

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA
DEPARTAMENT D'ENGINYERIA ELECTRÓNICA

Control de convertidores trifásicos mediante imposición de dinámica y estimadores

TESIS DOCTORAL

Ramon Guzmán Solà

Director: Luís García de Vicuña

Octubre de 2016

Abstract

The present thesis is focused on the control of three-phase power converters using sliding-mode control (SMC) in abc frame. This work has been based on previous publications about the SMC applied to three-phase power converters. The main contribution of this Thesis is the deduction of different power converter models in order to be used in a Kalman filter (KF) algorithm. The main contribution is the deduction of a model for each power converter to be used in a Kalman filter. This proposal will allow to achieve a perfect decoupling between controllers in a more efficient way compared with the methods proposed in the state-of-the-art. It must be highlighted that the system behaviour can be modified according to the selected model which modifies the closed-loop dynamics according to some specific requirements, for instance to achieve active damping in voltage source inverters with LCL filter. In addition, the use of this estimator allows to obtain the PCC voltages free of noise and distortion even in the case of a highly distorted grid. The converters presented in this manuscript are a Voltage source inverter with LCL filter, a three-phase unity power factor rectifier and a three-phase active power filter.

Resumen

Esta tesis doctoral está centrada en el control de convertidores trifásicos utilizando control en modo deslizamiento en el marco de referencia abc. Los puntos de partida de este trabajo de investigación se basan en trabajos previos de control en modo deslizamiento aplicado a convertidores trifásicos, y en las bases teóricas de este tipo de control ampliamente utilizado en la Electrónica de Potencia. La principal aportación de esta tesis es la deducción de un modelo para cada uno de los convertidores tratados y su posterior utilización en un filtro de Kalman. Esta propuesta permitirá obtener un perfecto desacoplo entre controladores, cosa que hasta ahora no se había realizado de forma tan eficiente. Otra de las principales ventajas del método propuesto es la posibilidad de poder modificar el modelo del convertidor de acuerdo con unas determinadas especificaciones dinámicas, por ejemplo para obtener amortiguamiento activo en el caso de convertidores conectados a un filtro LCL. Cabe destacar que el uso de este estimador permite también estimar las tensiones del punto de conexión común, y por tanto obtener tres tensiones libres de ruido y distorsión incluso en el caso de una red altamente distorsionada. Los convertidores tratados en esta tesis son un rectificador trifásico con factor de potencia unitario, un filtro activo trifásico y un inversor trifásico con un filtro LCL.

Agradecimientos

Primero de todo quiero agradecer la ayuda en el desarrollo de esta tesis a mi director Luís García de Vicuña por el soporte que me ha dado a lo largo de la realización de este trabajo. También agradecer a mi familia y al grupo SEPIC, en particular a Miguel Castilla, Jaume Miret, Javier Morales, Antonio Camacho, Javier Torres y Arash Mommeneh por todo el soporte que he tenido de ellos durante estos años.

ÍNDICE

0	Introducción	1
0.1	Motivación y objetivos	2
0.2	Estructura de la tesis	3
0.3	Publicaciones	4
	Publicaciones	7
1	Publicación I:	
	<i>Active Damping Control for a Three Phase Grid-Connected Inverter using Sliding Mode Control</i>	9
1.1	Introduction	10
1.2	Nonlinear space-state model	11
1.3	Sliding-mode control with active damping capability	11
1.4	Kalman estimator	12
2.5	Proposed control system	13
2.6	Simulation results	14
2.7	Experimental validation	14
2.8	Conclusions	14
2.8	References	15
2	Publicación II:	
	<i>DSP-based natural frame control schemes for three-phase unity power factor rectifiers</i>	17
2.1	Introduction	18
2.2	Physical model of the power converter	19
2.3	Conventional sliding mode control in three-phase converters	20
2.4	Decoupled model of the converter	21
2.5	Sliding mode control scheme based on estimators	24
2.6	Sliding mode control of a UPRF	27
2.7	Sliding mode control operating at fixed switching frequency	30
2.9	Experimental results	36
2.9	Summary	36
2.9	References	39
3	Publicación III:	
	<i>Sliding-Mode Control for a Three-Phase Unity Power Factor Rectifier Operating at Fixed Switching Frequency</i>	41
2.1	Introduction	42
2.2	Nonlinear model of the UPFR	43

2.3	Problem formulation	44
2.4	Axis-decoupling based on an estimator	44
2.5	Proposed control system	45
2.6	Experimental results	50
2.7	Conclusions	51
2.8	References	51
2.9	Biographies	52
4	Publicación IV:	
	<i>Model-Based Control for a Three-Phase Shunt Active Power Filter</i>	55
3.1	Introduction	56
3.2	Non linear model of the SAPF	57
3.3	Problem formulation	58
3.4	Proposed control system	58
3.5	Experimental results	61
3.6	Conclusions	64
3.7	References	64
3.8	Biographies	65
5	Resumen del trabajo y análisis de los resultados obtenidos	67
5.1	Introducción	68
5.2	Inversor trifásico con filtro LCL	68
5.2.1	Objetivos	68
5.2.2	Solución propuesta	71
5.2.3	Mejoras a la propuesta	72
5.2.4	Modelo que contiene la resistencia virtual	73
5.2.5	Modelo reducido	75
5.2.6	Esquema de control	75
5.2.7	Análisis de estabilidad	77
5.2.8	Deducción del control equivalente discreto	77
5.2.9	Ecuaciones del sistema en lazo cerrado	78
5.3	Rectificador trifásico con factor de potencia unitario	81
5.3.1	Objetivos	81
5.3.2	Obtención del modelo y solución propuesta	82
5.3.3	Esquema de control	84
5.3.4	Lazo interno de control	84
5.3.5	Lazo externo de control	84
5.3.6	Algoritmo de conmutación	89
5.4	Filtro activo trifásico	92
5.4.1	Objetivos	92
5.4.2	Solución propuesta	93

6 Conclusiones y trabajos futuros	97
6.1 Coclusiones	98
6.2 Trabajos futuros	99
Referencias	101
A Apéndice	105

0

INTRODUCCIÓN

Este capítulo introduce la motivación y los objetivos principales de la tesis. Se presenta también la estructura del documento y describe las principales publicaciones derivadas de este trabajo.

Contenido

0.1	Motivación y objetivos	2
0.2	Estructura de la tesis	3
0.3	Publicaciones	4

0.1 Motivación y objetivos

El trabajo de investigación presentado en esta tesis, ha sido desarrollado en el grupo de investigación SEPIC (Sistemas Electrónicos de Control y de Potencia) de la Universidad Politécnica de Cataluña. El presente documento está formado por un compendio de publicaciones [1–4], en las cuales se tratan diferentes tipos de convertidores de potencia trifásicos. Para el control de dichos convertidores se empleará el control en modo deslizamiento en coordenadas abc usando variables estimadas. Por otro lado y durante la desarrollo de esta tesis se han realizado otras publicaciones que no se incluyen en este compendio [5–14]. La literatura en el marco del control en modo deslizamiento y sus aplicaciones a la Electrónica de Potencia es extensa [15–18], aunque su aplicación en convertidores trifásicos se ha centrado básicamente en la utilización de coordenadas dq [19, 20], y en una menor proporción en coordenadas $\alpha\beta$ [21] o abc [22, 23]. De hecho, en estas dos últimas referencias, se han propuesto diferentes métodos de desacoplo de los controladores en abc . Ambos métodos son basados en una pura cancelación del neutro pero con una desventaja respecto al método propuesto en esta tesis, la dependencia del método con respecto a los valores de los elementos.

Esta tesis doctoral pretende, partiendo de los trabajos previamente mencionados y los del grupo de investigación SEPIC [24–27], aplicar el control en modo deslizamiento en el marco abc a los diferentes sistemas de la electrónica de potencia. Así se parte de una descripción bilineal de un inversor trifásico con un filtro LCL, que presenta como dificultad en su control conseguir estabilidad y evitar la resonancia propia del filtro. Se trata de un problema que se enfoca en coordenadas abc usando un filtro de Kalman que no sólo servirá para desacoplar las acciones de control entre fases sino que también nos permitirá reducir el número de sensores. Este método está basado en el uso del control en modo deslizamiento usando observadores de estado, pero utilizando como observador de estados un filtro de Kalman. En la Fig.0.1 se muestra el diagrama general de un control en modo deslizamiento basado en un observador de estados donde el convertidor se modela por sus ecuaciones en espacio de estados siendo \mathbf{A} y \mathbf{B} las matrices que definen al convertidor, \mathbf{H} es la matriz de salida, \mathbf{C} es un vector o matriz que selecciona la variable o variables de estado que se usarán en la superficie de deslizamiento, y x^* es la señal de referencia. Normalmente en aplicaciones de seguimiento de señal, la referencia viene dada por una corriente o tensión lo que implica que \mathbf{C} quedará reducido a un vector. A diferencia de otros trabajos que pueden encontrarse en la literatura respecto a observadores de estado, la principal diferencia del trabajo propuesto en esta tesis se centra en que el modelo que se propone para el convertidor puede diferir respecto su

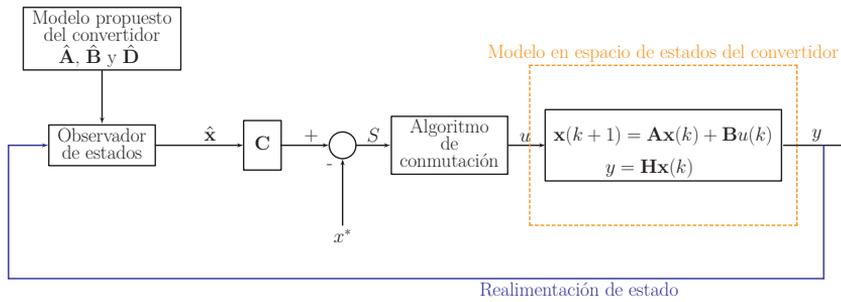


Figure 0.1: Diagrama de un control en modo deslizamiento basado en observadores de estado

modelo real, es decir, $A \neq \hat{A}$ y $B \neq \hat{B}$. De hecho, gracias a estas diferencias, pueden conseguirse buenas características dinámicas como por ejemplo el un desacoplo en controladores en el marco *abc* o incluso conseguir amortiguamiento activo en inversores con filtro LCL tal y como se verá en los diferentes capítulos de esta tesis. Otra de las ventajas de poder modificar el modelo del convertidor reside en la posibilidad de aumentar el modelo añadiendo dos estados más, la tensión de punto de conexión común (PCC) y su cuadratura. Estas dos nuevas variables nos darán la posibilidad de extraer la secuencia positiva y negativa en caso de desbalances en la red sin necesidad del uso de sistemas basados en circuitos de enganche de fase o PLL como por ejemplo el que puede encontrarse en [28]. También se podrá estimar por ejemplo el armónico fundamental de la tensión de red incluso en el caso de tener una red altamente distorsionada. Esto último se aplicará al caso de un rectificador y un filtro activo trifásicos como podrá verse en los capítulos 2 y 3. Podríamos decir de forma resumida que esta tesis se centrará en el control de tres convertidores trifásicos distintos: un inversor conectado a red, un rectificador con factor de potencia unitario y un filtro activo. Para cada convertidor se elegirá el modelo del convertidor más adecuado para usarse en un filtro de Kalman. Entonces, las variables estimadas por el observador serán utilizadas para sintetizar tres controladores robustos de corriente independientes que aporten las características dinámicas deseadas en cada caso.

0.2 Estructura de la tesis

Esta tesis se ha realizado mediante un compendio de tres publicaciones. El presente trabajo se centra en la aplicación de observadores de estados utilizando un modelo adecuado de la planta para conseguir unas características dinámicas

y de robustez adecuadas. Dicha técnica se ha aplicado a tres convertidores trifásicos distintos cada uno recogido en una publicación. La memoria se divide en cuatro partes:

- Una introducción en el capítulo. 0
- Las cuatro publicaciones para los diferentes convertidores: Inversor (capítulo 1) , rectificador con factor de potencia unitario (capítulos 2 y 3) y filtro activo trifásico (capítulo 4).
- Un resumen global de los resultados. (capítulo 5)
- Conclusiones y trabajos futuros. (capítulo 6)

0.3Publicaciones

Relación de publicaciones que se han realizado durante tesis:

1. R. Guzman, L. G. de Vicuña, A. Camacho, J. Matas, M. Castilla and J. Miret, "Active damping control for a three phase grid-connected inverter using sliding mode control", *Industrial Electronics Society, IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE, Vienna*, 2013, pp. 382-387.
2. R. Guzman, L. G. de Vicuña, J. Morales, M. Castilla, J. Miret and J. Torres- Martínez, "Sliding-mode control for a three-phase shunt active power filter in natural frame", *Industrial Electronics Society, IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE, Yokohama*, 2015, pp. 1211-1216.
3. R. Guzman, L. G. de Vicuña, J. Morales, A. Momeneh, J. Miret and J. Torres-Martínez, "Active damping based on Ackermann's formula for a three-phase voltage source inverter with LCL filter", *Industrial Electronics Society, IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE, Yokohama*, 2015, pp. 1217-1222.
4. O. De Sousa-Pérez, J. Miret, A. Camacho, P. Martí and R. Guzman, "Power sharing control in islanded microgrid using event driven communication", *Industrial Electronics Society, IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE, Vienna*, 2013, pp. 2151-2156.
5. A. Camacho, Miguel Castilla , Jaume Miret , José Matas , Ramon Guzman , Oscar de Sousa-Pérez, Pau Martí, Luis García de Vicuña "Control strategies based On effective power factor for Distributed Generation

- power plants during unbalanced grid voltage", *Industrial Electronics Society, IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE, Vienna, 2013*, pp. 7134-7139.
6. J. Morales, L. G. de Vicuña, R. Guzman, M. Castilla, J. Miret and J. Torres-Martínez, "Sliding mode control for three-phase unity power factor rectifier with vector operation", *Industrial Electronics Society, IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE, Yokohama, 2015*, pp. 004519-004524.
 7. J. Torres-Martínez, M. Castilla, J. Miret, M. Moradi-Ghahderijani, J. Morales and R. Guzman, "Dynamic model of a grid-connected three-phase inverter with slope voltage control", *Industrial Electronics Society, IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE, Yokohama, 2015*, pp. 001228-001233.
 8. J. Morales, L. G. de Vicuña, R. Guzman, M. Castilla, A. Momeneh and J. Torres-Martínez, "Sliding mode control of three-phase grid-connected voltage-source inverter with vector Operation", *Industrial Electronics Society, IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE, Yokohama, 2015*, pp. 001182-001187.
 9. A. Momeneh, M. Castilla, F. F. A. van der Pijl, R. Guzman and J. Morales, "Architecture and design of an inductive contactless energy transfer system with two mobile loads for residential applications", *Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe), 2015 17th European Conference on, Geneva, 2015*, pp. 1-10.
 10. R. Guzman, L. G. de Vicuña, J. Morales, M. Castilla and J. Matas, "Sliding-Mode Control for a Three-Phase Unity Power Factor Rectifier Operating at Fixed Switching Frequency" in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 1, pp. 758-769, Jan. 2016.
 11. R. Guzman, L. G. de Vicuña, J. Morales, M. Castilla and J. Miret, "Model-Based Control for a Three-Phase Shunt Active Power Filter" in *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 63, no. 7, pp. 3998-4007, July 2016.
 12. A. Camacho, M. Castilla, J. Miret, R. Guzman and A. Borrell, "Reactive Power Control for Distributed Generation Power Plants to Comply With Voltage Limits During Grid Faults" in *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 29, no. 11, pp. 6224-6234, Nov. 2014.
 13. J. Matas, M. Castilla, J. Miret, L. García de Vicuña and R. Guzman, "An Adaptive Prefiltering Method to Improve the Speed/Accuracy Tradeoff of Voltage Sequence Detection Methods Under Adverse Grid Conditions," in *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 61, no. 5, pp. 2139-2151, May 2014.

14. Jordi de la Hoz , Helena Martín, Jaume Miret, Miguel Castilla, Ramon Guzman, " Evaluating the 2014 retroactive regulatory framework applied to the grid connected PV systems in Spain" in *Applied Energy*, vol. 170, no. 15, pp. 329-344, May 2016.
15. R. Guzman, L. G. de Vicuña, Rafael Peña Alzola,"DSP-based natural frame control schemes for three-phase unity power factor rectifiers" in *IET chapter book*,pp. 353-376, May 2016.

Título del libro:

Control Circuits in Power Electronics: Practical issues in design and implementation:

http://digital-library.theiet.org/content/books/10.1049/pbpo072e_ch13

PUBLICACIONES

1

PUBLICACIÓN I:

ACTIVE DAMPING CONTROL FOR A THREE PHASE GRID-CONNECTED
INVERTER USING SLIDING MODE CONTROL

R. Guzman, L. G. de Vicuña, A. Camacho, J. Matas, M. Castilla and J. Miret,
"Active Damping Control for a Three Phase Grid-Connected Inverter using
Sliding Mode Control", *Industrial Electronics Society, IECON 2013 - 39th
Annual Conference of the IEEE, Vienna, 2013*, pp. 382-387.

Contenido

1.1	Introduction	10
1.2	Nonlinear space-state model	11
1.3	Sliding-mode control with active damping capability	11
1.4	Kalman estimator	12
2.5	Proposed control system	13
2.6	Simulation results	14
2.7	Experimental validation	14
2.8	Conclusions	14
2.8	References	15

Active Damping Control for a Three Phase Grid-Connected Inverter using Sliding Mode Control

Ramon Guzman¹, Luis Garcia de Vicuña², Antonio Camacho², José Matas², Miguel Castilla² and Jaume Miret²

1. Department of signal theory and communications, Technical University of Catalonia

2. Department of electronic engineering, Technical University of Catalonia

Avda. Victor Balaguer s/n 08800 Vilanova i la Geltrú, Spain

guzman@tsc.upc.edu

Abstract—This paper presents a sliding-mode scheme for voltage-sourced converters which uses a robust active damping control for grid connected three phase inverters with LCL filter. The presence of the LCL filter can cause a strong resonance and complicates the design of the inverter control system. The proposed control schemes addresses to overcome such difficulties by providing: 1) robust and simple sliding mode controllers for active damping of LCL filter resonance based on virtual resistors, 2) a sliding mode scheme for a high tracking accuracy of the output current reference without interaction between active damping and current tracking controller, 3) an extended Kalman filter (EKF) in combination with the sliding mode controllers are proposed to reduce the number of sensors. Moreover a decoupled controller can be obtained in order to control each phase independently, 4) sliding mode controllers are deduced in the natural frame. The advantages and limitations of the different sliding-mode controllers are discussed with theoretical analysis. Simulations and experimental results are reported to validate the expected features of the proposed control solutions.

Keywords—Active damping, three-phase inverter with LCL-filter, sliding mode control, Kalman filter

I. INTRODUCTION

THE use of voltage-sourced converters with LCL filters is a conventional solution to reduce the PWM harmonics injected in grid. However this kind of filters brings with it a resonance problem that can yield to an unstable dynamics.

One way of damping this resonance is the use of resistors with the filter components, but at expense of the overall system efficiency [1]. Another way is to damp the resonance actively by using proper control algorithms. In the literature, active

damping schemes are proposed, some of them need extra sensors or a complicated control structures [2]. Besides, conventional active damping methods can be very sensitive to parameter uncertainties. This problem is especially important in grid connected inverters used in distributed generation when a large set of impedance values can have effect on the control stability of both photovoltaic (PV) and wind turbine (WT) inverters [3]. Different control schemes are proposed for LCL-filtered grid-connected converters based on filter-based active damping or more sophisticated algorithms. The stability and robustness analysis of these proposals are made using small-signal models, being their validity limits in a small

neighborhood around the equilibrium point, where the main stability indicators of this analysis are the variations of the gain and phase margins [4], [5].

On the other hand, power converters are a class of variable structure systems and their dynamics can be exactly represented by non-linear state models. The discontinuous nature of these models makes particularly attractive the use of the sliding mode control technique to control power converters. The sliding mode control provides the advantages such as faster dynamic response, simplicity and robustness to parameter variations [6], [7]. Despite their advantages, the use of hysteresis comparators to control converter switching states involves variable switching frequency, which generates an undesired broadband harmonic spectrum range and makes it difficult to design the line filter components. If the variable switching conditions are analyzed in the hysteresis comparator is possible to suggest two solutions to maintain constant switching frequency [8], [9]. In the first solution the hysteresis band is modified as a function of the system variables or well using adaptive hysteresis control algorithms, the second one consist in obtaining a fix switching frequency using sliding surfaces together with fixed frequency carrier signals at the inputs of hysteretic comparators. If magnitude conditions of carrier signals are not a properly chosen a border collision bifurcation can be appear provoking a complex switching [10].

To design conventional sliding-mode controllers for three-phase converters can be summarized as follows. First, the converter is modeled in $\alpha\beta$ -frame or dq-frame. Second, the sliding mode surfaces are designed in these frames, and finally to obtain fix switching frequency the carrier signal method is used.

If the control design is conceived using the converter model in the natural frame, the control scheme can be drastically simplified, but at expense of adverse interactions between the three phase controllers. In a previous work an elegant method to avoid this effect was proposed [10], but this approach presents a high sensibility to the line impedance.

To overcome the above mentioned shortcomings, in this paper a sliding mode control in 'abc' frame is proposed for a grid connected inverter with LCL-filter with active damping capability, with the following features:

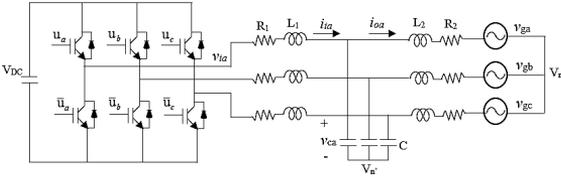


Fig. 1 Circuit diagram of a three-phase inverter with LCL-filter

- 1) A simple sliding mode switching surfaces are proposed with excellent reference tracking ability.
- 2) An efficient decoupling procedure based on an extended Kalman filter algorithm in combination with the sliding mode controllers. With the EKF the number of sensors can be reduced and a current ripple estimation-based control can be done.
- 3) A third harmonic injection sliding mode controller to increase the linear modulation range.

This paper is organized as follows. In section II, a non-linear model is derived in order to design three sliding surfaces for each one of the three inverter legs. Two of them are current regulators, and the third one is a voltage regulator.

In section III current regulators are designed in order to achieve an effective damping in the LCL-filter, and the voltage regulator is conceived to impose a common-mode voltage at the neutral point.

Section IV presents a Kalman filter estimator, which apart from to reduce the number of sensors provides an effective decoupling between controllers. Finally simulation and experimental results are reported.

I. NONLINEAR SPACE-STATE MODEL

Fig. 1 shows the structure of a three-phase inverter with LCL-filter. From Fig. 1 system equations in vector form are given:

$$L_1 \frac{d\mathbf{i}_i}{dt} = \frac{V_{DC}}{2} \mathbf{u} - \mathbf{v}_c - R_1 \mathbf{i}_i - \mathbf{v}_n \quad (1a)$$

$$C \frac{d\mathbf{v}_c}{dt} = \mathbf{i}_i - \mathbf{i}_o \quad (1b)$$

$$L_o \frac{d\mathbf{i}_o}{dt} = \mathbf{v}_c - R_2 \mathbf{i}_o - \mathbf{v}_g \quad (1c)$$

Where \mathbf{i}_i , \mathbf{v}_c , \mathbf{i}_o , \mathbf{v}_g and \mathbf{u} are state variables, line voltages and control vectors respectively, defined as

$$\mathbf{i}_i = [i_{ia} \ i_{ib} \ i_{ic}]^T; \mathbf{v}_c = [v_{ca} \ v_{cb} \ v_{cc}]^T; \mathbf{i}_o = [i_{oa} \ i_{ob} \ i_{oc}]^T$$

$$\mathbf{v}_g = [v_{ga} \ v_{gb} \ v_{gc}]^T; \mathbf{u} = [u_a \ u_b \ u_c]^T$$

being R_1 and R_2 the inductors parasitic resistances.

Taking in account the following assumptions: $v_{ga} + v_{gb} + v_{gc} = 0$, $v_{ca} + v_{cb} + v_{cc} = 0$ and using (1), the common-mode voltages at neutral points are given by

$$v_{n'} = v_n = \frac{V_{DC}}{6} (u_a + u_b + u_c) \quad u_{a,b,c} \in \{-1, 1\} \quad (2)$$

II. SLIDING MODE CONTROL WITH ACTIVE DAMPING CAPABILITY

Conventionally, sliding-mode surfaces for three-phase inverters can be expressed by (3):

$$S = \mathbf{i}_{ref} - \mathbf{i}_i \quad (3)$$

Where \mathbf{i}_{ref} is the current reference vector.

In the sliding regime, the converter dynamics is forced to evolve over the sliding surface. The new system dynamics can be derived according with the invariance conditions: $S=0$ and $\dot{S}=0$ [11]. Applying these conditions to (1), the differential equation for the grid-side current system can be found:

$$L_o C \frac{d^2 i_o}{dt^2} + R_2 \frac{di_o}{dt} + i_o = i_{ref} - C \frac{dv_g}{dt} \quad (4)$$

The output currents dynamics are very oscillatory, since the damping coefficient depends only of the output parasitic resistance. To avoid this problem another control strategy is adopted in this paper, whose main objectives are the followings:

- 1) The first two controllers (phase-legs a and b) are designed as current regulators, which also can emulate physical resistors.
- 2) The third controller (phase-leg c) is designed as voltage regulator, which main objective is to extend the modulation range using a third-harmonic injection.

It is important to highlight that the first two output current regulators also determines the third-leg output current. The third controller can be used to control the neutral point voltages.

A. Sliding-mode current controllers

The sliding surfaces design for phase-legs a and b are based on the invariance condition which cancel the nonlinearities and guarantee the tracking convergence toward output-current references.

To avoid oscillation in the output filter a damping dynamics in sliding domain would be imposed. If a virtual resistor is included in this dynamics, the ideal sliding mode dynamics can be expressed as:

$$\mathbf{i}_{iab} = \mathbf{i}_{refab}$$

$$C \frac{d\mathbf{v}_{cab}}{dt} = \mathbf{i}_{refab} - \mathbf{i}_{oab} \quad (5)$$

$$L_o \frac{d\mathbf{i}_{oab}}{dt} = \mathbf{v}_{cab} - \mathbf{v}_{gab} - R_2 \mathbf{i}_{oab} + R_d (\mathbf{i}_{refab} - \mathbf{i}_{oab})$$

From the previous equations we obtain the desired output current dynamics for phase-legs a and b :

$$L_o C \frac{d^2 \mathbf{i}_{oab}}{dt^2} + R_d C \frac{d}{dt} (\mathbf{i}_{oab} - \mathbf{i}_{refab}) + (\mathbf{i}_{oab} - \mathbf{i}_{refab}) + R_2 C \frac{d\mathbf{i}_{oab}}{dt} - C \frac{d\mathbf{v}_{gab}}{dt} = 0 \quad (6)$$

Where

$$\mathbf{i}_{iab} = [i_{ia} \ i_{ib}]^T; \mathbf{i}_{refab} = [i_{refa} \ i_{refb}]^T; \mathbf{v}_{gab} = [v_{ga} \ v_{gb}]^T$$

$$\mathbf{i}_{oab} = [i_{oa} \ i_{ob}]^T$$

and the damping factor is expressed as:

$$\xi = \frac{R_d}{2} \sqrt{\frac{C}{L_o}} \quad (7)$$

It's worth to mention that \mathbf{i}_{oab} converge to \mathbf{i}_{refab} with a negligible error due to $C \frac{d\mathbf{v}_{gab}}{dt}$ [4], and $R_2 C \frac{d\mathbf{i}_{oab}}{dt}$ which is related with output inductor losses. Due to the phenomena of chattering produced in a nonideal sliding control, it is necessary to impose an overdamped dynamics. Using (4) and (6), the following relation can be obtained that must be satisfied in the sliding regime:

$$0 = R_d C \left(\frac{d\mathbf{i}_{refab}}{dt} - \frac{d\mathbf{i}_{oab}}{dt} \right) + \mathbf{i}_{refab} - \mathbf{i}_{iab} \quad (8)$$

This condition must be satisfied in sliding regime conditions, $S=0$ and $\dot{S}=0$. In identifying (8) with $S=0$, we can derive the switching surfaces for phase-legs a and b with damping capability.

$$S_a = R_d C \left(\frac{di_{refa}}{dt} - \frac{di_{oa}}{dt} \right) + i_{refa} - i_{ia} \quad (9)$$

$$S_b = R_d C \left(\frac{di_{refb}}{dt} - \frac{di_{ob}}{dt} \right) + i_{refb} - i_{ib} \quad (10)$$

B. Sliding-mode voltage controller

The phase-leg c controller is designed to integrate the third-harmonic compensation into the switching surface.

$$S_c = \int (v_{nref} - v_n) dt \quad (11)$$

The method of third-harmonic injected modifies the PWM modulating signal. In sliding control the modulating signals are not available. For this reason, another procedure is proposed to obtain v_{nref} in this work, which based on the equivalent control concept [11]. The equivalent control u_{eq} is the average value of control u . In the ideal case of sliding motion, the equivalent control is deduced by imposing the sliding regime condition $S=0$. Using (9) and (1.a), an expression for u_{aeq} can be derived:

$$u_{aeq} = \frac{2}{V_{DC}} \left(L_1 \frac{di_{refa}}{dt} + v_{ca} + L_1 R_d C \left(\frac{d^2 i_{refa}}{dt^2} - \frac{d^2 i_{oa}}{dt^2} \right) \right) + \frac{2}{V_{DC}} v_{nref} \quad (12)$$

The factor with the second derivate terms is usually smaller than the other terms, so that is possible to be neglected obtaining an approximated expression for the u_{aeq} as in (13).

$$u_{aeq} = \frac{2}{V_{DC}} \left(L_1 \frac{di_{refa}}{dt} + v_{ca} \right) + \frac{2}{V_{DC}} v_{nref} \quad (13)$$

The first term of (13) is a sinusoidal waveform of the same frequency as the line voltage. The third-harmonic reference

voltage v_{nref} can be calculated by DSP as the third-harmonic of this waveform with the same phase, but with only a 1/6 of its amplitude. This method allows us to increase the control range.

III. KALMAN ESTIMATOR

In section III two current controllers for phase-legs a and b have been derived. For the implementation of Eq. (9)-(10) the output inverter currents, i_{oa} and i_{ob} will be needed.

To increase system reliability and decrease cost, it is desirable to decrease the number of measurement sensors. Estimators can be used to augment or replace sensors in a control system. Kalman filter which is a least-square estimator is an appropriate algorithm for this task due to the varying system parameters. However other objectives can be achieved. A decoupled three phase control system can be obtained, and a current ripple estimation-based control can be done using estimated currents \hat{i}_{ia} and \hat{i}_{ib} in (9) and (10) respectively instead of the sensed currents i_{ia} and i_{ib} .

A. One phase Inverter State Space model

The system equations in the continuous state-space for phase-leg a are:

$$\begin{aligned} \frac{d\mathbf{x}(t)}{dt} &= \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\mathbf{g}(t) + \mathbf{v}(t) \\ \mathbf{y}(t) &= \mathbf{C}\mathbf{x}(t) + \mathbf{w}(t) \end{aligned} \quad (14)$$

Where

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(t) &= [i_{ia}(t) \ v_{ca}(t) \ i_{oa}(t)]^T; \quad \mathbf{g}(t) = \left[v_{nref}(t) \ \frac{V_{DC}}{2} u_a(t) \ v_{ga}(t) \right]^T \\ \mathbf{A} &= \begin{bmatrix} -\frac{R_1}{L_1} & -\frac{1}{L_1} & 0 \\ \frac{1}{C} & 0 & -\frac{1}{C} \\ 0 & \frac{1}{L_2} & -\frac{R_2}{L_2} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_1} & \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_2} \end{bmatrix} \\ \mathbf{C} &= [1 \ 0 \ 0] \end{aligned}$$

$\mathbf{v}(t)$, $\mathbf{w}(t)$ are the process and the measurement noise respectively and $v_{nref}(t)$ is the neutral point voltage reference.

If the continuous system is sampled with a sample frequency $f_s = 1/T_s$ a discrete state-space model will be obtained if an approximation for the derivate term is considered:

$$\frac{d\mathbf{x}(t)}{dt} \cong \frac{\mathbf{x}_k - \mathbf{x}_{k-1}}{T_s} \quad (15)$$

Substituting (15) in (14) the equations for the discrete state-space model can be found.

$$\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{f}(\mathbf{x}_k, \mathbf{g}_k) + \mathbf{v}_k \quad \mathbf{y}_{k+1} = \mathbf{h}(\mathbf{x}_{k+1}) + \mathbf{w}_{k+1} \quad (16)$$

where

$$\mathbf{f}(\mathbf{x}_k, \mathbf{g}_k) = \begin{bmatrix} 1 - \frac{T_s R_1}{L_1} & -\frac{T_s}{L_1} & 0 \\ \frac{T_s}{C} & 1 & -\frac{T_s}{C} \\ 0 & \frac{T_s}{L_2} & 1 - \frac{T_s R_2}{L_2} \end{bmatrix} \mathbf{x}_k + \quad (17)$$

$$+ \begin{bmatrix} \frac{T_s}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{T_s}{L_2} \end{bmatrix} \mathbf{u}_k$$

$$\mathbf{h}(\mathbf{x}_k) = [1 \quad 0 \quad 0] \mathbf{x}_k \quad (18)$$

The process noise and the measurement noise are defined by \mathbf{v}_k , \mathbf{w}_k and respectively which covariance matrices are:

$$E\{\mathbf{w}_k \mathbf{w}_k^T\} = \mathbf{R}_k, \quad E\{\mathbf{v}_k \mathbf{v}_k^T\} = \mathbf{Q}_k \quad (19)$$

For phase *b* and *c* the same equations can be derived.

B. Extended Kalman Filter (EKF)

Kalman filter is a least-square estimate in which state estimation is added for can be used in a dynamic system, where the parameters are varying.

This filter is widely explained in [14], so only a brief summary of its equations will be given in this section.

The EKF has two steps *prediction* and *update* and has to be initialized with values for $\hat{\mathbf{x}}_{0|0}$ and covariance matrix $\mathbf{P}_{0|0}$.

If the following assumptions are made:

- i) The process and measurement noises are uncorrelated zero-mean Gaussian white noise.
- ii) The initial vector $\mathbf{x}_{0|0}$ is uncorrelated with both the process and measurement noises and has a known mean $\hat{\mathbf{x}}_{0|0}$ and covariance matrix $\mathbf{P}_{0|0}$.

The recursively algorithm is as follows:

1) Prediction

In this step a prediction for the new space-state vector and the new error covariance matrix is done. These predictions are made from the last updated values of these variables as can be seen in (20)-(21)

$$\hat{\mathbf{x}}_{k+1|k} = \mathbf{f}(\hat{\mathbf{x}}_{k|k}, \mathbf{g}_k) \quad (20)$$

$$\mathbf{P}_{k+1|k} = \mathbf{A}_k \mathbf{P}_{k|k} \mathbf{A}_k^T + \mathbf{Q}_k \quad (21)$$

Where $\mathbf{A}_k = (\partial \mathbf{f}(\mathbf{x}_k, \mathbf{g}_k) / \partial \mathbf{x}_k)|_{\mathbf{x}_k = \hat{\mathbf{x}}_{k|k}}$ and $\hat{\mathbf{x}}_k = [\hat{i}_{ia}, \hat{v}_{ca}, \hat{i}_{oa}]^T$ with $x \in \{a, b\}$

2) Update

In this step an update of the previous predicted values are made using the Kalman gain \mathbf{K}_{k+1} which is computed using (22). This gain is calculated recursively in order to minimize the mean square error between the actual values and the predicted values

for the states of the system. When this gain is computed the value for the space-state vector and covariance matrix can be updated using (23) and (24) respectively.

$$\mathbf{K}_{k+1} = \mathbf{P}_{k+1|k} \mathbf{H}_k^T [\mathbf{R}_{k+1} + \mathbf{H}_k \mathbf{P}_{k+1|k} \mathbf{H}_k^T]^{-1} \quad (22)$$

$$\hat{\mathbf{x}}_{k+1|k+1} = \hat{\mathbf{x}}_{k+1|k} + \mathbf{K}_{k+1} [\mathbf{y}_{k+1} - \mathbf{h}(\hat{\mathbf{x}}_{k+1|k})] \quad (23)$$

$$\mathbf{P}_{k+1|k+1} = (\mathbf{I} - \mathbf{K}_{k+1} \mathbf{H}_k) \mathbf{P}_{k+1|k} (\mathbf{I} - \mathbf{K}_{k+1} \mathbf{H}_k)^T + \mathbf{K}_{k+1} \mathbf{R}_{k+1} \mathbf{K}_{k+1}^T \quad (24)$$

Where $\mathbf{H}_k = (\partial \mathbf{h}(\mathbf{x}_k) / \partial \mathbf{x}_k)|_{\mathbf{x}_k = \hat{\mathbf{x}}_{k+1|k}}$ and \mathbf{I} is the identity matrix.

C. Sliding mode control with EKF

Since only two current controllers are needed, two independent EKF are proposed that allows to control phase-leg a and phase-leg b independently. The function of the EKF in the sliding surfaces are basically to reduce one sensor in the grid-side current and to use the estimated inverter-side current \hat{i}_{ia} for a current ripple estimation-based control which improve the quality of the current ripple generated for the inverter. The final sliding surfaces for this proposes are expressed by the following equations:

$$S_a = R_d C \left(\frac{di_{refa}}{dt} - \frac{d\hat{i}_{oa}}{dt} \right) + i_{refa} - \hat{i}_{ia} \quad (25)$$

$$S_b = R_d C \left(\frac{di_{refb}}{dt} - \frac{d\hat{i}_{ob}}{dt} \right) + i_{refb} - \hat{i}_{ib} \quad (26)$$

$$\text{Where } \mathbf{i}_{refab} = \frac{P_{ref}}{|\mathbf{v}_g|^2} \mathbf{v}_{gab} + \frac{Q_{ref}}{\sqrt{3}|\mathbf{v}_g|^2} \begin{bmatrix} v_{gb} - v_{gc} \\ v_{gc} - v_{ga} \end{bmatrix} \quad (27)$$

and P_{ref} and Q_{ref} are the active and reactive power references. Equation (27) allows us that Pref and Qref can be independently controlled.

IV. SIMULATION RESULTS

This section focuses on the simulation verification of proposed sliding mode controller. The sliding-mode controller have been implemented following the scheme shown in Fig. 2. The discussion is based on the inverter parameter values listed in Table I. It is worth mentioning that these parameters have been extracted from the laboratory prototype. The code of the proposed control scheme has been generated with True Time which is used for simulation of networked and embedded control systems under MATLAB/Simulink environment. The active damping effect is simulated in this section but other simulations results are reported.

Fig. 3 shows the active damping effect. The active damping control begins at time 0.05 s. The system oscillation is cancelled when eq. (25) and (26) is used with $R_d > 0$. For $0 < t < 0.05$ the active damping parameter R_d is set to 0 yielding an unstable dynamics. A value of $R_d = 20$ has been chosen for $0.05 < t < 0.1$ s.

When the active damping block is working in the control system Fig. 2 ($R_d > 0$), a high current tracking accuracy is

achieved as can be seen in Fig. 4. On the other hand, Eq. (11) forces a third harmonic at the neutral point, Fig. 5, which reduces the modulation depth increasing the control range.

V. EXPERIMENTAL VALIDATION

An experimental three-phase three-wire inverter proto-type was built using a 4.5-kVA SEMIKRON full-bridge as the power converter and a TMS320F28335 floating-point digital signal processor (DSP) as the control platform with as switching frequency of 4 kHz and a sampling frequency of 40kHz. The inverter was connected to An AMREL-SPS1000 dc source through a dc-link capacitor. A constant capacitor voltage reference value was used in the experimental implementation.

The active damping performance based on virtual resistors has been tested in the system shown in Fig. 1. The Active damping block in Fig. 2 has been implemented with two different values for R_d . At the beginning the value for R_d is set to zero yielding to an oscillatory dynamics until this value is changed to $R_d=20$ ohms. At this point the oscillation is reduced as can be seen in Fig 6. The control algorithm is working with a resonance frequency of $f_{res}=0.375f_{sw}$ and the oscillation is reduced drastically when the active damping control is working properly.

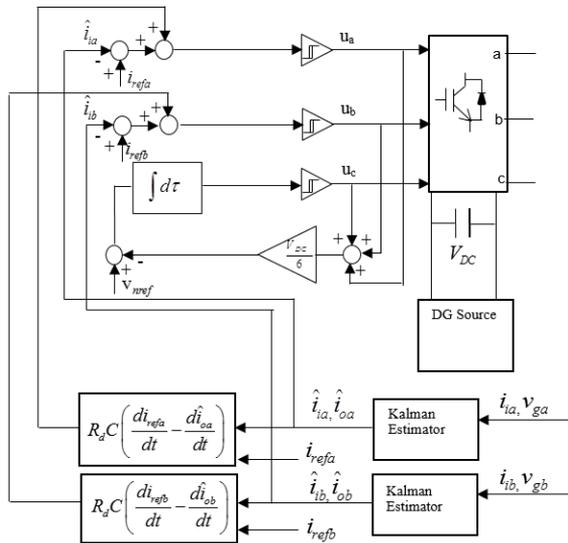


Fig. 2 Proposed control scheme

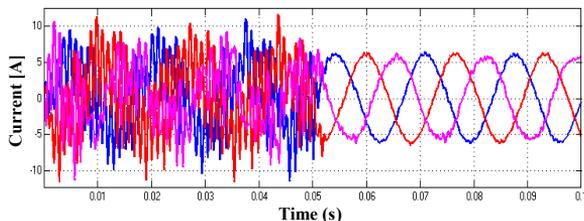


Fig. 3 Grid-side current. For $t=0.05$ the active damping control starts reducing the oscillation

TABLE I SYSTEM PARAMETERS		
Symbol	Description	Value
L_1	Filter inductance	7 mH
C	Filter Capacitor	1.6 μ F
L_2	Filter inductance	5 mH
V_{DC}	DC link Voltage	450 V
f_{sw}	Switching frequency	4 kHz
	Grid frequency	50 Hz
	Grid Voltage	110 V
P_{ref}	Active Power	1.5 kW

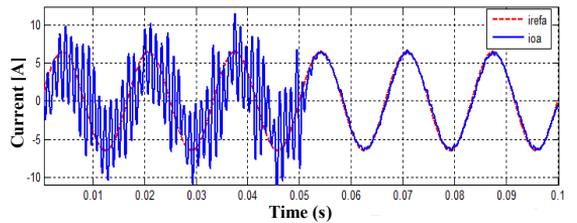


Fig. 4 Current tracking. From $t>0.05$ the grid-side current (solid line) tracks with accuracy the reference current (dotted line).

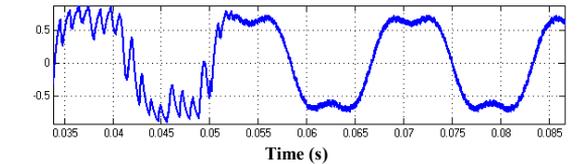


Fig. 5 Third harmonic modulation

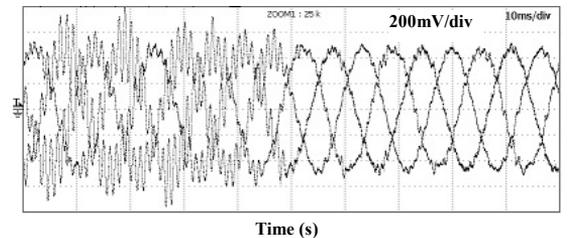


Fig. 6 Experimental validation of the active damping effect in three phase-legs with 100mV/A and $f_{res}=0.375f_{sw}$

VI. CONCLUSIONS

A sliding-mode control in combination with a Kalman filter algorithm has been designed, analyzed and tested for three phase grid-connected inverters with LCL filter. The control system includes an active damping block which provides a resonance cancellation, a high current tracking accuracy and robustness inherited from sliding mode control. Two decoupled sliding mode controllers are designed as current regulators, and the other one is used to control the neutral point voltage which reduces the modulation depth increasing the control range. The final validation shows satisfactory results.

VII. ACKNOWLEDGEMENT

This work was supported by the Ministerio de Economía y Competitividad of Spain under Project ENE2012-37667-C02-02.

REFERENCES

- [1] Figueres E., Garcerá G., González-Espin F., Rubio J.C. "Sensitivity Study of the Dynamics of Three-Phase Photovoltaic Inverters With LCL Grid Filter," *IEEE Trans. Industrial Electron.*, vol. 56, no. 3, pp. 706-717, March 2009.
- [2] Liserre M., Aquila A. D., Blaabjerg, F., "Genetic algorithm-based design of the active damping for an LCL-filter three-phase active rectifier," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 19, no. 1, pp. 76-86, Jan 2004.
- [3] M. Liserre, R. Teodorescu, F. Blaabjerg, "Stability of Photovoltaic and Wind Turbine Grid-Connected Inverters for a Large Set of Grid Impedance Values," *IEEE Trans. Power Electron.* vol. 21, no. 1, pp. 263-272, Jan. 2006.
- [4] V. Blasko, V. Kaura, "A novel Control to Actively Damp Resonance in Input LC Filter of a Three-Phase Voltage Source Converter," *IEEE Trans. Industry App.*, vol. 33, no. 2, pp. 542-550, March/April 1997.
- [5] Dannehl Jörg, M. Liserre, Fuchs Friedrich W., "Filter-Based Active Damping of Voltage Source Converters with LCL Filter," *IEEE Trans. Industrial Electron.*, vol. 58, no. 8, pp. 3623-3633, Aug. 2011.
- [6] Matas, José de Vicuna L.G., Miret Jaume, Guerrero Josep María, Castilla, Miguel, "Feedback Linearization of a Single-Phase Active Power Filter via Sliding Mode Control," *IEEE Trans. Power Electron.* vol. 23, no. 1, pp. 116-125, Jan. 2008.
- [7] Gensior, Albrecht, Sira-Ramirez, Hebertt J., Rudolph, Joachim, Güldner, Henry, "On Some Nonlinear Current Controllers for Three-Phase Boost Rectifiers," *IEEE Trans. Industrial Electron.* vol. 56, no. 2, pp. 360-370, Feb. 2009.
- [8] L. Malesani, L. Rossetto and A. Zucatto, "Digital Adaptive Hysteresis Current Control with Clocked Commutations and Wide Operating Range," *IEEE Trans. Industrial App.*, vol. 32, no. 2, pp. 316-325, Mar./Apr. 1996.
- [9] S. Buso, S. Fasolo, L. Malesani and P. Mattavelli, "A dead-beat adaptive hysteresis current control," *IEEE Trans. Industrial App.*, vol. 36, no. 4, pp. 1174-1180, Jul./Aug. 2000.
- [10] R. Gupta and A. Ghosh, "Frequency Domain Characterization of Sliding Mode Control of an Inverter Used in DSTATCOM Application," *IEEE Trans. Circuits and Systems*, vol. 53, no. 3, pp. 662-676, March 2006.
- [11] W. Yan, Jiangang Hu, Vadim Utkin and Longya Xu, "Sliding Mode Pulsewidth Modulation," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 2, pp. 619-626, March 2008.
- [12] Hung John Y., Gao Weibing B., Hung James C., "Variable Structure Control: A Survey," *IEEE Trans. Industrial Electron.*, vol. 40, no. 1, pp. 2-22, Feb 1993.
- [13] Khaled H. Ahmed, Ahmed M. Massoud, Stephen J. Finney and Barry W. Williams, "Sensorless Current Control of Three-Phase Inverter-Based Distributed Generation," *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 24, no. 2, pp. 919-929, April 2009.
- [14] Yassel Abdel-Rady I., M. A.-Rahman, and R. Seethapathy, "Robust Line-Voltage Sensorless Control and Synchronization of LCL-Filtered Distributed Generation Inverters for High Power Quality Grid Connection," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 1, pp. 87-98, Jan. 2012.
- [15] Mohinder S. Grewal, Angus P. Andrews, *Kalman Filtering: Theory and practice using MATLAB*. John Wiley & Sons inc., 2001

2

Publicación II:

DSP-based natural frame control schemes for three-phase unity power factor rectifiers

Guzman, R. and Garcia de Vicuna, Peña R., "DSP-based natural frame control schemes for three-phase unity power factor rectifiers", *IET Chapter Book*, pp. 353-376, Jan. 2016.

ATTENTION ;

Pages 18 to 40 of the thesis are available at the editor's web
http://digital-library.theiet.org/content/books/10.1049/pbpo072e_ch13

3

Publicación III:

Sliding-Mode Control for a Three-Phase Unity Power Factor Rectifier Operating at Fixed Switching Frequency

Guzman, R. and Garcia de Vicuna, L.J. and Morales, J. and Castilla, M. and Matas, J., "Sliding-Mode Control for a Three-Phase Unity Power Factor Rectifier Operating at Fixed Switching Frequency", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 1, pp. 758-769, Jan. 2016.

ATTENTION ;

Pages 42 to 54 of the thesis are available at the editor's web
<http://ieeexplore.ieee.org/document/7039217/>

4

Publicación IV:

Model-Based Control for a Three-Phase Shunt Active Power Filter

Guzman, R. and Garcia de Vicuna, L.J. and Morales, J. and Castilla, M. and Miret, J., "Model-Based Control for a Three-Phase Shunt Active Power Filter", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, in press.

ATTENTION ;

Pages 56 to 66 of the thesis are available at the editor's web
<http://ieeexplore.ieee.org/document/7430306/>

5

RESUMEN DEL TRABAJO Y ANÁLISIS DE LOS RESULTADOS OBTENIDOS

Este Capítulo resume el trabajo realizado en esta tesis y comenta los resultados obtenidos.

Contenido

5.1	Introducción	68
5.2	Inversor trifásico con filtro LCL	68
5.2.1	Objetivos	68
5.2.2	Solución propuesta	71
5.2.3	Mejoras a la propuesta	72
5.2.4	Modelo que contiene la resistencia virtual	73
5.2.5	Modelo reducido	75
5.2.6	Esquema de control	75
5.2.7	Análisis de estabilidad	77
5.2.8	Deducción del control equivalente discreto	77
5.2.9	Ecuaciones del sistema en lazo cerrado	78
5.3	Rectificador trifásico con factor de potencia unitario	81
5.3.1	Objetivos	81
5.3.2	Obtención del modelo y solución propuesta	82
5.3.3	Esquema de control	84
5.3.4	Lazo interno de control	84
5.3.5	Lazo externo de control	84
5.3.6	Algoritmo de conmutación	89
5.4	Filtro activo trifásico	92
5.4.1	Objetivos	92
5.4.2	Solución propuesta	93

5.1 Introducción

Como ya se mencionó en la introducción, el objetivo de esta tesis ha sido encontrar un modelo para cada convertidor y su posterior utilización en un filtro de Kalman para controlar, en el marco *abc*, los diferentes convertidores de potencia. Este Capítulo analiza los resultados obtenidos en esta tesis y comenta las principales contribuciones. También introduce, en algún caso, algunas aportaciones adicionales que por el momento no han sido publicadas pero en las que se ha estado trabajando. El Capítulo se divide en tres partes donde se analizarán los resultados de los diferentes convertidores por separado.

5.2 Inversor trifásico con filtro LCL

Con respecto al inversor trifásico con filtro LCL, el trabajo de investigación se ha centrado en obtener un amortiguamiento activo por control, es decir, conseguir eliminar la resonancia producida por el filtro LCL sin necesidad de utilizar resistencias físicas. Los primeros resultados se publicaron en el congreso IECON y se recogieron en la primera publicación de este compendio [1]. El objetivo era controlar el convertidor en el marco *abc* usando control en modo deslizamiento. A parte de los resultados obtenidos en esta publicación, también se ha trabajado en conseguir el amortiguamiento activo modificando el modelo del convertidor o por imposición de dinámica controlando directamente la corriente de red. Estos trabajos se encuentran actualmente en revisión para ser considerados para su posible publicación.

5.2.1 Objetivos

En esta sección se presentan los principales problemas a resolver. En un principio se identifican dos claros problemas. El primero está relacionado con el acoplo entre controladores en el marco *abc*, y el segundo la inherente resonancia del filtro LCL. Para ello partimos de las ecuaciones diferenciales del convertidor. A partir de la Fig.5.1, las ecuaciones diferenciales que describen al inversor

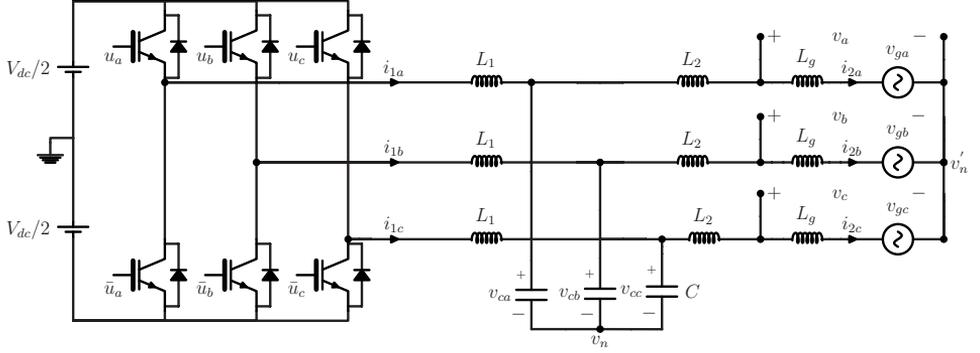


Figure 5.1: Diagrama circuital de un inversor trifásico conectado a red con filtro LCL

son:

$$L_1 \frac{d\mathbf{i}_1}{dt} = \frac{V_{dc}}{2} \mathbf{u} - \mathbf{v}_c - v_n \mathbf{I}_1 \quad (5.1)$$

$$C \frac{d\mathbf{v}_c}{dt} = \mathbf{i}_1 - \mathbf{i}_2 \quad (5.2)$$

$$(L_2 + L_g) \frac{d\mathbf{i}_2}{dt} = \mathbf{v}_c - \mathbf{v}_g \quad (5.3)$$

donde $\mathbf{i}_1 = [i_{1a} \ i_{1b} \ i_{1c}]^T$ son las corrientes del lado del inversor, $\mathbf{i}_2 = [i_{2a} \ i_{2b} \ i_{2c}]^T$ son las corrientes de red, $\mathbf{v}_c = [v_{ca} \ v_{cb} \ v_{cc}]^T$ son las tensiones de los condensadores del filtro LCL, $\mathbf{v}_g = [v_{ga} \ v_{gb} \ v_{gc}]^T$ son las tensiones de red, $\mathbf{u} = [u_a \ u_b \ u_c]^T$ son las señales de control, \mathbf{I}_1 es un vector columna definido como $[1 \ 1 \ 1]^T$ y v_n es la tensión del punto neutro definida como:

$$v_n = \frac{V_{dc}}{6} (u_a + u_b + u_c). \quad (5.4)$$

donde se ha asumido la ausencia de secuencia cero (i.e., $v_{ga} + v_{gb} + v_{gc} = 0$ y $v_{ca} + v_{cb} + v_{cc} = 0$).

Si se intenta controlar el inversor usando un control en modo deslizamiento de forma convencional se tiene:

$$\mathbf{S} = \mathbf{i}^* - \mathbf{i}_1 \quad (5.5)$$

donde \mathbf{i}^* es la referencia de corriente a seguir que puede obtenerse a partir de las potencias activa y reactiva tal y como se muestra en el Capítulo 1.

Usando (5.1), (5.4) y (5.5), la dinámica de los controladores puede obtenerse

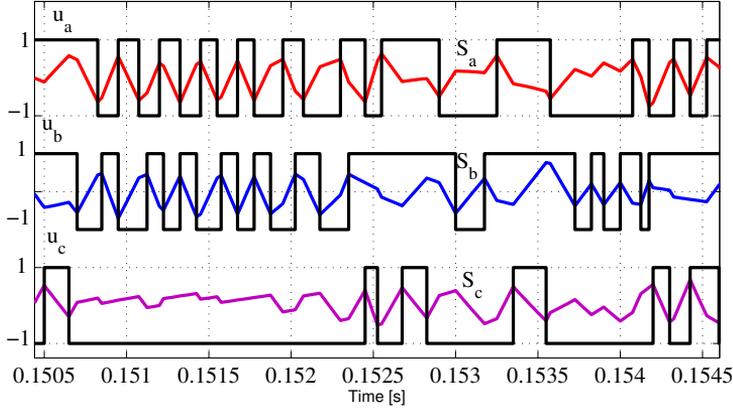


Figure 5.2: Superficies de deslizamiento S_a , S_b , S_c y señales de control u_a , u_b y u_c con controladores acoplados.

como:

$$\frac{dS_a}{dt} = \frac{di_a^*}{dt} - \frac{1}{L} \left(v_{ca} - \frac{V_{dc}}{2} u_a + \frac{V_{dc}}{2} \frac{u_a + u_b + u_c}{3} \right) \quad (5.6)$$

$$\frac{dS_b}{dt} = \frac{di_b^*}{dt} - \frac{1}{L} \left(v_{cb} - \frac{V_{dc}}{2} u_b + \frac{V_{dc}}{2} \frac{u_a + u_b + u_c}{3} \right) \quad (5.7)$$

$$\frac{dS_c}{dt} = \frac{di_c^*}{dt} - \frac{1}{L} \left(v_{cc} - \frac{V_{dc}}{2} u_c + \frac{V_{dc}}{2} \frac{u_a + u_b + u_c}{3} \right). \quad (5.8)$$

Como puede observarse a partir de las expresiones anteriores, los tres controles dependen de las tres señales de control y por consiguiente estarán acoplados a través de la tensión del punto neutro. Este efecto provoca irregularidades en el proceso de conmutación provocando en algunos casos pérdidas de deslizamiento importantes. La Fig.5.2 muestra el efecto del acoplo entre controladores. Como puede verse, aparecen importantes pérdidas de deslizamiento donde la señal de control permanece mucho tiempo sin conmutar. Por otro lado, mientras el sistema está en modo de deslizante, la dinámica del convertidor evolucionará sobre la superficie de deslizamiento y su nueva dinámica puede deducirse de acuerdo con las condiciones de invarianza, $\mathbf{S} = 0$ y $\dot{\mathbf{S}} = 0$ [29]. Aplicando estas condiciones a (5.1)-(??), la nueva ecuación diferencial de la corriente de red puede escribirse como:

$$(L_2 + L_g)C \frac{d^2 \mathbf{i}_2}{dt^2} + \mathbf{i}_2 = \mathbf{i}^* - C \frac{d\mathbf{v}_g}{dt}. \quad (5.9)$$

De acuerdo con (5.9), la corriente de red tendrá un comportamiento oscilante. La solución más simple sería aplicar un amortiguamiento pasivo conectando

una resistencia en serie con el condensador del filtro. Es importante remarcar que esta solución es simple pero reduce la eficiencia del sistema. Entonces, la dinámica deslizante ideal vendrá dada por:

$$\mathbf{i}_1 = \mathbf{i}^* \quad (5.10)$$

$$C \frac{d\mathbf{v}_c}{dt} = \mathbf{i}^* - \mathbf{i}_2 \quad (5.11)$$

$$(L_2 + L_g) \frac{d\mathbf{i}_2}{dt} = \mathbf{v}_c - \mathbf{v}_g + R_d(\mathbf{i}^* - \mathbf{i}_2) \quad (5.12)$$

donde R_d es la resistencia de amortiguamiento. A partir de las ecuaciones anteriores la dinámica de lazo cerrado de la corriente de red puede expresarse como sigue:

$$(L_2 + L_g)C \frac{d^2\mathbf{i}_2}{dt^2} + R_d C \frac{d\mathbf{i}_2}{dt} + \mathbf{i}_2 = \mathbf{i}^* + R_d C \frac{d\mathbf{i}^*}{dt} - C \frac{d\mathbf{v}_g}{dt}. \quad (5.13)$$

Así, podemos concluir que se han identificado dos problemas para controlar este convertidor en *abc*. El primero y más importante es referente al acoplo entre controladores y el segundo está relacionado con la eliminación de la resonancia del filtro LCL sin utilizar resistencias físicas, lo que mejora el rendimiento del sistema.

5.2.2 Solución propuesta

Tal y como se muestra en esta primera publicación, la solución que se propone es utilizar un modelo del convertidor sin considerar la tensión del neutro. Este modelo es el mismo que el descrito en la sección 5.2.1 pero obviando la variable v_n . En esta primera solución no se tubo en cuenta el valor de inductancia de red, es decir $L_g=0$. Las ecuaciones que describen el modelo son:

$$L_{1o} \frac{d\hat{\mathbf{i}}_1}{dt} = \frac{V_{dc}}{2} \mathbf{u} - \hat{\mathbf{v}}_c \quad (5.14)$$

$$C_o \frac{d\hat{\mathbf{v}}_c}{dt} = \hat{\mathbf{i}}_1 - \hat{\mathbf{i}}_2 \quad (5.15)$$

$$L_{2o} \frac{d\hat{\mathbf{i}}_2}{dt} = \hat{\mathbf{v}}_c - \mathbf{v}_g \quad (5.16)$$

donde el superíndice $\hat{}$ denota variables estimadas y el subíndice o valores nominales.

Este modelo es discretizado y transformado en espacio de estados para ser utilizado en un observador de estados (un filtro de Kalman en nuestro caso) y

a partir de él se estiman las tres variables de estado, las corrientes de inversor y de red y la tensión del condensador del filtro LCL. Por otro lado se diseñan unas superficies de deslizamiento que aporten una resistencia virtual por control.

Debido a que existe una relación lineal entre las variables de un sistema trifásico, se propuso sólo controlar dos corrientes, i_{1a} y i_{1b} , ya que i_{1c} se obtiene directamente. Esto nos da un grado de libertad y se puede usar la tercera superficie para, por ejemplo, controlar la tensión del neutro. Este aspecto puede ser interesante en aplicaciones fotovoltaicas ya que podemos inyectar un tercer armónico en el neutro cosa que provoca un aumento del margen dinámico del control y por tanto nos permite trabajar con tensiones del bus de más bajas, tal y como se propone en la publicación.

Finalmente las tres superficies propuestas que solucionan el problema son:

$$S_a = R_d C \left(\frac{di_a^*}{dt} - \frac{d\hat{i}_{2a}}{dt} \right) + i_a^* - \hat{i}_{1a} \quad (5.17)$$

$$S_b = R_d C \left(\frac{di_b^*}{dt} - \frac{d\hat{i}_{2b}}{dt} \right) + i_b^* - \hat{i}_{1b} \quad (5.18)$$

$$S_c = \int (v_n^* - v_n) dt \quad (5.19)$$

donde R_d es la resistencia virtual a forzar y v_n^* es la tensión de neutro de referencia, en este caso un tercer armónico de la señal de control, obtenido según se explica en la publicación.

Con esta propuesta se consiguió controlar el inversor en abc y eliminar la resonancia mediante control, forzando una resistencia virtual. Sin embargo, pueden verse algunas desventajas como:

- Los tres controladores no están desacoplados y por tanto siguen habiendo algunas pérdidas de deslizamiento, en concreto en el controlador S_c .
- La dinámica deseada se obtiene a través de la superficie y por tanto ésta debe ser más compleja.
- Las superficies de deslizamiento contiene elementos derivativos, hecho que hace que el ruido del sistema se amplifique.

5.2.3 Mejoras a la propuesta

Como puede deducirse de la propuesta anterior, sólo dos corrientes son controladas y por tanto sólo se consigue el desacoplo en dos controladores. Evi-

dentamente el controlador S_c contiene la tensión del neutro y por tanto siguen existiendo interferencias de las señales u_a y u_b en u_c . Los resultados asociados a este trabajo se publicaron en [1] y suponía ser resultados previos a un trabajo más extenso. Actualmente hay dos artículos de revista en proceso de revisión donde se presentan dos métodos alternativos. Consisten en, conseguir desacoplo en las tres fases usando tres controladores de corriente, y consiguiendo el amortiguamiento activo a través del propio modelo. Ello tiene las siguientes ventajas:

- Los tres controladores estarán desacoplados y por tanto las pérdidas de deslizamiento se reducirán.
- La dinámica deseada puede proporcionarse a través del modelo, por tanto tanto la tensión de referencia del neutro como la resistencia virtual pueden introducirse en él.
- Las superficies de deslizamiento serán más simples evitándose los elementos derivativos.
- Las tensiones en el punto de conexión común pueden ser estimadas lo cual es una ventaja en el caso de tener redes altamente distorsionadas.

Para ello se propondrán a continuación dos modelos del inversor.

5.2.4 Modelo que contiene la resistencia virtual

El primero es un modelo que incluye el parámetro R_d y las tensiones del punto de conexión común y su cuadratura, \hat{v} y \hat{v}_q respectivamente. Las ecuaciones diferenciales que describen el modelo del sistema trifásico son:

$$L_{1o} \frac{d\hat{\mathbf{i}}_1}{dt} = \frac{V_{dc}}{2} \mathbf{u} - R_d(\hat{\mathbf{i}}_1 - \hat{\mathbf{i}}_2) - \hat{\mathbf{v}}_c - v_n^* \mathbf{I}_1 \quad (5.20)$$

$$C_o \frac{d\hat{\mathbf{v}}_c}{dt} = \hat{\mathbf{i}}_1 - \hat{\mathbf{i}}_2 \quad (5.21)$$

$$L_{2o} \frac{d\hat{\mathbf{i}}_2}{dt} = R_d(\hat{\mathbf{i}}_1 - \hat{\mathbf{i}}_2) + \hat{\mathbf{v}}_c - \hat{\mathbf{v}} \quad (5.22)$$

$$\frac{d\hat{\mathbf{v}}}{dt} = \omega_o \hat{\mathbf{v}}_q \quad (5.23)$$

$$\frac{d\hat{\mathbf{v}}_q}{dt} = -\omega_o \hat{\mathbf{v}} \quad (5.24)$$

donde ω_o es la frecuencia angular de red y v_n^* es la tensión de red deseada en el neutro. Notar que esta variable no depende las señales de control u_a , u_b y

u_c y por tanto no producirá acoplo entre controladores. Después de discretizar el modelo para ser utilizado en un filtro de Kalman, las nuevas ecuaciones discretas en espacio de estados para cada fase pueden escribirse como sigue:

$$\hat{\mathbf{x}}_i(k+1) = \hat{\mathbf{A}}\hat{\mathbf{x}}_i(k) + \hat{\mathbf{B}}u_i(k) + \hat{\mathbf{D}}v_n^*(k) + \boldsymbol{\eta}_i(k) \quad (5.25)$$

$$y_i(k) = \mathbf{H}x_i(k) + \mathbf{w}_i(k) \quad (5.26)$$

donde $\boldsymbol{\eta}_i(k)$ and $\mathbf{w}_i(k)$ son los vectores de ruido en el proceso y en la medida respectivamente, mediante los cuales se definen las siguientes matrices de covarianza de ruido:

$$\mathbf{R}_i(k) = E\{\mathbf{w}_i(k)\mathbf{w}_i^T(k)\} \quad (5.27)$$

$$\mathbf{Q}_i(k) = E\{\boldsymbol{\eta}_i(k)\boldsymbol{\eta}_i^T(k)\} \quad (5.28)$$

y $\hat{\mathbf{A}}$ es la matriz de transición de estados del modelo del convertidor propuesto, en la cual se ha introducido un término de amortiguamiento:

$$\hat{\mathbf{A}} \cong \begin{pmatrix} 1 - T_s R_d / L_{1o} & -T_s / L_{1o} & T_s R_d / L_{1o} & 0 & 0 \\ T_s / C & 1 & -T_s / C_o & 0 & 0 \\ T_s R_d / L_{2o} & T_s / L_{2o} & 1 - T_s R_d / L_{2o} & -T_s / L_{2o} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & T_s \omega_o \\ 0 & 0 & 0 & -T_s \omega_o & 0 \end{pmatrix}. \quad (5.29)$$

El resto de matrices son

$$\hat{\mathbf{B}} \cong (V_{dc} T_s / 2 L_{1o} \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0)^T \quad (5.30)$$

$$\hat{\mathbf{D}} \cong (-T_s / L_{1o} \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0)^T \quad (5.31)$$

Ya que la variable medida para realizar el control es la corriente del lado del inversor, el vector \mathbf{H} vendrá dado por:

$$\mathbf{H} = (1 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0) \quad (5.32)$$

siendo el vector de estados estimado

$$\hat{\mathbf{x}}_i(k) = (\hat{i}_{1i} \quad \hat{v}_{ci} \quad \hat{i}_{2i} \quad \hat{v}_i \quad \hat{v}_{iq}) \quad (5.33)$$

5.2.5 Modelo reducido

El segundo modelo que se ha probado es un modelo reducido del inversor, es decir, un modelo que no contempla la existencia de un filtro LCL. La principal idea de este modelo es estimar unas corrientes de la misma forma que se tendrían en un inversor con sólo una L , pero manteniendo la estima de las tensiones del punto de conexión común. Con esta solución, la resonancia del filtro LCL también es eliminada. El modelo puede definirse como sigue:

$$(L_{1o} + L_{2o}) \frac{d\mathbf{i}_1}{dt} = \frac{V_{dco}}{2} \mathbf{u} - \mathbf{v} - v_n^* \mathbf{I}_1 \quad (5.34)$$

$$\frac{d\mathbf{v}}{dt} = \omega_o \mathbf{v}_q \quad (5.35)$$

$$\frac{d\mathbf{v}_q}{dt} = -\omega_o \mathbf{v} \quad (5.36)$$

donde las matrices asociadas a sus ecuaciones de estado vienen dadas por:

$$\hat{\mathbf{A}} = \begin{pmatrix} 1 & -T_s/(L_{1o} + L_{2o}) & 0 \\ 0 & 1 & T_s \omega_o \\ 0 & -T_s \omega_o & 1 \end{pmatrix} \quad (5.37)$$

$$\hat{\mathbf{B}} = (V_{dc} T_s / 2 (L_{1o} + L_{2o}) \ 0 \ 0)^T \quad (5.38)$$

$$\hat{\mathbf{D}} = (-T_s / (L_{1o} + L_{2o}) \ 0 \ 0)^T \quad (5.39)$$

siendo el vector de estados por cada fase:

$$\hat{\mathbf{x}}_i(k) = (\hat{i}_{1i} \ \hat{v}_i \ \hat{v}_{iq})^T \quad (5.40)$$

5.2.6 Esquema de control

El esquema genérico de control es el mostrado en la Fig.0.1, donde se usan las matrices $\hat{\mathbf{A}}$, $\hat{\mathbf{B}}$ y $\hat{\mathbf{D}}$ respectivamente. Aunque el esquema es válido independientemente del modelo del inversor usado, para hacer la explicación nos centraremos en el caso de usar el modelo reducido. Las superficies de deslizamiento utilizadas pueden expresarse de forma vectorial como $S_i = \mathbf{C} \hat{\mathbf{x}}_i$,

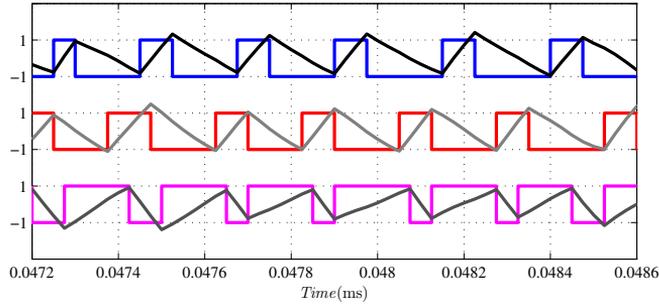


Figure 5.3: Superficies de deslizamiento S_a , S_b , S_c y señales de control u_a , u_b y u_c con controladores desacoplados.

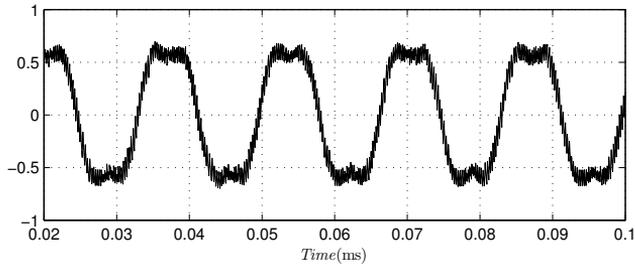


Figure 5.4: Señal de control de la fase a , u_a , cuando se fuerza un tercer armónico en el neutro.

o de forma equivalente:

$$S_a = \hat{i}_a^* - \hat{i}_{1a} \quad (5.41)$$

$$S_b = \hat{i}_c^* - \hat{i}_{1b} \quad (5.42)$$

$$S_c = \hat{i}_c^* - \hat{i}_{1c} \quad (5.43)$$

donde en el caso de sólo entregar potencia activa tendríamos $\hat{i}_i^* = \frac{P^*}{|\hat{v}|^2} \hat{v}_i$, lo que implica que $\mathbf{C} = [-1 \quad \frac{P^*}{|\hat{v}|^2} \quad 0]$, con $|\hat{v}|^2 = \hat{v}_a^2 + \hat{v}_b^2 + \hat{v}_c^2$

La dinámica de las superficies puede verse en la Fig.5.3, donde puede observarse como los tres controladores están perfectamente desacoplados. Esto es debido a que la tensión que se fija en el neutro es un tercer armónico de la señal de control, e independiente de las señales de control u_a , u_b y u_c . El efecto de este tercer armónico puede verse en la Fig.5.4, donde se muestra el valor medio de la señal de control de la fase a , y donde puede verse el efecto del tercer armónico introducido en el neutro.

Hasta ahora se han obtenido resultados muy similares usando estos dos modelos. La gran diferencia es la reducción del tiempo computacional cuando se usa el

modelo reducido. Este tiempo está entre 2 y tres veces menos que el tiempo empleado si se usa el primer modelo con la resistencia virtual.

5.2.7 Análisis de estabilidad

Para concluir con el diseño del controlador, hay que realizar un análisis de estabilidad para validar la propuesta de control. Este análisis tendrá en cuenta el efecto de la discretización y la introducción del filtro de Kalman en el lazo de control. Se asegurará estabilidad si los polos del sistema en lazo cerrado se encuentran dentro del círculo de radio unidad en el plano z .

Partimos de la base que el sistema trifásico tiene nueve polos, cada uno asociado a una variable de estado. Gracias al desacoplo introducido por el filtro de Kalman, se puede considerar que controladores son independientes lo que nos lleva a poder tratar el sistema como tres sistemas monofásicos independientes desde el punto de vista de control. Por tanto, para estudiar la estabilidad sólo es necesario estudiarla en una de las fases. Con esta asunción el sistema se reduce a un sistema de tan solo tres polos. Sin embargo, el filtro de Kalman añade tres polos más debido a los estados estimados lo que nos lleva a un sistema global con un total de seis polos.

Mientras el sistema esté en modo deslizante, uno de los polos está fijo en el origen ($z = 0$), ya que el control en modo deslizamiento reduce en uno el orden del sistema. La posición del resto de polos dependerán de los parámetros del modelo y de las ganancias de Kalman. En las próximas secciones se deducirán las ecuaciones en lazo cerrado del sistema.

5.2.8 Deducción del control equivalente discreto

El primer paso es encontrar en control equivalente para cualquiera de las fases i , \hat{u}_{ieq} . Asumiendo que es sistema está en regimen de deslizamiento, la señal de control u_i puede ser sustituida por \hat{u}_{ieq} . Por tanto, las ecuaciones de estado del modelo puede escribirse como:

$$\hat{\mathbf{x}}_i(k+1) = \hat{\mathbf{A}}\hat{\mathbf{x}}_i(k) + \hat{\mathbf{B}}\hat{u}_{ieq}(k) + \mathbf{L}_i(k)(\mathbf{H}\mathbf{x}_i(k) - \mathbf{H}\hat{\mathbf{x}}_i(k)). \quad (5.44)$$

siendo \mathbf{L}_i la ganancia de Kalman, $\hat{\mathbf{x}}_i$ el vector de estados real y $\mathbf{H} = [1 \ 0 \ 0]$. Para obtener la expresión del control equivalente, sustituimos la expresión

anterior en cualquiera de las superficies de deslizamiento (5.69)-(5.71) en el instante $k + 1$:

$$S_i(k + 1) = \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}_i(k + 1) = \mathbf{C}(\hat{\mathbf{A}}\hat{\mathbf{x}}_i(k) + \hat{\mathbf{B}}\hat{u}_{ieq}(k) + \mathbf{L}_i(k)(\mathbf{H}\mathbf{x}_i(k) - \mathbf{H}\hat{\mathbf{x}}_i(k))) \quad (5.45)$$

entonces, despejando el control equivalente, \hat{u}_{ieq} , queda:

$$\hat{u}_{ieq}(k) = (\mathbf{C}\hat{\mathbf{B}})^{-1}(S_i(k + 1) - \mathbf{C}\hat{\mathbf{A}}\hat{\mathbf{x}}_i(k) - \mathbf{C}\mathbf{L}_i(k)e_i(k)) \quad (5.46)$$

donde $e_i(k)$ es el error entre la corriente del lado del inversor medida y estimada, definido como:

$$e_i(k) = \mathbf{H}\mathbf{x}_i(k) - \mathbf{H}\hat{\mathbf{x}}_i(k). \quad (5.47)$$

En modo deslizante se cumple que $S_i(k + 1) = S_i(k) = 0$. Entonces, el control equivalente puede ser reescrito como sigue:

$$\hat{u}_{ieq}(k) = \mathbf{K}_1\hat{\mathbf{x}}_i(k) + \mathbf{K}_2e_i(k) \quad (5.48)$$

donde

$$\mathbf{K}_1 = -(\mathbf{C}\hat{\mathbf{B}})^{-1}\mathbf{C}\hat{\mathbf{A}} \quad (5.49)$$

$$\mathbf{K}_2 = -(\mathbf{C}\hat{\mathbf{B}})^{-1}\mathbf{C}\mathbf{L}_i(k). \quad (5.50)$$

5.2.9 Ecuaciones del sistema en lazo cerrado

Las ecuaciones del sistema en lazo cerrado pueden definirse por el vector $[\mathbf{x}_i(k) \ \hat{\mathbf{x}}_i(k)]$. Para encontrar estas ecuaciones, tanto las tensiones de red como la tensión del neutro se considerarán perturbaciones, lo que nos lleva a poder eliminarlas del sistema. De acuerdo con el circuito de la Fig.5.1 y teniendo en cuenta lo anterior, las ecuaciones en espacio de estados para la fase i , cuando las variables estimadas se usan en el control pueden escribirse como:

$$\mathbf{x}_i(k + 1) = \mathbf{A}\mathbf{x}_i(k) + \mathbf{B}\hat{u}_{ieq}(k). \quad (5.51)$$

donde

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} 1 & -T_s/L_1 & 0 \\ T_s/C & 1 & -T_s/C \\ 0 & T_s/(L_2 + L_g) & 1 \end{pmatrix} \quad (5.52)$$

$$\mathbf{B} = (V_{dc}T_s/2L_1 \ 0 \ 0)^T \quad (5.53)$$

Remplazando (5.48) en (5.51) y en (5.44), y teniendo en cuenta (5.47), las siguientes ecuaciones de estado para el sistema real y para las variables estimadas puede ser obtenidas:

$$\mathbf{x}_i(k+1) = (\mathbf{A} + \mathbf{BK}_2\mathbf{H})\mathbf{x}_i(k) + \mathbf{B}(\mathbf{K}_1 - \mathbf{K}_2\mathbf{H})\hat{\mathbf{x}}_i(k) \quad (5.54)$$

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{x}}_i(k+1) &= (\mathbf{L}_i + \hat{\mathbf{B}}\mathbf{K}_2)\mathbf{H}\mathbf{x}_i(k) + (\hat{\mathbf{A}} + \hat{\mathbf{B}}(\mathbf{K}_1 - \mathbf{K}_2\mathbf{H}) \\ &\quad - \mathbf{L}\mathbf{H})\hat{\mathbf{x}}_i(k). \end{aligned} \quad (5.55)$$

Las ecuaciones (5.54) y (5.55) definen el sistema en lazo cerrado, las cuales pueden escribirse de forma matricial como:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{x}_i(k+1) \\ \hat{\mathbf{x}}_i(k+1) \end{bmatrix} = \mathbf{G} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_i(k) \\ \hat{\mathbf{x}}_i(k) \end{bmatrix} \quad (5.56)$$

donde la matriz \mathbf{G} contiene los autovalores de lazo cerrado, y se define como:

$$\mathbf{G} = \begin{pmatrix} \mathbf{A} + \mathbf{BK}_2\mathbf{H} & \mathbf{B}(\mathbf{K}_1 - \mathbf{K}_2\mathbf{H}) \\ (\hat{\mathbf{B}}\mathbf{K}_2 + \mathbf{L}_i)\mathbf{H} & \hat{\mathbf{A}} + \hat{\mathbf{B}}(\mathbf{K}_1 - \mathbf{K}_2\mathbf{H}) - \mathbf{L}_i\mathbf{H} \end{pmatrix}. \quad (5.57)$$

Notar que las tolerancias en los parámetros se consideran en las matrices \mathbf{A} y \mathbf{B} , mientras que las matrices del modelo propuesto, $\hat{\mathbf{A}}$ and $\hat{\mathbf{B}}$, contienen los valores nominales.

La estabilidad del sistema en lazo cerrado vendrá dada por los autovalores de (5.57), que es la solución de la siguiente ecuación con respecto a λ :

$$\begin{aligned} &(\mathbf{A} + \mathbf{BK}_2\mathbf{H} - \lambda\mathbf{I})(\hat{\mathbf{A}} + \hat{\mathbf{B}}(\mathbf{K}_1 - \mathbf{K}_2\mathbf{H}) - \mathbf{L}_i\mathbf{H} - \lambda\mathbf{I}) \\ &\quad - \mathbf{B}(\mathbf{K}_1 - \mathbf{K}_2\mathbf{H})((\hat{\mathbf{B}}\mathbf{K}_2 + \mathbf{L}_i)\mathbf{H}) = 0. \end{aligned} \quad (5.58)$$

Las Fig.5.5 y Fig.5.6 comparan la posición de los polos de lazo cerrado en dos escenarios diferentes cuando se consideran los parámetros del sistema representados en la Tabla 5.1. En el primer caso, el inversor se controla usando un control en modo deslizamiento convencional (sin observador de estados) y sin ninguna estrategia de amortiguación ni pasiva ni activa. La posición de los polos en este caso se representa en la Fig.5.5. La figura muestra un polo en el origen forzado por el modo deslizante y dos polos más proporcionados por el filtro LCL que se encuentran encima de la circunferencia (sistema marginalmente estable). Notar que el orden del sistema se reduce en uno debido a que la corriente del lado del inversor se comporta como una fuente de corriente ideal impuesta por el propio control. Sin embargo, cuando se usa el método propuesto los polos debidos al filtro LCL son atraídos hacia el interior del círculo de radio unidad

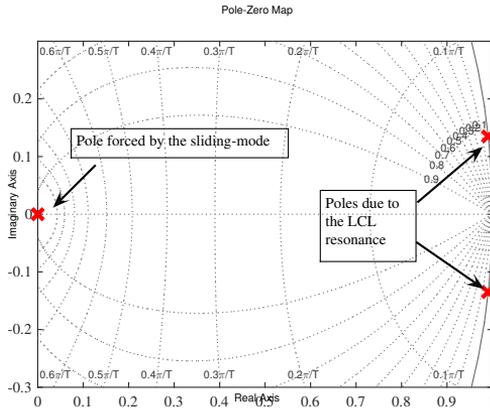


Figure 5.5: Diagrama de polos para valores nominales del filtro LCL cuando se usa el control en modo deslizamiento convencional sin observadores de estado.

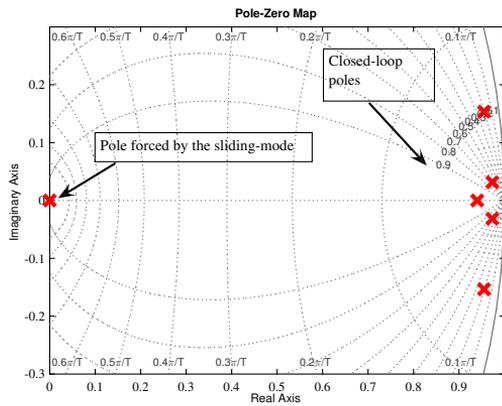


Figure 5.6: Diagrama de polos para valores nominales del filtro LCL cuando se usa el control en modo deslizamiento propuesto con un filtro de Kalman

Table 5.1: PARAMETROS DEL SISTEMA

Description	Symbol	Value
Voltage de red	V_{grid}	110 V
Tensión nominal del lazo dc	V_{dco}	450 V
Inductancia de entrada del filtro	L_{1o}	5 mH
Condensador del filtro	C_o	6.8 uF
Inductancia de salida del filtro	L_{2o}	2 mH
Inductancia de red	L_{go}	0.5 mH
Frecuencia de muestreo	f_s	40 kHz
Frecuencia de red	f_o	60 Hz
Frecuencia de conmutación	f_{sw}	4 kHz
Potencia activa	P^*	1.5 kW
Potencia reactiva	Q^*	0 kVAr
Potencia de ruido por fase	$R_i(k)$	$0.26V^2$

en el plano z , tal y como se muestra en la Fig.5.6. Notar que se añaden tres polos más debidos al observador de estados.

5.3 Rectificador trifásico con factor de potencia unitario

Para este convertidor se han realizado dos publicaciones de gran importancia. La primera es un Capítulo de libro del la editorial IET [2]. En concreto se trata del Capítulo 13 en el cual se propone una estrategia de control para un rectificador trifásico con factor de potencia unitario con importantes ventajas. Este Capítulo de libro contiene los detalles teóricos y resultados de simulación y experimentales que muestra el correcto funcionamiento del método de control. Además, en este convertidor se introdujo un algoritmo de conmutación para fijar la frecuencia del control en modo deslizamiento. Esta publicación se complementó con un artículo de revista del IEEE Tansactions on Power Electronics [3] que trata el mismo tema pero con algunas mejoras.

5.3.1 Objetivos

En este caso se pretendía resolver los siguientes aspectos:

- Controlar el rectificador mediante control en modo deslizamiento en el marco abc y por tanto conseguir un desacoplo entre controladores. De esta forma podrá obtenerse una frecuencia de conmutación aproximadamente fija.
- Dado que el convertidor es no lineal, debería usarse un filtro de Kalman extendido, lo cual asume un aumento de carga computacional. Por tanto se fija como objetivo encontrar un modelo bilineal del convertidor para poder ser usado en un filtro de Kalman y así reducir la carga computacional del algoritmo de control.
- Conseguir una dinámica de la tensión de salida que sea insensible a variaciones de la carga incluso en presencia de huecos de tensión.
- Diseñar un algoritmo de conmutación que consiga concentrar al máximo el espectro de conmutación.

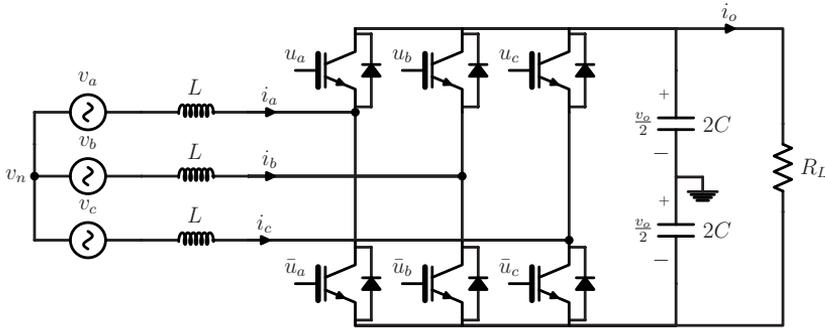


Figure 5.7: Diagrama circuital de un rectificador trifásico con factor de potencia unitario

5.3.2 Obtención del modelo y solución propuesta

Dado el esquema circuital del rectificador trifásico de la Fig.5.7, las ecuaciones diferenciales que rigen el comportamiento de este sistema son:

$$L \frac{d\mathbf{i}}{dt} = \mathbf{v} - \frac{v_o}{2} \mathbf{u} + v_n \mathbf{1} \quad (5.59)$$

$$C \frac{dv_o}{dt} = i_a \frac{u_a}{2} + i_b \frac{u_b}{2} + i_c \frac{u_c}{2} - i_o \quad (5.60)$$

$$v_n = \frac{v_o}{6} (u_a + u_b + u_c) \quad (5.61)$$

donde v_n es la tensión del punto neutro, $\mathbf{i} = [i_a \ i_b \ i_c]^T$ es el vector de corrientes del inductor de entrada, $\mathbf{v} = [v_a \ v_b \ v_c]^T$ es el vector de corrientes de red, $\mathbf{u} = [u_a \ u_b \ u_c]^T$ es el vector de señales de control, con $u_{a,b,c} \in \{\pm 1\}$, v_o es la tensión de salida y $\mathbf{1}^T$ es un vector columna definido como $[1 \ 1 \ 1]^T$.

Para la deducción del modelo que será usado en el filtro de Kalman, se van a tomar una serie de consideraciones:

1) se elimina la tensión del neutro del modelo, con esta consideración el acoplo entre controladores al usar control en modo deslizamiento podrá ser eliminado.

2) normalmente, el condensador de salida es grande y por tanto la tensión tiene una dinámica lenta. Por tanto, la variable de estado, v_o , puede asumirse constante entre diferentes instantes de muestreo dentro del mismo periodo de conmutación. Con esta consideración, el nuevo modelo en espacio de estados para cada fase i puede considerarse lineal dentro del mismo periodo de conmutación.

Por tanto el modelo propuesto puede definirse como sigue:

$$\hat{x}_i(k+1) = \hat{\mathbf{A}}\hat{x}_i(k) + \hat{\mathbf{B}}u_i(k) + \eta_i(k) \quad (5.62)$$

$$y_i = \mathbf{C}\mathbf{x}_i(k) + \mathbf{w}_i(k) \quad (5.63)$$

donde

$$\hat{\mathbf{x}}_i = [\hat{i}_i \ \hat{v}_i \ \hat{v}_{iq}]^T \quad (5.64)$$

$$(5.65)$$

$$\hat{\mathbf{A}} = \begin{pmatrix} 1 & \frac{T_s}{L} & 0 \\ 0 & 1 & T_s\omega_o \\ 0 & -T_s\omega_o & 1 \end{pmatrix} \quad (5.66)$$

$$\hat{\mathbf{B}} = \begin{bmatrix} -\frac{T_s v_o}{2L} & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \quad (5.67)$$

siendo T_s el periodo de muestreo.

El algoritmo de control usa la corriente i_i como medida. Por tanto la matriz de salida \mathbf{C} será definida como:

$$\mathbf{C} = [1 \ 0 \ 0] \quad (5.68)$$

5.3.3 Esquema de control

El esquema de control es similar al usado en el caso del inversor Fig.0.1, donde se usarán las matrices $\hat{\mathbf{A}}$ y $\hat{\mathbf{B}}$. Para esta aplicación se fijó la tensión del neutro a 0 por simplicidad ($v_n^*=0$) y por este motivo no es necesario el uso de la matriz $\hat{\mathbf{D}}$. La diferencia con respecto al caso del inversor es que en esta aplicación se tuvo que diseñar también un lazo de control externo. Este lazo es el encargado de fijar la tensión de salida del rectificador tal y como se verá más adelante.

5.3.4 Lazo interno de control

Las superficies de deslizamiento usadas para este lazo de control han sido las definidas a continuación:

$$S_a = k\hat{v}_a - \hat{i}_a \quad (5.69)$$

$$S_b = k\hat{v}_b - \hat{i}_b \quad (5.70)$$

$$S_c = k\hat{v}_c - \hat{i}_c \quad (5.71)$$

donde el valor de k se ha obtenido a partir de un control proporcional-integral (PI). Este lazo externo de control se encargará de fijar la tensión de salida del rectificador a un valor de referencia y por consiguiente nos fijará el valor de la ganancia k . Notar que, las superficies de deslizamiento se construyen a partir de variables estimadas que a su vez dependen del modelo propuesto.

Como ya se mencionó, uno de los objetivos era obtener un modelo que proporcionara un desacoplo entre controladores. En la Fig.5.8 puede verse el resultado obtenido en el caso de controladores desacoplados. Puede observarse que cada señal de control conmuta cuando su respectiva superficie de deslizamiento cambia de pendiente. En la sección 13.4 del Capítulo 2 puede verse más detalladamente este concepto.

5.3.5 Lazo externo de control

Una de las aportaciones más importantes en este artículo, fue precisamente conseguir que este lazo de control forzará una dinámica de la tensión de salida independiente de las variaciones de carga. Tal y como se demostró en la sección

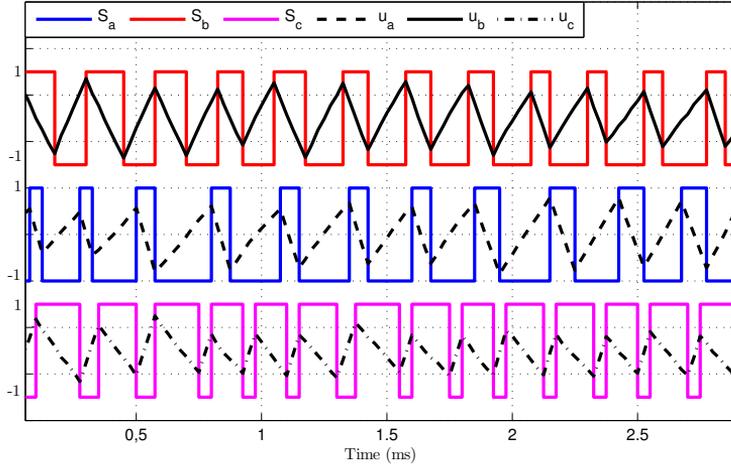


Figure 5.8: Superficies de deslizamiento S_a , S_b , S_c y señales de control u_a , u_b y u_c con controladores desacoplados.

13.6.2 del Capítulo 2, la dinámica de la tensión de salida viene dada por la siguiente ecuación diferencial no lineal:

$$C \frac{dv_o}{dt} = \frac{3V_p^2 k}{2v_o} - i_o. \quad (5.72)$$

donde V_p es el valor de pico de la tensión de red y $i_o = \frac{v_o}{R_L}$ es la corriente de salida del rectificador. Aquí es importante remarcar la dependencia de esta corriente en la dinámica de la tensión. Se toma un controlador PI de la forma:

$$k = \frac{2v_o}{3V_p^2} \left[k_i \int_{-\infty}^t (v_o^* - v_o) d\tau + k_p (v_o^* - v_o) \right] \quad (5.73)$$

donde k_p y k_i son las ganancias proporcional e integral y v_o^* es la referencia de tensión deseada. Notar que el término $\frac{2v_o}{3V_p^2}$ nos permite linearizar la ecuación diferencial (5.72) pero no la hace insensible a las variaciones de carga. Efectivamente, sustituyendo (5.73) en (5.72) se obtiene la dinámica de la tensión de salida, la cual muestra una clara dependencia con las variaciones de carga:

$$C \frac{d^2 v_o}{dt^2} + \left(k_p - \frac{1}{R_L} \right) \frac{dv_o}{dt} + k_i v_o = k_i v_o^*. \quad (5.74)$$

En las Fig.5.9 y Fig.5.10 pueden verse la tensión de salida del rectificador y la evolución de la ganancia k cuando se aplica un salto brusco de carga cuyo consumo va de 460 W a 920 W. Como puede verse, hay una caída importante

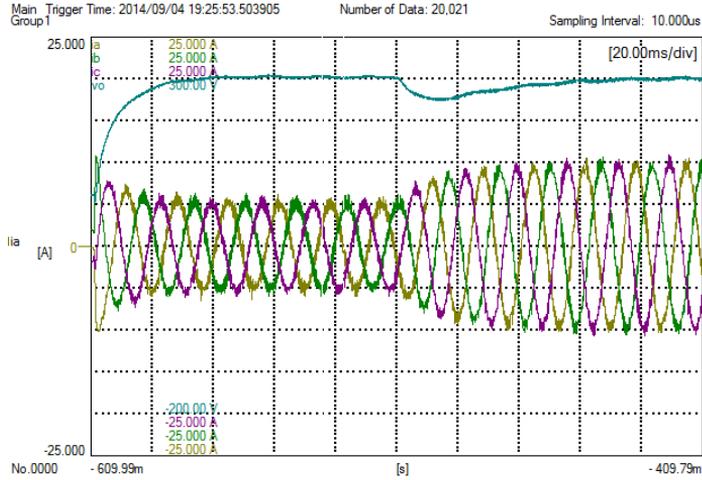


Figure 5.9: Resultados experimentales que muestran las tensión de salida (50V/div) y las corrientes de los inductores (5A/div) sin término de compensación cuando se provoca un salto de 460 W to 920 W.

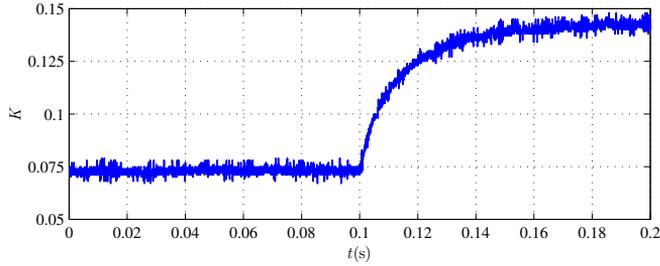


Figure 5.10: Evolución de la ganancia k .

en el valor de la tensión de salida debido a un transitorio lento del valor de k .

Por ello se propuso el siguiente controlador PI con un elemento de compensación que hace la dinámica de la tensión de salida insensible a variaciones de la carga. La expresión de dicho controlador es la siguiente:

$$k = \frac{2v_o}{3V_p^2} \left[k_i \int_{-\infty}^t (v_o^* - v_o) d\tau + k_p (v_o^* - v_o) + i_o \right] \quad (5.75)$$

la cual proporciona una dinámica lineal e independiente del valor de la carga, tal y como se muestra a continuación:

$$C \frac{d^2 v_o}{dt^2} + k_p \frac{dv_o}{dt} + k_i v_o = k_i v_o^*. \quad (5.76)$$

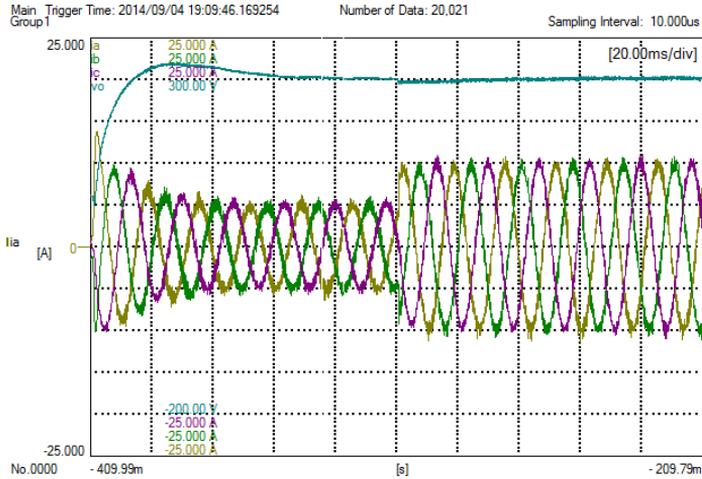


Figure 5.11: Resultados experimentales que muestran las tensión de salida (50V/div) y las corrientes de los inductores (5A/div) con término de compensación cuando se provoca un salto de 460 W to 920 W.

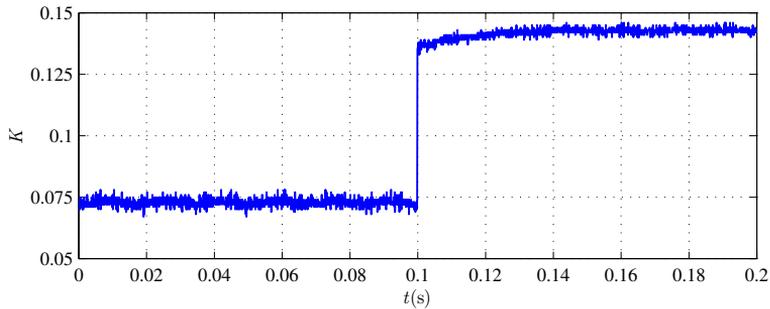


Figure 5.12: Evolución de la ganancia k .

En la Fig.5.11 y Fig.5.12 pueden verse de nuevo la tensión de salida del rectificador y la evolución de la ganancia k cuando se aplica el mismo salto de carga, pero en este caso usándose el controlador modificado. Como puede verse, la caída en el valor de la tensión ha desaparecido y el transitorio del valor de k es en este caso más rápido.

Sin embargo, en presencia de huecos de tensión, este controlador no es efectivo. Se probó un desbalanceo asimétrico dado por

$$\hat{v}_a = aV_p \cos(\omega_o t) + bV_p \cos(\omega_o t + \phi) \quad (5.77)$$

$$\hat{v}_b = aV_p \cos(\omega_o t - \frac{2\pi}{3}) + bV_p \cos(\omega_o t + \frac{2\pi}{3} + \phi) \quad (5.78)$$

$$\hat{v}_c = aV_p \cos(\omega_o t - \frac{4\pi}{3}) + bV_p \cos(\omega_o t + \frac{4\pi}{3} + \phi) \quad (5.79)$$

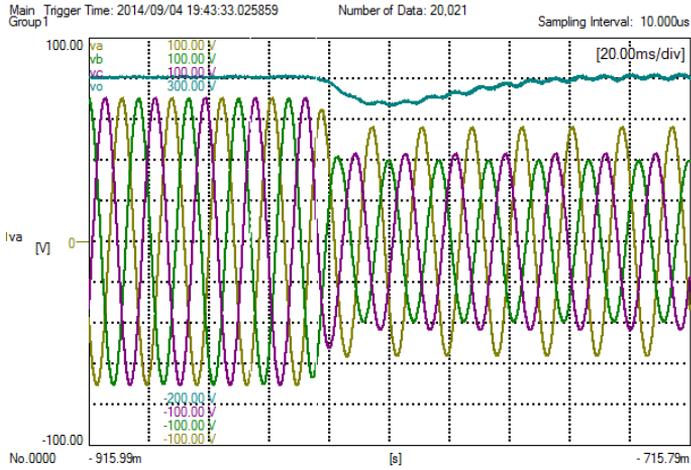


Figure 5.13: Tensión de salida (50V/div) y las tensiones de red (20V/div) con desbalanceo asimétrico ($a=0.65$, $b=0.15$) cuando se usa el controlador 5.73 durante un salto de 460 W to 920 W.

donde ϕ es el desfase de la secuencia negativa respecto la secuencia positiva y los parámetros a y b especifican el grado de desbalanceo. En nuestro caso se tomó $a=0.65$, $b=0.15$. Los resultados obtenidos se muestran en las Fig.5.13 y Fig.5.14. Como puede observarse en las Figuras, el controlador no es efectivo durante un hueco de tensión. Por esta razón, en la tercera publicación (Capítulo 3), se propuso una mejora a dicho controlador introduciendo los parámetros

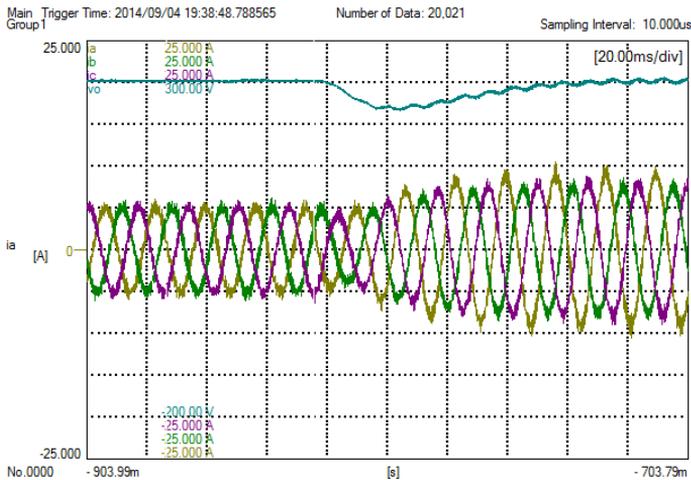


Figure 5.14: Tensión de salida (50V/div) y corrientes de los inductores (5A/div) con desbalanceo asimétrico ($a=0.65$, $b=0.15$) cuando se usa el controlador 5.73 durante un salto de 460 W to 920 W.

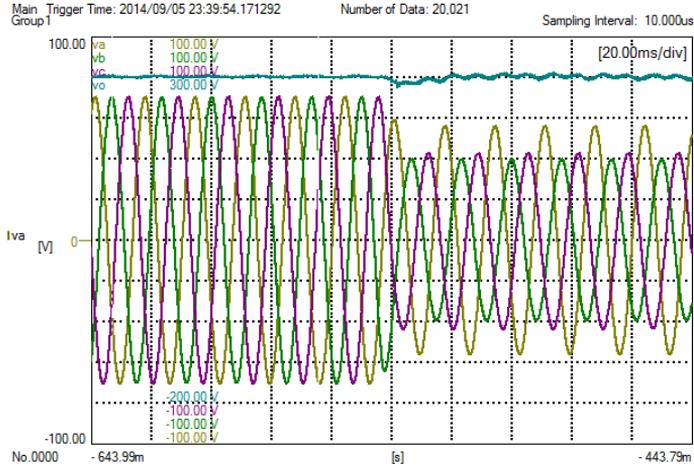


Figure 5.15: Resultados experimentales que muestran las tensión de salida (50V/div) y las corrientes de los inductores (5A/div) sin término de compensación cuando se provoca un salto de 460 W to 920 W.

a y b relacionados con el grado de desbalanceo. Estos parámetros pueden ser fácilmente obtenidos por un extractor de secuencias tal y como se explica en [28] o en el Apéndice de esta Tesis. La siguiente expresión muestra las modificaciones sobre (5.75):

$$k = \frac{2v_o}{3((aV_p)^2 + (bV_p)^2)} \left[k_i \int_{-\infty}^t (v_o^* - v_o) d\tau + k_p(v_o^* - v_o) + i_o \right] \quad (5.80)$$

Nuevamente los resultados fueron satisfactorios y pueden verse en las Fig.5.15 y Fig.5.16.

5.3.6 Algoritmo de conmutación

El siguiente paso fue diseñar el algoritmo de conmutación para obtener un control en modo deslizamiento a frecuencia fija. Tanto en el Capítulo 2 como en el Capítulo 3 se describe con claridad el algoritmo propuesto. Dicho algoritmo está basado en utilizar bandas de histéresis variables [30]. Las bandas de histéresis utilizadas tienen la siguiente expresión:

$$h_i = \frac{v_o}{8Lf_{sw}} \left[1 - \left(\frac{2\hat{v}_i}{v_o} \right)^2 \right] \quad (5.81)$$

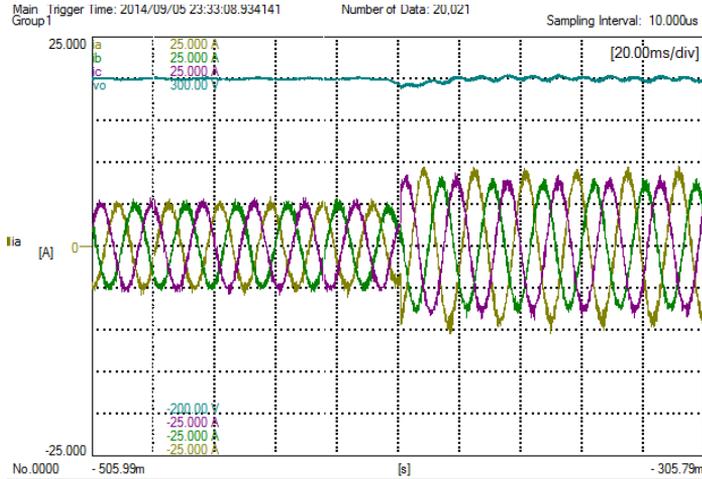


Figure 5.16: Evolución de la ganancia k .

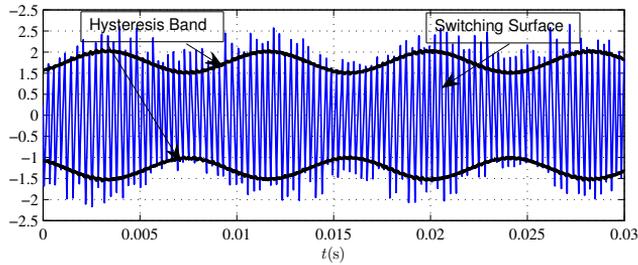


Figure 5.17: Superficie de conmutación y bandas de histéresis para la fase a .

donde \hat{v}_i es la tensión de red estimada, v_o es la tensión de salida del rectificador y f_{sw} es la frecuencia de conmutación deseada.

Teóricamente, mientras la superficie se mueva dentro de las bandas de histéresis la frecuencia de conmutación será constante. Sin embargo, en algunos casos pueden aparecer muestras fuera de las bandas de histéresis si la relación entre frecuencias de muestreo y conmutación no es suficientemente elevada. En la Fig.5.17 puede observarse el efecto mencionado anteriormente, donde varias muestras de la superficie de deslizamiento están fuera de las bandas de histéresis. Este efecto provoca un error en la frecuencia de conmutación deseada reduciendo su valor deseado, 4kHz, tal y como puede verse en la Fig.5.18

Para solucionar dicho problema se diseñó un algoritmo de decisión. Dicho algoritmo está basado en calcular el tiempo necesario hasta alcanzar la banda de histéresis y decidir si conmutar o esperar al siguiente instante. El criterio tomado consiste en forzar la conmutación si el tiempo calculado es menor que la mitad del periodo de muestreo o en caso contrario esperar la siguiente

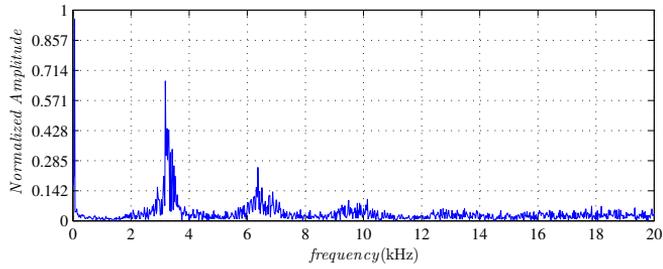


Figure 5.18: Superficie de conmutación y bandas de histéresis para la fase a cuando se usa el algoritmo de decisión.

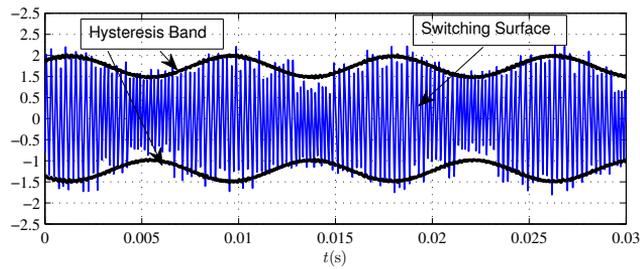


Figure 5.19: Superficie de conmutación y bandas de histéresis para la fase a cuando se usa el algoritmo de decisión.

muestra.

El resultado después de aplicar el mencionado algoritmo puede verse en la Fig.5.19, donde se aprecia una clara reducción del número de muestras que están fuera de los límites de las bandas de histéresis, y por tanto un aumento de la frecuencia de conmutación hasta los 4kHz, tal y como puede verse en laFig.5.20. Tanto en el Capítulo 2 como en el 3 puede verse con detalle el funcionamiento del algoritmo.

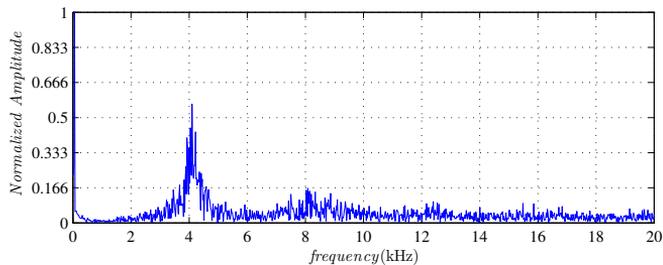


Figure 5.20: Superficie de conmutación y bandas de histéresis para la fase a cuando se usa el algoritmo de decisión.

5.4 Filtro activo trifásico

Para finalizar este compendio de publicaciones, se realizó el control de un filtro activo trifásico. Este último trabajo fue quizás el reto más complicado debido a la ya conocida complejidad de este tipo de convertidor. La idea principal fue aplicar los conocimientos ya adquiridos en el rectificador y tratar de aplicarlos al filtro activo. La gran aportación fue que se usó el mismo modelo que el usado en el rectificador, y ello dotó de muy buenas características al convertidor, como por ejemplo una importante reducción del THD de las corrientes debido al uso del un filtro de Kalman, inmunidad frente a armónicos de red sin necesidad de usar filtros adicionales y también robustez frente a huecos de tensión. Este trabajo fue publicado en la revista IEEE Transactions on Industrial Electronics [4].

5.4.1 Objetivos

Los objetivos planteados para este convertidor fueron:

- Controlar el filtro activo mediante control en modo deslizamiento en el marco abc y por tanto conseguir un desacoplo entre controladores. De esta forma podrá obtenerse una frecuencia de conmutación aproximadamente fija.
- Dado que el convertidor es no lineal, debería usarse un filtro de Kalman extendido, lo cual asume un aumento de carga computacional. Por tanto se fija como objetivo encontrar un modelo bilineal del convertidor para poder ser usado en un filtro de Kalman y así reducir la carga computacional del algoritmo de control.
- Reducir el THD de las corrientes entregadas a la red.
- Conseguir inmunidad frente armónicos en la red y huecos de tensión.
- Concentrar el espectro de conmutación lo máximo posible.

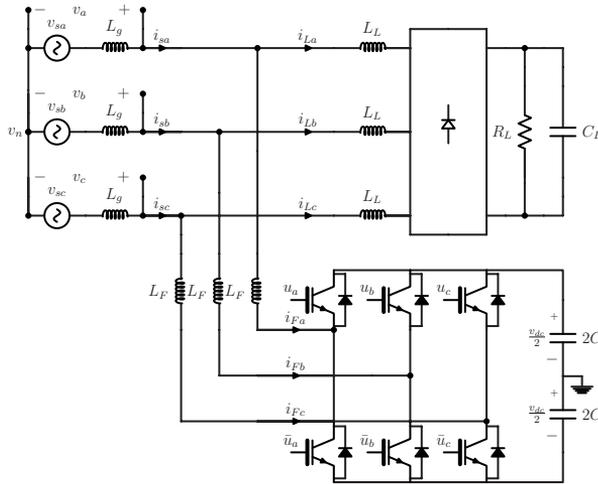


Figure 5.21: Diagrama circuital de un filtro activo trifásico

5.4.2 Solución propuesta

Ya que el modelo que se utilizó y el algoritmo de control son similares a los usados en el rectificador trifásico (Capítulos 2 y 3), no vamos a entrar mucho más en detalle. Sin embargo, es interesante comentar una de las grandes ventajas del modelo en esta aplicación.

Partimos del esquema circuital de un filtro activo mostrado en la Fig.5.21 que puede ser descrito por las siguientes ecuaciones diferenciales:

$$L_F \frac{d\mathbf{i}_F}{dt} = \mathbf{v} - \frac{v_{dc}}{2} \mathbf{u} + v_n \mathbf{1} \quad (5.82)$$

$$C \frac{dv_{dc}}{dt} = i_{Fa} \frac{u_a}{2} + i_{Fb} \frac{u_b}{2} + i_{Fc} \frac{u_c}{2} \quad (5.83)$$

$$v_n = \frac{v_{dc}}{6} (u_a + u_b + u_c) \quad (5.84)$$

donde v_n es la tensión del punto neutro, $\mathbf{i}_F = [i_{Fa} \ i_{Fb} \ i_{Fc}]^T$ es el vector de corrientes del inductor del filtro, $\mathbf{v} = [v_a \ v_b \ v_c]^T$ es el vector de tensiones del punto de conexión común, $\mathbf{u} = [u_a \ u_b \ u_c]^T$ es el vector de señales de control, con $u_{a,b,c} \in \{\pm 1\}$, v_{dc} es la tensión DC en el condensador de salida del filtro activo y $\mathbf{1}$ se define como $[1 \ 1 \ 1]^T$.

De la misma manera que hicimos con el rectificador, partimos del siguiente modelo en espacio de estados, en el cual hemos prescindido de la variable de estado v_{dc} tal y como ya explicamos anteriormente. El modelo en cuestión se

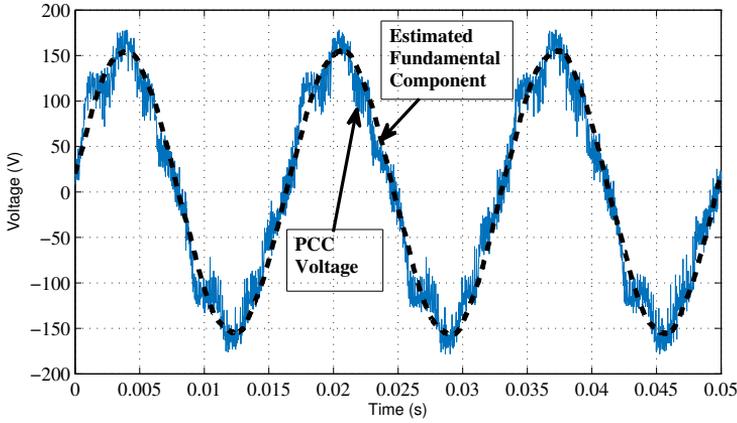


Figure 5.22: Tensiones medidas y estimadas en el punto de conexión común para la fase *a*.

expresa como sigue:

$$\hat{\mathbf{x}}_i(k+1) = \hat{\mathbf{A}}\hat{\mathbf{x}}_i(k) + \hat{\mathbf{B}}(k)u_i(k) + \boldsymbol{\eta}_i(k) \quad (5.85)$$

$$y_i(k) = \mathbf{C}\mathbf{x}_i(k) + \mathbf{w}_i(k) \quad (5.86)$$

donde

$$\hat{\mathbf{A}} = \begin{pmatrix} 1 & \frac{T_s}{L} & 0 \\ 0 & 1 & \omega_o T_s \\ 0 & -\omega_o T_s & 1 \end{pmatrix} \quad (5.87)$$

$$\hat{\mathbf{B}} = \begin{bmatrix} -\frac{T_s v_{dc}}{2L} & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \quad (5.88)$$

siendo el vector de estados:

$$\hat{\mathbf{x}}_i = [\hat{i}_i \quad \hat{v}_i \quad \hat{v}_{iq}]^T \quad (5.89)$$

Como puede observarse, el modelo del convertidor permitirá una estimación de la componente fundamental de tensión en punto de conexión común, incluso en el caso de una red altamente distorsionada. La Fig.5.22 muestra la tensión medida en el punto de conexión común y la misma tensión pero estimada por el filtro de Kalman a partir del modelo propuesto. Puede verse que la tensión medida contiene una alta distorsión que puede ser producida por ejemplo por la inductancia de red, mientras que la misma tensión estimada es una senoide pura. Gracias a esto, puede generarse una referencia de corriente puramente sinusoidal y así poder disponer de unas corrientes generadas por la red con un

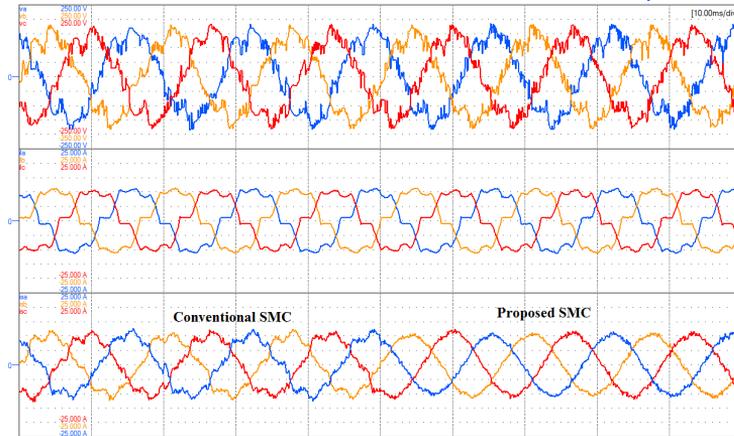


Figure 5.23: Tensiones medidas y estimadas en el punto de conexión común para la fase *a*.

THD muy bajo. En la Fig.5.23 puede verse este efecto. Durante la primera parte del tiempo se usa un control en modo deslizamiento convencional y en la segunda se usa el método de control propuesto en la publicación (Capítulo 4). Después de aplicar el algoritmo de control se pudo conseguir reducir el THD hasta un valor de 2.51% el cual es un valor más que aceptable.

Para finalizar se hicieron pruebas de huecos de tensión, obteniéndose también resultados muy similares a los obtenidos en el rectificador. En este caso la detección de las secuencias se realizaron a partir de las tensiones directas y en cuadratura proporcionadas por el propio modelo con las expresiones que aparecen en el Apéndice de esta Tesis

Cabe destacar que se utilizó el mismo algoritmo de conmutación que el expuesto en los Capítulos 2 y 3 con el objetivo de concentrar el espectro de conmutación lo máximo posible.

6

CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS

Este capítulo concluye esta tesis y presenta líneas futuras.

Contenido

6.1	Coclusiones	98
6.2	Trabajos futuros	99

Para finalizar, vamos a analizar las conclusiones globales que se han obtenido en lo que se refiere a la aplicación del control en modo deslizamiento combinado con un filtro de Kalman. También se analizarán los trabajos futuros que podrían aparecer derivados de esta Tesis.

Como conclusiones más importantes podemos destacar las siguientes:

- Se ha propuesto un control en modo deslizamiento en el marco de referencia abc . El diseño de controladores en este marco no ha sido habitual a lo largo de los últimos años debido al acoplo que existe entre controladores a través del punto neutro. Diferentes autores han investigado en este campo consiguiendo desacoplar mediante la cancelación de la tensión del neutro. Sin embargo, este tipo de cancelaciones no son del todo eficaces debido al ruido y a la dependencia con los parámetros del sistema. En esta Tesis se ha propuesto un desacoplo basado en un filtro de Kalman, independiente de los parámetros del sistema y inmune al ruido.
- El uso de un observador óptimo en presencia de ruido como es el filtro de Kalman ha permitido poder mejorar la dinámica de lazo cerrado de los convertidores. También ha permitido aumentar la frecuencia de conmutación y reducir las pérdidas de deslizamiento asociadas al controlador.
- El uso del filtro de Kalman reduce mucho el ruido en la estimación y por consiguiente un aumento de la relación señal a ruido. Este hecho es muy importante en métodos de conmutación basados en histeresis ya que estos funcionan comparando muestras de la corriente con unos umbrales determinados [31].
- El modelo propuesto puede ser usado en los tres convertidores, rectificador filtro activo y incluso inversor con filtro LCL. En este último, el uso de este modelo puede proporcionar un amortiguamiento activo de forma inherente ya que el modelo no tiene en cuenta la presencia del condensador del filtro LCL y por tanto la resonancia puede eliminarse. Actualmente hay dos artículos de revista en revisión que hablan de esta temática.
- También se ha conseguido concentrar el espectro de conmutación a partir de un algoritmo sencillo. Este algoritmo está basado en un cálculo de tiempos necesarios para alcanzar las bandas de histéresis. El algoritmo está explicado con detalle para el rectificador y filtro activo en los Capítulos 2 3 y 4.

- Se ha conseguido reducir el tiempo computacional del algoritmo del filtro de Kalman en sistemas trifásicos. Este aspecto se explica en los Capítulos 2 y 3.

6.2 Trabajos futuros

Después de realizar esta Tesis doctoral, que desde mi punto de vista ha sido muy completa tanto a nivel de publicaciones como de resultados obtenidos, podrían quedar como futuros trabajos los que se describen a continuación:

- Debido a uso de un filtro de Kalman, se podría intentar optimizar más el tiempo de cómputo del algoritmo.
- Aplicar el algoritmo propuesto a otros convertidores de potencia que no han sido tratados en esta Tesis o incluso a convertidores multinivel.
- Trabajar con dispositivos programables más rápidos (DSP o FPGA) que nos permitan muestrear más rápido y así poder aumentar la frecuencia de conmutación. Intentar acercarse a lo que sería un control con histéresis continuo.
- Aplicar una imposición de dinámica a rectificadores o filtros activos trifásicos con filtro LCL. La idea sería similar a la utilizada en el inversor con filtro LCL.
- Aplicar el modelo propuesto para extracción de secuencias en el caso de huecos de tensión y comparar el método con extractores de secuencias más habituales.

REFERENCIAS

- [1] R. Guzman, L. Garcia de Vicuna, A. Camacho, J. Matas, M. Castilla, and J. Miret, "Active damping control for a three phase grid-connected inverter using sliding mode control," in *Ind. Electron. Society, IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE*, Nov 2013, pp. 382–387.
- [2] R. Guzman, L. Garcia de Vicuna, and R. Peña Alzola, *DSP-based natural frame control schemes for three-phase unity power factor rectifiers*. IET book chapter, 2016.
- [3] R. Guzman, L. Garcia de Vicuna, J. Morales, M. Castilla, and J. Matas, "Sliding-mode control for a three-phase unity power factor rectifier operating at fixed switching frequency," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 1, pp. 758–769, Jan 2016.
- [4] R. Guzman, L. G. de Vicuña, J. Morales, M. Castilla, and J. Miret, "Model-based control for a three-phase shunt active power filter," *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 63, no. 7, pp. 3998–4007, July 2016.
- [5] R. Guzman, L. G. de Vicuna, J. Morales, M. Castilla, J. Miret, and J. Torres-Martinez, "Sliding-mode control for a three-phase shunt active power filter in natural frame," in *Industrial Electronics Society, IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE*, Nov 2015, pp. 001 211–001 216.
- [6] R. Guzman, L. G. de Vicuña, J. Morales, A. Momeneh, J. Miret, and J. Torres-Martínez, "Active damping based on ackermann's formula for a three-phase voltage source inverter with LCL filter," in *Industrial Electronics Society, IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE*, Nov 2015, pp. 001 217–001 222.
- [7] A. Camacho, M. Castilla, J. Miret, J. Matas, R. Guzman, O. de Sousa-Perez, P. Marti, and L. G. de Vicuna, "Control strategies based on effective power factor for distributed generation power plants during unbalanced grid voltage," in *Industrial Electronics Society, IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE*, Nov 2013, pp. 7134–7139.
- [8] A. Camacho, M. Castilla, J. Miret, R. Guzman, and A. Borrell, "Reactive power control for distributed generation power plants to comply with voltage limits during grid faults," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 11, pp. 6224–6234, Nov 2014.
- [9] O. de Sousa-Perez, J. Miret, A. Camacho, P. Marti, and R. Guzman, "Power sharing control in islanded microgrid using event driven communication," in *Industrial Electronics Society, IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE*, Nov 2013, pp. 2151–2156.
- [10] J. Morales, L. G. de Vicuña, R. Guzman, M. Castilla, J. Miret, and J. Torres-Martínez, "Sliding mode control for three-phase unity power factor rectifier with vector operation," in *Industrial Electronics Society, IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE*, Nov 2015, pp. 004 519–004 524.
- [11] J. Morales, L. G. de Vicuña, R. Guzman, M. Castilla, A. Momeneh, and J. Torres-Martínez, "Sliding mode control of three-phase grid-connected voltage-source inverter with vector operation," in *Industrial Electronics Society, IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE*, Nov 2015, pp. 001 182–001 187.
- [12] J. Torres-Martínez, M. Castilla, J. Miret, M. Moradi-Ghahderijani, J. Morales, and R. Guzman, "Dynamic model of a grid-connected three-phase inverter with slope voltage control," in *Industrial Electronics Society, IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE*, Nov 2015, pp. 001 228–001 233.

- [13] J. Matas, M. Castilla, J. Miret, L. G. de Vicuña, and R. Guzman, "An adaptive prefiltering method to improve the speed/accuracy tradeoff of voltage sequence detection methods under adverse grid conditions," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 5, pp. 2139–2151, May 2014.
- [14] D. la Hoz J. Martín H. Miret J. Castilla M. and R. Guzman, "Evaluating the 2014 retroactive regulatory framework applied to the grid connected PV systems in Spain," *Applied Energy.*, vol. 170, no. 15, pp. 329–344, May 2016.
- [15] Z. Sun, Y. Deng, X. Wang, and Y. Wang, "Research on the steady precision of sliding mode control of a class of nonlinear systems," in *Intelligent Control and Automation, 2006. WCICA 2006. The Sixth World Congress on*, vol. 1, 2006, pp. 1039–1043.
- [16] K. B. Mohanty, "Sensorless sliding mode control of induction motor drives," in *TENCON 2008 - 2008 IEEE Region 10 Conference*, Nov 2008, pp. 1–6.
- [17] K. Abidi, J. X. Xu, and Y. Xinghuo, "On the discrete-time integral sliding-mode control," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 52, no. 4, pp. 709–715, April 2007.
- [18] S. Saetieo, R. Devaraj, and D. A. Torrey, "The design and implementation of a three-phase active power filter based on sliding mode control," in *Industry Applications Society Annual Meeting, 1994., Conference Record of the 1994 IEEE*, Oct 1994, pp. 1135–1142 vol.2.
- [19] T.-S. Lee and J.-H. Liu, "Modeling and control of a three-phase four-switch PWM voltage-source rectifier in d-q synchronous frame," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 9, pp. 2476–2489, Sept 2011.
- [20] S. Rahmani, A. Hamadi, and K. Al-Haddad, "A Lyapunov-Function-Based control for a three-phase shunt hybrid active filter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 3, pp. 1418–1429, March 2012.
- [21] J. F. Silva, "Sliding-mode control of boost-type unity-power-factor PWM rectifiers," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 46, no. 3, pp. 594–603, Jun 1999.
- [22] L. Malesani, P. Mattavelli, and P. Tomasin, "Improved constant-frequency hysteresis current control of vsi inverters with simple feedforward bandwidth prediction," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 33, no. 5, pp. 1194–1202, Sep 1997.
- [23] W. Yan, J. Hu, V. Utkin, and L. Xu, "Sliding mode pulsewidth modulation," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 2, pp. 619–626, March 2008.
- [24] J. Matas, L. G. de Vicuña, J. Miret, J. M. Guerrero, and M. Castilla, "Feedback linearization of a single-phase active power filter via sliding mode control," *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 23, no. 1, pp. 116–125, Jan 2008.
- [25] O. Lopez, L. G. D. Vicuña, M. Castilla, J. Matas, and M. Lopez, "Sliding-mode-control design of a high-power-factor buck-boost rectifier," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 46, no. 3, pp. 604–612, Jun 1999.
- [26] M. Castilla, J. Miret, A. Camacho, J. Matas, and L. G. de Vicuña, "Reduction of current harmonic distortion in three-phase grid-connected photovoltaic inverters via resonant current control," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 4, pp. 1464–1472, April 2013.
- [27] J. Matas, L. de Vicuña, J. Miret, J. Guerrero, and M. Castilla, "Feedback linearization of a single-phase active power filter via sliding mode control," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 1, pp. 116–125, Jan 2008.

- [28] P. Rodríguez, A. Luna, I. Candela, R. Mujal, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, “Multiresonant frequency-locked loop for grid synchronization of power converters under distorted grid conditions,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 1, pp. 127–138, Jan 2011.
- [29] J. Hung, W. Gao, and J. Hung, “Variable structure control: a survey,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 40, no. 1, pp. 2–22, 1993.
- [30] D. Holmes, R. Davoodnezhad, and B. McGrath, “An improved three-phase variable-band hysteresis current regulator,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 1, pp. 441–450, Jan 2013.
- [31] S. Buso and T. Caldognetto, “A nonlinear wide-bandwidth digital current controller for DC-DC and DC-AC converters,” *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 62, no. 12, pp. 7687–7695, Dec 2015.

A

APÉNDICE

Definiendo la transformada de Clarke como:

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

y aplicando dicha transformación a las tensiones directa y en cuadratura del punto de conexión común se obtiene:

$$\begin{bmatrix} \hat{v}_\alpha \\ \hat{v}_\beta \end{bmatrix} = [T_{\alpha\beta}] \begin{bmatrix} \hat{v}_a \\ \hat{v}_b \\ \hat{v}_c \end{bmatrix} \quad (\text{A.2})$$

$$\begin{bmatrix} \hat{v}_\alpha^\perp \\ \hat{v}_\beta^\perp \end{bmatrix} = [T_{\alpha\beta}] \begin{bmatrix} \hat{v}_a^\perp \\ \hat{v}_b^\perp \\ \hat{v}_c^\perp \end{bmatrix}. \quad (\text{A.3})$$

El cálculo de las estimaciones de secuencia positiva, \hat{v}_α^+ y \hat{v}_β^+ són:

$$\hat{v}_\alpha^+ = \frac{1}{2}\hat{v}_\alpha - \frac{1}{2}\hat{v}_\beta^\perp \quad (\text{A.4})$$

$$\hat{v}_\beta^+ = \frac{1}{2}\hat{v}_\alpha^\perp + \frac{1}{2}\hat{v}_\beta. \quad (\text{A.5})$$

Aplicando la transformada inversa de Clarke a las expresiones anteriores, pueden obtenerse las secuencias positivas de las tensiones del punto de conexión común en el marco *abc*:

$$\begin{bmatrix} \hat{v}_a^+ \\ \hat{v}_b^+ \\ \hat{v}_c^+ \end{bmatrix} = [T_{\alpha\beta}]^T \begin{bmatrix} \hat{v}_\alpha^+ \\ \hat{v}_\beta^+ \end{bmatrix} \quad (\text{A.6})$$