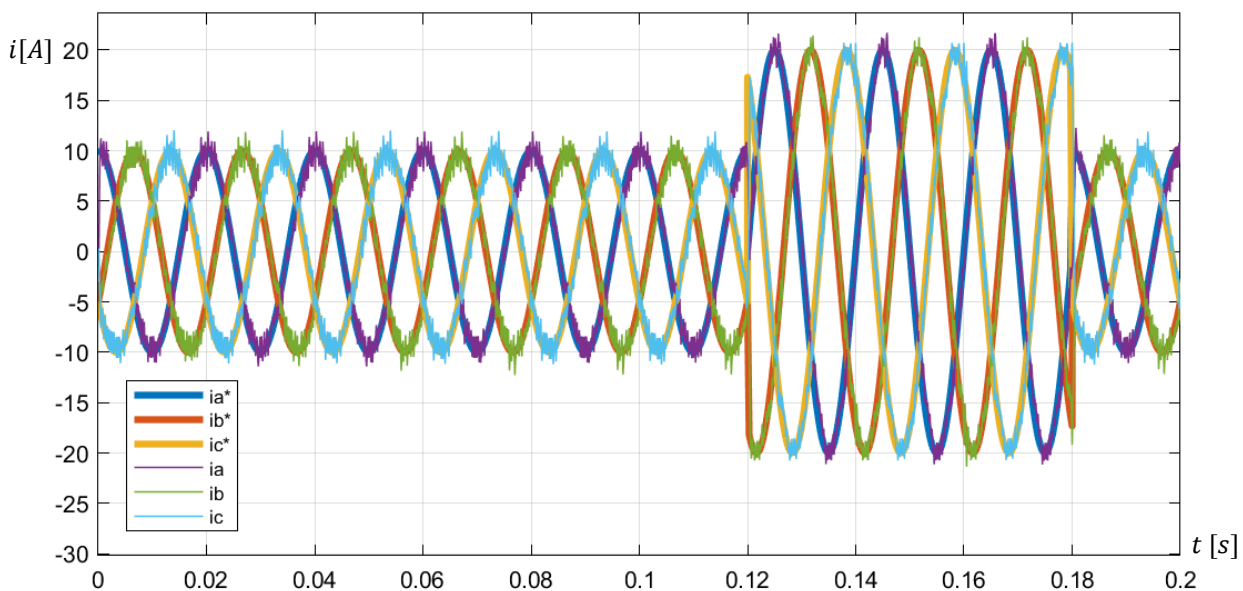


Fig. 7.54 Corrent de referència i de sortida del convertidor amb filtre LCL amb resistència en sèrie i xarxa.

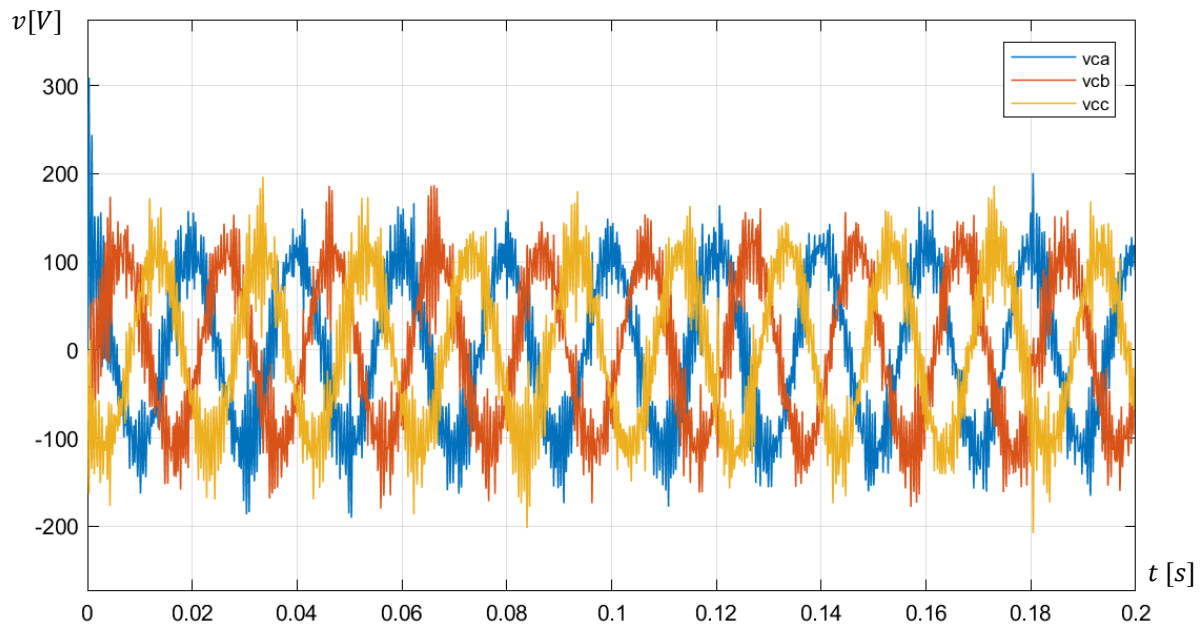


Fig. 7.55 Tensió del condensador pel filtre LCL amb xarxa i sense resistència afegida.

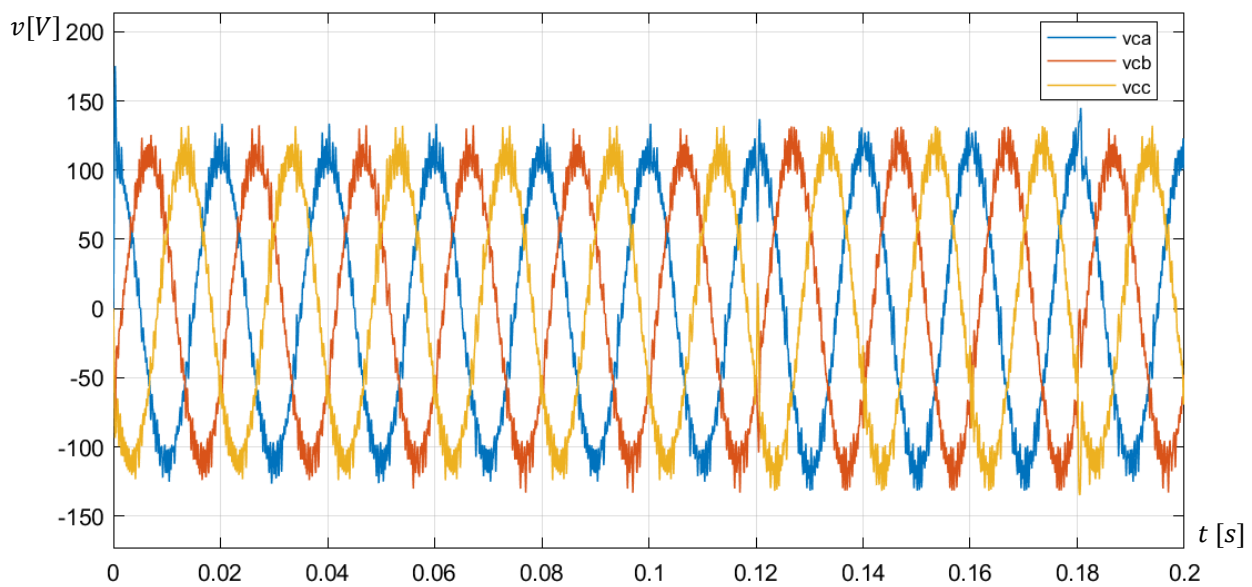


Fig. 7.56 Tensió  $v_c$  pel filtre LCL amb resistència en sèrie i xarxa.

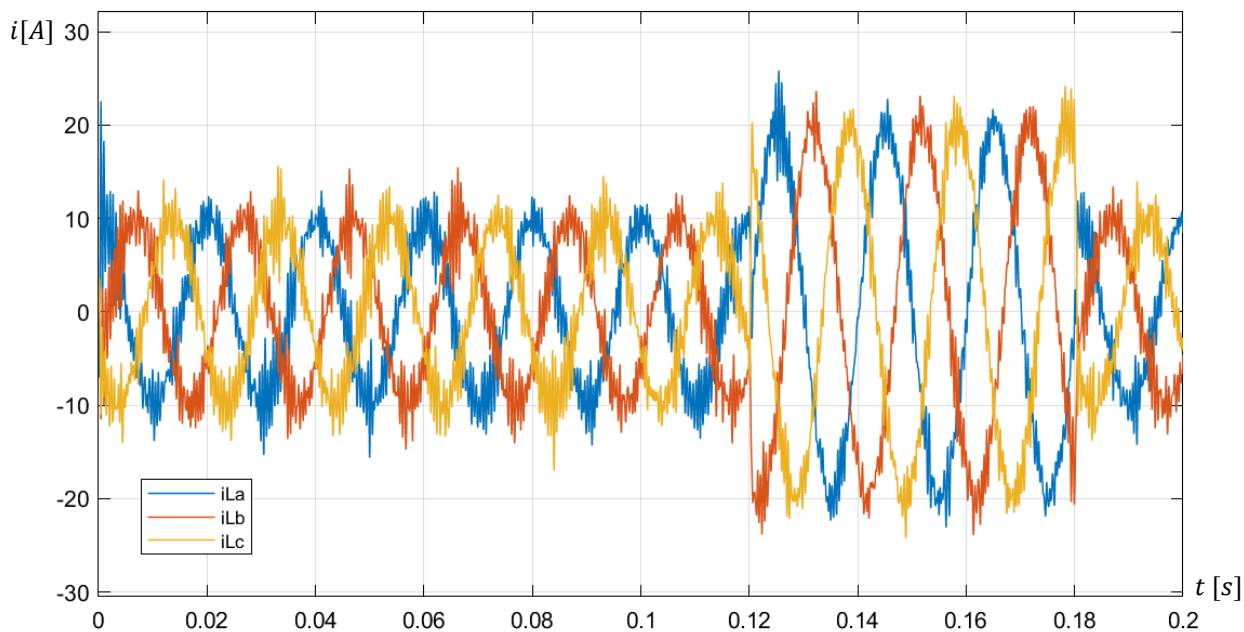


Fig. 7.57 Corrent de la inductància ( $L_2$ ) amb filtre LCL amb xarxa i sense resistència

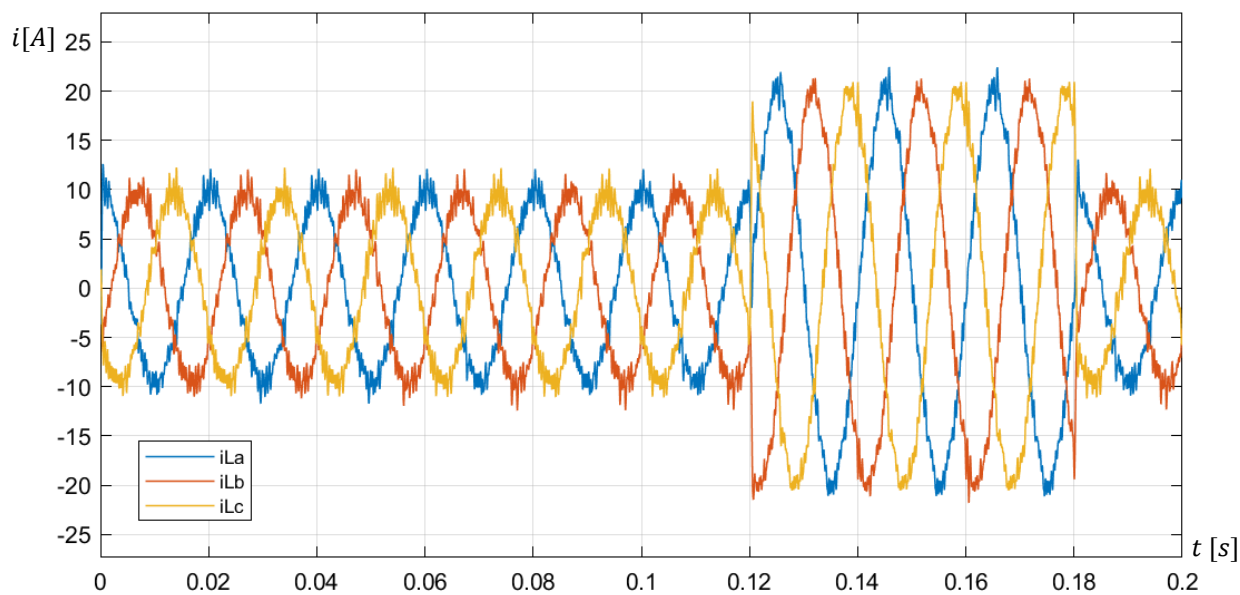


Fig. 7.58 Corrent de la inductància ( $L_2$ ) amb filtre LCL amb resistència en sèrie i xarxa.

A Fig. 7.56 hi és present la tensió corresponent al condensador i la resistència en sèrie (anteriorment només del condensador) es pot observar que hi ha una gran reducció dels harmònics si es compara amb la Fig. 7.49 que és la variant sense cap resistència afegida. Es pot arribar a la conclusió que el fet d'afegir una resistència en sèrie amb el condensador provoca una disminució del corrent del condensador i de la seva tensió, que vindrà condicionada per la caiguda de tensió a la resistència. A més, en la Fig. 7.55, amb la reducció de l'arissat del senyal, es pot observar que a l'instant 0,12 s i 0,18 la tensió reacciona amb la presència de pics corresponents a la transició que fa el senyal de referència.

A la Fig. 7.57 es presenta el corrent de la inductància ( $L_2$ ) sense cap resistència afegida i a la Fig. 7.58 s'observa el mateix corrent amb la resistència en sèrie amb el condensador. Es pot observar un canvi molt significatiu en el senyal injectat a la xarxa amb la presència de la resistència afegida. Es pot veure una gran reducció dels arissats del senyal així com una atenuació dels arissats als pics. A les transicions, es pot veure que el corrent s'estabilitza sense generar pics ni harmònics de magnitud tan elevada com els del senyal sense resistència.

Finalment, la implementació d'un mètode d'atenuació passiu ha estat satisfactori per tal de complir amb els requeriments de millorar la qualitat de la injecció de corrent a xarxa. Cal destacar però, que aquest mètode com el d'altres que consisteixen a afegir elements passius al sistema genera pèrdues òhmiques addicionals en el sistema el qual, a gran mesura, podria ser un inconvenient si l'objectiu és obtenir sistemes de conversió d'alt rendiment.

És per això que altres mètodes són més utilitzats per a disminucions dels efectes ressonants, sobretot els mètodes actius que no generen aquestes pèrdues. Les metodologies actives normalment es basen a realitzar filtres de control en els quals es realitzen filtres freqüencials per tal que durant el control no s'excitin aquelles freqüències ressonants del sistema. Un altre forma que evitaria implementar un element passiu en el sistema seria implementar una resistència virtual en paral·lel amb el condensador la qual realitzant una realimentació addicional s'aconseguiria mitigar aquestes pèrdues que tindria un element físic i podria realitzar un filtratge satisfactori. Altres seria implementar dins del control un filtre de banda eliminada el qual permetria eliminar els harmònics als pics del filtre LCL.

## 8. Programació.

El temps de treball per crèdit ECTS consta de 25 hores. Pel que fa a aquest projecte consta de 16 crèdits ECTS pel que les hores de treball han de ser de 404 hores pel projectista.

Els recursos assignats depenen d'un únic recurs, que és el projectista destinant el treball a una àrea específica. Els recursos emprats són:

- Recurs 1: Projectista destinat a tasques tècniques.
- Recurs 2: Projectista destinat a tasques de cerca d'informació.
- Recurs 3: Projectista destinat a tasques de gestió.
- Recurs 4: Projectista destinat a tasques d'adequació de documentació.

### 8.1. Metodologia seguida per complir amb el programa

El treball s'ha dividit en dues parts destinades a l'avantprojecte i el projecte de detall. Per complir amb els objectius s'ha establert una primera part destinada a l'avantprojecte destinada a la cerca d'informació i formació del programa MATLAB. La segona part consta de l'estudi dels convertidors basant-se en: primer, extreure el model matemàtic; a continuació la realització del model informàtic i simulació. Tot això amb la instrumentació de l'ordinador i material d'oficina que faran possible el compliment dels objectius del treball.

### 8.2. Planificació inicial

Cadascuna de les tasques a realitzar es poden veure a la Taula 8.1 on es poden apreciar les hores de treball, prelacions i recursos per a cada tasca. Es pot observar que les hores totals dedicades a l'avantprojecte és d'unes 109 hores i les del projecte de detall de 280 hores. Cal destacar que s'han tingut en compte hores de treball per buscar un tema i realitzar una proposta de treball de 15 hores.

TASQUES		Hores	Prelacions	Recurs
<b>Selecció TFG</b>		<b>15</b>		
A	Proposta TFG	10	-	Selecció
B	Validació proposta	5	A	Selecció
<b>Avantprojecte</b>		<b>109</b>		
C	Objectiu i abast	5	B	Tècnic
D	Estudi dels convertidors a l'E.P.	10	C	Recerca
E	Estudi sobre els convertidors multinivell	15	D	Recerca
F	Estudi sobre els convertidors multinivell NPC	15	E	Recerca
G	Estudi sobre filtres als convertidors multinivell	15	F	Recerca
H	Estudi sobre control predictiu	15	G	Recerca
I	Objectius i especificacions tècniques	8	H	Tècnic
J	Estudi de viabilitats	9	I	Tècnic
K	Planificació	4	C	Gestió
L	Índex del projecte de detall	6	J	Gestió
M	Assajos amb Matlab	6	H	Tècnic
O	Emmaquetat documentació	1	H;K	Documentació
<b>Projecte de detall</b>		<b>280</b>		
P	Modelització matemàtica del convertidor amb filtre L	50	-	Tècnic
Q	Simulació del convertidor amb filtre L	35	P	Tècnic
R	Modelització matemàtica del convertidor amb filtre LCL	50	Q	Tècnic
S	Simulació del convertidor amb filtre LCL	35	R	Tècnic
T	Anàlisi de resultats	5	P;R	Tècnic
U	Entrega memòria intermèdia		T	Tècnic
V	Modelització matemàtica del convertidor de 4 nivells amb filtre LCL	30	S	Tècnic
W	Simulació del convertidor de 4 nivells	15	V	Tècnic
X	Anàlisi de resultats	7	W	Tècnic
Y	Comprovació de la simulació amb l'equip del laboratori (POSSIBILITAT)	50	X	Tècnic
Z	Adequació de la documentació	3	Y	Documentació
<b>TOTAL</b>		<b>404</b>		

Taula 8.1 Tasques, hores, prelacions i recursos de la planificació inicial.



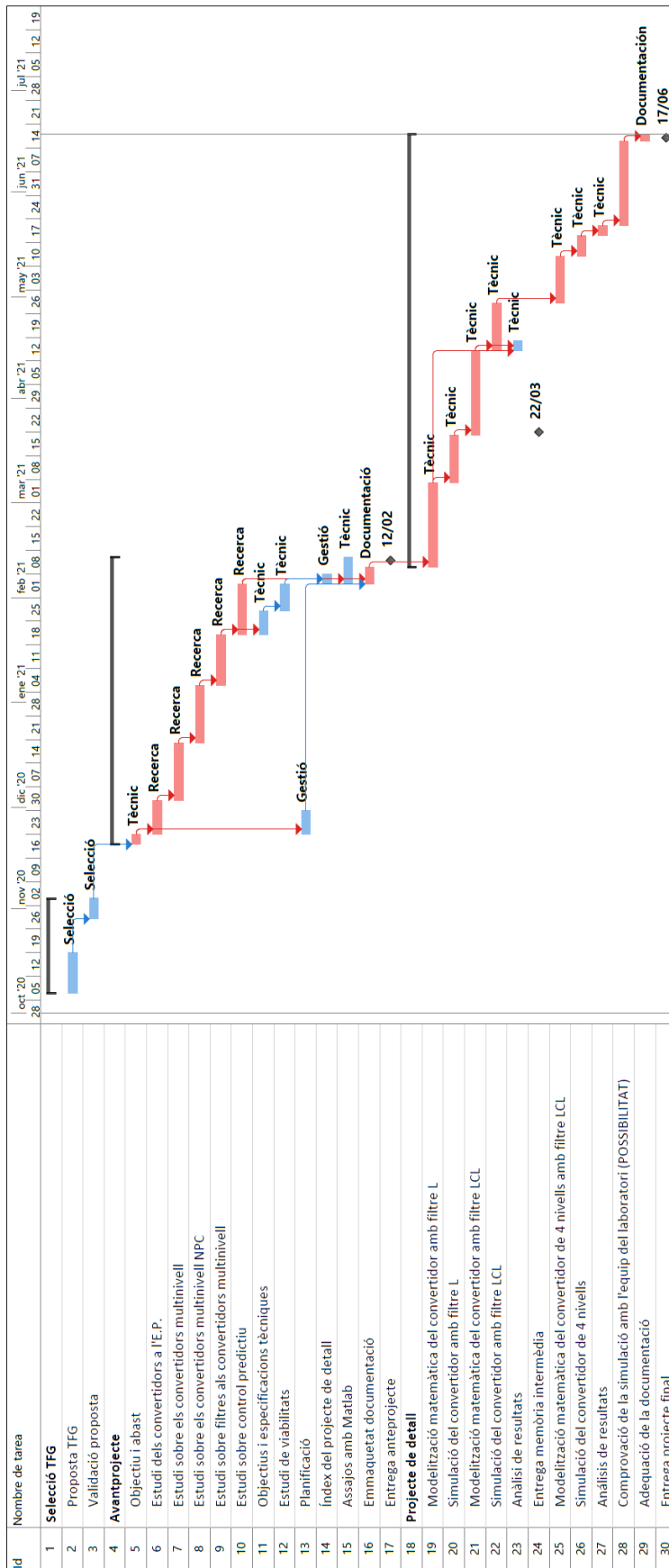


Fig. 8.1 Diagrama de Gantt del projecte inicial.

### 8.3. Desviacions i retards en el projecte

Afortunadament, s'ha seguit correctament el programa de la planificació inicial en tot el projecte excepte per dos esdeveniments que van forçar a reprogramar les tasques a fer. Abans de la segona entrega es va patir un retard a causa d'un error en la programació del filtre LC que va durar dies fins que es va arribar a conèixer quin era l'origen del problema: una variable calculada per un interval de temps a un pas, en comptes de dos. En finalitzar, es va poder complir amb el termini arribant a obtenir per a la segona entrega una modelització i simulació de les tres configuracions del convertidor i filtre. Cal destacar, que la part del filtre LCL obtenia resultats que encara havien de millorar-se i es va decidir seguir treballant just després de la segona entrega en la mateixa tasca. Per la complexitat de la modelització del convertidor amb filtre LCL es va trobar que la resposta no era l'esperada i es va haver de persistir en la millora del sistema requerint dies addicionals per aquesta tasca. Es va valorar la idea de començar a treballar la modelització del convertidor amb quatre nivells en paral·lel, però es va decidir focalitzar-se exclusivament a obtenir unes bones simulacions del convertidor de tres nivells abans d'incrementar la dificultat amb el de quatre. Finalment, quan es van acabar totes les simulacions del convertidor de tres nivells, es va veure que la complexitat que comportaria el desenvolupament del de quatre nivells no faria viable un resultat exitós amb el temps restant per al compliment del projecte.

Per tant, les hores programades per a la modelització i simulació del convertidor NPC de quatre nivells es van destinar a tasques de millora de la variant de tres nivells amb filtre LCL i xarxa com implementar un mètode de mitigació de la ressonància al filtre. Com es pot veure a la Taula 8.2 les 30 hores dedicades a la modelització del convertidor de 4 nivells i les 15 hores dedicades a la simulació s'han dedicat a la cerca d'informació i a la millora del convertidor amb xarxa i filtre LCL.

A més, per culpa de les condicions excepcionals provocades per la Covid-19 es va descartar totalment la prova del sistema al laboratori, ja que requereix moltes hores de sessió al laboratori amb presència del ponent el qual no era ni prudent ni assequible. A més, l'accés als laboratoris ha estat limitat a causa de les circumstàncies actuals. Per tant, respecte a la programació inicial es van guanyar 50 hores que es van poder dedicar a l'acabament del projecte amb més marge.

TASQUES		Hores	Prelacions	Recurs
<b>Selecció TFG</b>		<b>15</b>		
A	Proposta TFG	10	-	Selecció
B	Validació proposta	5	A	Selecció
<b>Avantprojecte</b>		<b>109</b>		
C	Objectiu i abast	5	B	Tècnic
D	Estudi dels convertidors a l'E.P.	10	C	Recerca
E	Estudi sobre els convertidors multinivell	15	D	Recerca
F	Estudi sobre els convertidors multinivell NPC	15	E	Recerca
G	Estudi sobre filtres als convertidors multinivell	15	F	Recerca
H	Estudi sobre control predictiu	15	G	Recerca
I	Objectius i especificacions tècniques	8	H	Tècnic
J	Estudi de viabilitats	9	I	Tècnic
K	Planificació	4	C;I	Gestió
L	Índex del projecte de detall	6	J	Gestió
M	Assajos amb Matlab	6	H	Tècnic
O	Emmaquetat documentació	1	H;K	Documentació
<b>Projecte de detall</b>		<b>280</b>		
P	Modelització matemàtica del convertidor amb filtre L	20	-	Tècnic
Q	Simulació del convertidor amb filtre L	30	P	Tècnic
R	Modelització matemàtica del convertidor amb filtre LC	20	Q	Tècnic
S	Simulació del convertidor amb filtre LC	10	R	Tècnic
T	Modelització matemàtica del convertidor amb filtre LCL	20	S	Tècnic
U	Simulació del convertidor amb filtre LCL	65	T	Tècnic
V	Anàlisi de resultats	4	Q;S	Tècnic
W	Adequació de la documentació	3	V	Tècnic
X	Entrega memòria intermèdia		W	Tècnic
Y	Cerca d'informació dels sistemes amb LCL	40	U	Recerca
Z	Realització de millores al convertidor amb filtre LCL	50	U;Y	Tècnic
AA	Anàlisi de resultats	5	Z	Tècnic
AB	Estudi econòmic del projecte	9	AA	Gestió
AC	Adequació de la documentació	4	AB	Documentació
<b>TOTAL</b>		<b>404</b>		

Taula 8.2 Tasques, hores, prelacions i recursos finals del projecte.

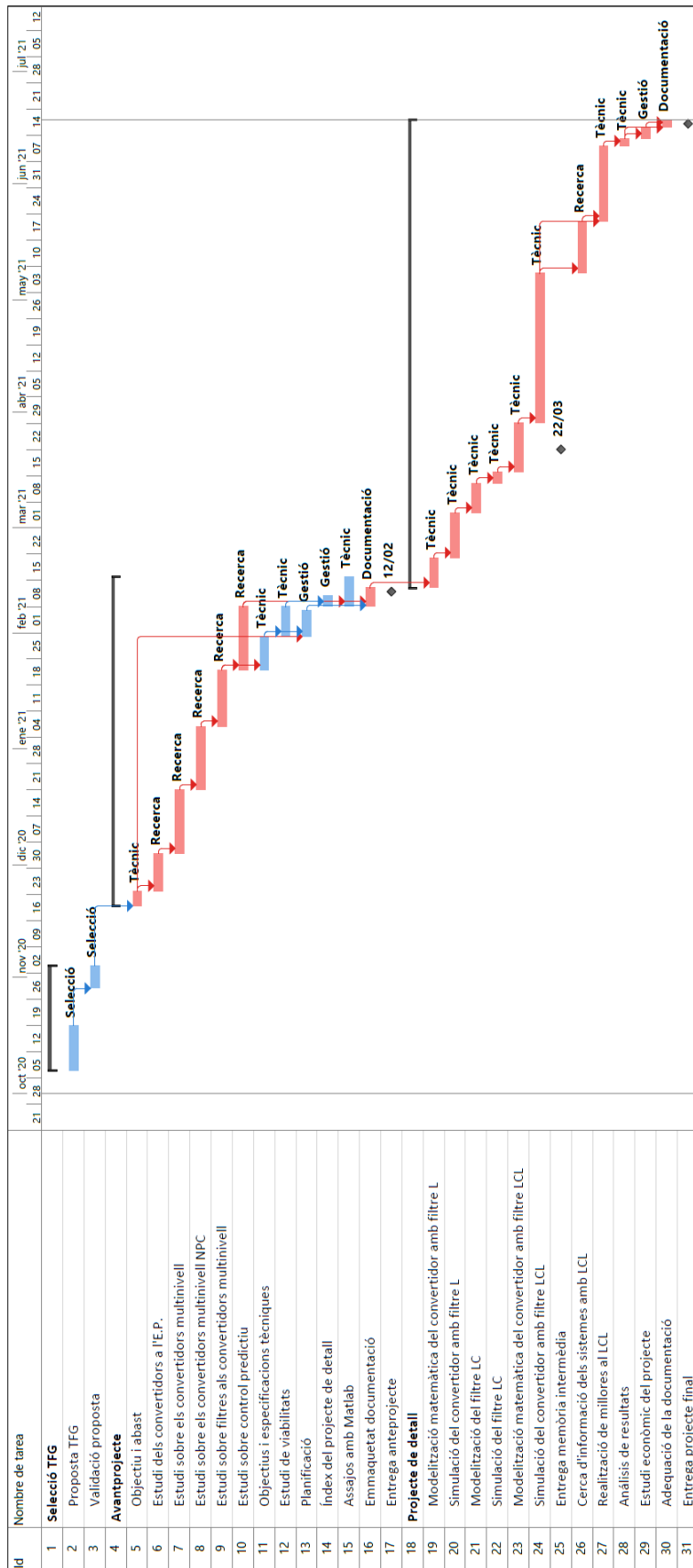


Fig. 8.2 Diagrama de Gantt del projecte inicial.

## 9. Impacte mediambiental

El projecte que es pretén realitzar no té a veure amb la fabricació d'un producte o el disseny d'un sistema productiu. És per tant, que l'impacte mediambiental és mínim.

A més, aquest treball es basa en la simulació d'un convertidor multinivell amb connexió a xarxa el qual mitjançant l'aplicació de filtres i elements passius s'aconsegueix millorar la qualitat de corrents de sortida del convertidor i, per tant, una millora de les condicions de treball dels dispositius de commutació, augmentant la seva vida útil i reduint l'efecte de les pèrdues en el sistema.

Caldria aprofundir en l'impacte que han tingut les eines utilitzades per l'execució d'aquest projecte. L'ordinador funciona amb energia elèctrica que no és una energia contaminant, però el procés de producció d'aquesta energia podria tenir un impacte rellevant si es produeix amb fonts d'energies no renovables. A la Taula 9.1 es pot observar la font d'energia amb la qual es va produir l'energia elèctrica durant l'any 2020.

Font d'energia	Generació 2020 [GWh]	Generació 2020 [%]
Hidràulica	30548,66258	12,16
Turbinació bombeig	2745,920374	1,09
Nuclear	55756,79562	22,20
Carbó	5021,99443	2,00
Fuel + Gas	4193,616538	1,67
Cicle combinat	44023,80754	17,53
Hidroelèctrica	19,540227	0,01
Eòlica	54878,72401	21,85
Solar fotovoltaica	15261,68496	6,08
Solar tèrmica	4538,301242	1,81
Altres renovables	4477,749775	1,78
Cogeneració	26952,55509	10,73
Residus no renovables	2014,760241	0,80
Residus renovables	725,3993105	0,29
<b>GENERACIÓ TOTAL</b>	<b>251159,5119</b>	<b>100</b>

Taula 9.1 Font d'energia productora a Espanya l'any 2020. Font: REE.

Com es pot observar a la Taula 9.1 i Fig. 9.1 la generació d'energia a Espanya l'any 2020 va ser d'un 31,81 % per eòlica, solar i altres renovables. És un percentatge alt de renovable

considerant del total de l'energia produïda. Si, a més, es considera que l'energia nuclear és una font neta, sense emissions de gasos (encara que s'ha de contemplar que es generen residus) podem arribar a assimilar un 54,01 % de producció d'energia neta. La meitat de l'energia produïda podria ser d'una font neta en aquest sentit.

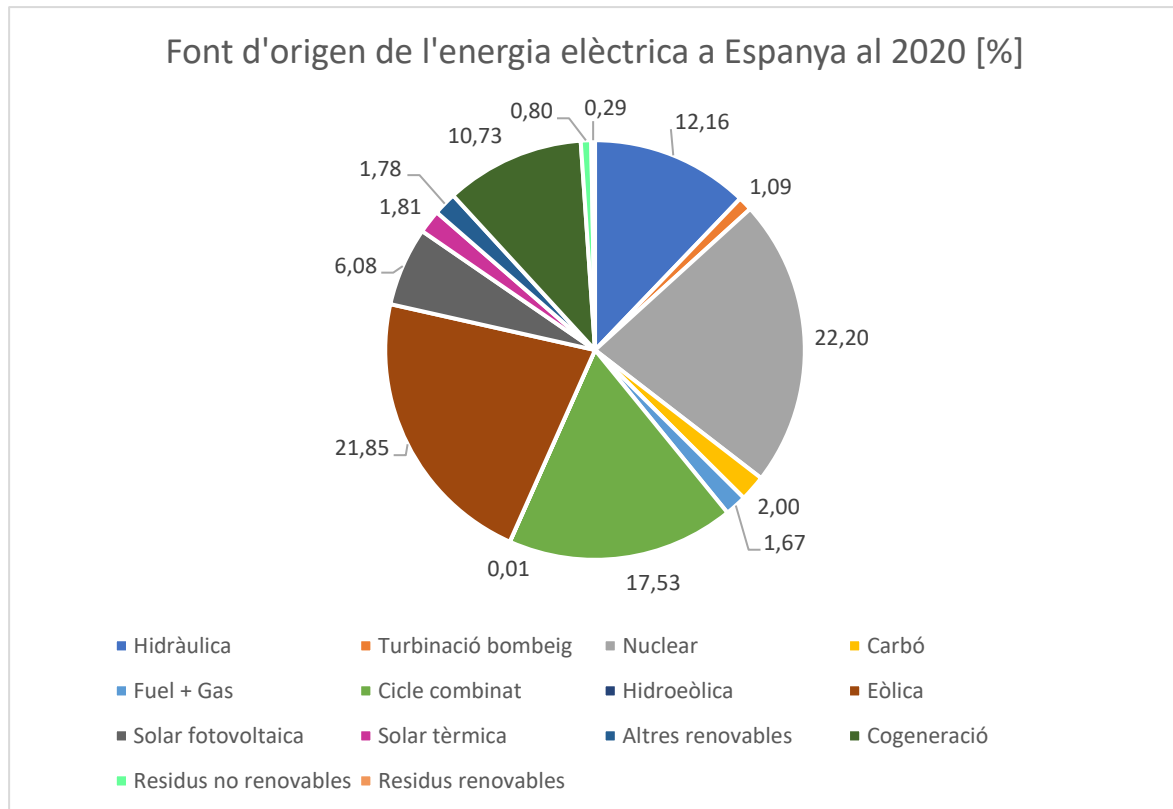


Fig. 9.1 Percentatge de producció elèctrica a Espanya per tipus de font d'energia.

S'ha de destacar que la producció del material d'oficina o la fabricació del portàtil té un impacte que caldria considerar. A més, l'impacte energètic de l'ús de servidors i d'eines com el *cloud* destinat a emmagatzemar dades, consumeixen energia.

## **10. Perspectiva de gènere**

En aquest apartat s'analitza la perspectiva de gènere que aplica en el present projecte. Aquest projecte està basat en la recerca fonamentat en la modelització i simulació d'un control predictiu en un convertidor trifàsic multinivell aplicant diversos filtres. No és una temàtica a la que aplicaria la perspectiva de gènere. En canvi, en la resta d'àrees de la nostra professió si s'haurien d'aplicar.

La perspectiva de gènere no hauria de ser un apartat més o norma a complir, si no més aviat, un conjunt de matisos que s'apliquen als nostres pensaments i accions, ja sigui dins la nostra professió i fora d'ella. La inclusió i els principis de la igualtat de gènere són essencials per a la consecució de la igualtat real i la fi de la discriminació per gènere o qualsevol altre motiu que es desviï de la normativitat.

Es podria generar el debat sobre la rellevància en la nostra professió, però sobretot no s'ha d'oblidar que la desigualtat entre gèneres amaga moltes altres més dinàmiques d'opressió, de relacions asimètriques i injustícies en el més profund de sistema que habitem.

Si la nostra disciplina persegueix facilitar i millorar la vida dels éssers humans en certa mesura, és imprescindible, per exemple, la garantia d'accés als millors avenços en enginyeria al gruix de la població, no únicament a un segment reduït de les ciutadanes i ciutadans. La igualtat real va molt més enllà de la igualtat salarial o la paritat i així s'ha de justificar les nostres accions dins i fora de la professió.





## 11. Conclusions

Aquest apartat reflecteix tots els aspectes estudiats durant la realització del projecte i els aspectes rellevants que ha comportat l'estudi en cada una de les seves parts. Es tractaran les parts dedicades a l'estudi del control predictiu, aspectes estudiats durant la modelització i implementació dels filtres, aspectes sorgits durant les simulacions i aspectes sorgits durant la realització del projecte.

### 11.1. Control predictiu

El control basat en model parteix d'una anàlisi prèvia que determina les relacions entre corrents i tensions d'entrada i sortida. Discretitzant els models obtinguts s'estableix quin serà l'entorn futur de les variables a controlar. A partir de quin sigui l'objectiu del control, la idea és valorar quines seran les variables que es necessiten controlar per determinar quines s'han de mesurar o quines s'han d'estimar. Depenent quines siguin les variables a controlar cal declarar una funció de cost que expressi els requeriments d'aquest control amb la possibilitat de combinar diferents variables de control afegint ponderacions a cada una d'elles segons la seva importància dins la funció. Darrerament, el sistema podrà calcular les possibles actuacions futures en un horitzó temporal predefinit i realitzar aquelles que minimitzin la funció de cost.

Depenent de les característiques de l'element físic on s'implementi el control podria ser que les grans quantitats de càlculs puguin generar un increment en el temps de càlcul considerable generant un temps de resposta elevat. Per això, augmentar l'horitzó de predicció genera una millora en el control a més d'una reducció de la distorsió harmònica pel fet de realitzar estimacions prèvies a la predicció.

### 11.2. Filtratge

La selecció d'un filtre és un aspecte que influeix en l'entorn global del convertidor i en la qualitat d'energia que es genera. L'objectiu del filtre és condicionar el senyal que s'injecta a xarxa per tal de complir amb els estàndard de qualitat que fixa l'estàndard IEEE-519-2014.

El filtre L necessita una freqüència de commutació molt elevada per realitzar la mateixa funció que un filtre LCL. A més, necessita una inductància més robusta per tal de treballar amb un únic element. El fet de treballar a una freqüència de commutació elevada incrementa les pèrdues en el convertidor i en una disminució de la vida útil dels seus components. Així mateix, la necessitat d'un element més robust genera un augment en el cost del convertidor.

El filtre LCL té l'avantatge de realitzar atenuacions millors amb l'augment de nombres de components al filtre, però de menor mida el qual provoca una disminució del preu del filtre. A més, el preu és directament proporcional a la freqüència de commutació del convertidor, ja que a més freqüència de commutació, menor serà la mida dels components del filtre i menor el preu. Aquesta variant té l'avantatge de produir millors atenuacions, però també té l'inconvenient de ser perjudicada per l'aparició de la ressonància.

Encara que els anteriors filtres poden ser aplicats en el control per corrent, el filtre LC és un element utilitzat en aplicacions on és necessari treballar a tensions elevades. El control d'una tensió en una càrrega i la seva regulació per tal d'evitar el deteriorament d'aquesta, és una aplicació on aquest tipus de filtre se sol aplicar.

### 11.3. Comportament del control

En la simulació s'ha generat un senyal de referència on el senyal controlat a seguit el seu comportament amb bastant precisió. Cal destacar que l'aparició de retard entre el senyal de referència i el senyal controlat podia arribar a ser notable el qual s'ha pogut mitigar amb la reducció del temps de mostreig del convertidor, provocant que el control treballi a més freqüència la qual és directament proporcional a la precisió de la predicció. En canvi, l'aspecte de reduir el retard amb un augment de la freqüència provoca un augment de les commutacions al convertidor incrementant les pèrdues. En canvi, es creu que una possible solució que no comportés un canvi en la freqüència podria obtenir-se augmentant l'horitzó de predicció per tal de realitzar una predicció a més passos.

Les mateixes commutacions del convertidor provoquen una distorsió harmònica en el senyal produït les quals es poden reduir amb la instal·lació de filtres. Dins del filtre LCL s'ha observat que la magnitud del condensador és inversament proporcional al corrent de sortida del convertidor. A més, afegir un filtre LCL connectat a la xarxa provoca una distorsió

addicional deguda a la ressonància entre elements inductius i capacitiu pel que mètodes d'atenuació són necessaris. El fet d'afegir una atenuació passiva al filtre LCL connectat a xarxa s'ha pogut comprovar que afectava positivament al corrent injectat a xarxa, reduint considerablement el seu arriassat.

## 11.4. Desenvolupament del projecte

Tenint en compte que l'objectiu principal del projecte era arribar a modelitzar i simular la configuració de control predictiu amb filtre LCL, s'ha arribat a complir amb l'establert. Encara que no s'hagi realitzat un control directe sobre el senyal d'injecció a xarxa, s'ha realitzat un control del corrent de sortida del convertidor que indirectament ha millorat la qualitat del senyal injectat a xarxa. Per tant, es donarien per complerts els objectius marcats a primera instància.

Durant el projecte, van sorgir dos problemes que van fer retardar el progrés del projecte. Quan es simulava el filtre LC, es van veure que els resultats no tenien sentit científic deduïent que es tractava en un problema en la programació. L'error va durar dies fins que es va arribar a conèixer quin era l'origen del problema: interval de temps a un pas, en comptes de dos. El segon problema va ser que la resposta del convertidor amb filtre LCL no era l'esperada i es va haver de persistir en la millora del sistema requerint dies addicionals per aquesta tasca.

S'ha de destacar que dos objectius es van marcar amb la incertesa de si es podrien arribar a complir per això, es van declarar com a objectius condicionals. Ambdós tenen una gran complexitat pel seu desenvolupament. El primer, constava per incrementar a 4 nivells la modelització i simulació del convertidor; la segona, una prova de conceptes al laboratori. Com que les condicions sanitàries no van ser les idònies, es va descartar totalment la prova de conceptes al laboratori perquè no es disposava del laboratori les hores necessàries. A més, a causa dels retards patits durant el projecte es va decidir prescindir d'ampliar el treball amb resultats del convertidor a quatre nivells per evitar que no es pogués arribar a complir amb l'objectiu principal.



## 12. Referències

- [1] A. Vivaracho, *Connexió a xarxa d'un inversor de tres nivells amb control predictiu*, Escola Superior Politècnica TecnoCampus, 2015.
- [2] E. Muñoz, *Posada en marxa i programació del control predictiu d'un inversor trifàsic de tres nivells*, Escola Superior Politècnica TecnoCampus, 2020.
- [3] S. Alepuz, *Apunts d'Electrònica de potència*, Mataró: Escuela Superior Politécnica Tecnocampus, 2018.
- [4] M. H. Rashid, *Power Electronics: Devices, Circuits and Applications*, England.: Pearson Education Ltd., 2014.
- [5] S. A. González, S. A. Verne i M. I. Valla, *Multilevel converters for industrial applications*, Florida: Taylor & Francis Group, 2014.
- [6] A. Emadi, A. Nasiri i S. B. Bekiarov, *Uninterruptible power supplies and active filters*, Florida: CRC Press L.L.C., 2005.
- [7] X. Ruan, X. Wang, D. Pan, D. Yang, W. Lei i C. Bao, *Control Techniques for LCL-Type Grid-Connected Inverters*, Beijing, China: Springer Nature Singapore Pte LTD; Science Press, 2018.
- [8] T. Geyer, *Model predictive control of high power converters and industrial drives*, West Sussex, United Kingdom: John Wiley & Sons, Ltd, 2017.
- [9] J. Rodríguez i P. Cortés, *Predictive control of power converters and electrical drives*, West Sussex, United Kingdom: John Wiley & Sons, Ltd, 2012.

- [10] P. Cortés, J. Rodríguez, C. Silva i A. Flores, *Delay Compensation in Model Predictive Current Control of a Three-Phase Inverter*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012.
- [11] P. Cortés, G. Ortiz, J. I. Yuz, J. Rodríguez, S. Vázquez i L. G. Franquelo, *Model Predictive Control of an Inverter With Output LC Filter for UPS Applications*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009.
- [12] R. Suman, *Finite Set Model Predictive Current Control of a Grid Converter Equipped with an LCL Filter*, Aalto University, 2017.
- [13] E. J. Bueno, S. Cóbrecas, F. J. Rodríguez, Á. Hernández i F. Espinosa, *Design of Back-to-Back NPC Converter Interface for Wind Turbines With Squirrel-Cage Induction Generator*, IEEE Transactions of Energy Conversion, 2008.
- [14] S. Alepuz, *Apunts d'Electrònica Analògica II*, Mataró: Escola Superior Politècnica TecnoCampus, 2017.
- [15] P. García, M. Summer, Á. Navarro, J. M. Guerrero i J. García, *Observer-Based Pulsed Signal Injection for Grid Impedance Estimation in Three Phase*, Nottingham, UK: IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018.
- [16] S. Bosch, J. Staiger i H. Steinhart, *Predictive Current Control for an Active Power Filter With LCL-Filter*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018.
- [17] N. Panten i F. Wilhelm, *Finite Control Set Model Predictive Current Control for Grid-Connected Voltage-Source Converters With LCL Filters: A Study Based on Different State Feedbacks*, IEEE Transactions on Power Electronics, 2016.

