

Grado en Ingeniería de Tecnologías Industriales

Trabajo de Fin de Grado

Sistema de control por microprocesador de un convertidor CC-CA trifásico formador de red

Autor
Íñigo Díaz de Rábago Pemán

Director
Aurelio García Cerrada

Codirectores
Andrés Tomás Martín
Jorge Suárez Porras

Madrid
Junio de 2024

Declaro, bajo mi responsabilidad, que el Proyecto presentado con el título

Sistema de control por microprocesador de un convertidor CC-CA trifásico formador de red

en la ETS de Ingeniería - ICAI de la Universidad Pontificia Comillas en el curso académico 2023/2024 es de mi autoría, original e inédito y no ha sido presentado con anterioridad a otros efectos. El Proyecto no es plagio de otro, ni total ni parcialmente y la información que ha sido tomada de otros documentos está debidamente referenciada.

Fdo.: Íñigo Díaz de Rábago Pemán Fecha: 22/07/2024

Autorizada la entrega del proyecto

EL DIRECTOR DEL PROYECTO

Fdo.: Aurelio García Cerrada Fecha: 22/07/2024



Grado en Ingeniería de Tecnologías Industriales

Trabajo de Fin de Grado

Sistema de control por microprocesador de un convertidor CC-CA trifásico formador de red

Autor
Íñigo Díaz de Rábago Pemán

Director
Aurelio García Cerrada

Codirectores
Andrés Tomás Martín
Jorge Suárez Porras

Madrid
Junio de 2024

Agradecimientos

Gracias especialmente a mi director Aurelio García Cerrada, por su constante ayuda y orientación
Gracias también a mis padres Sergio y Leticia por su apoyo

Resumen

Sistema de control por microprocesador de un convertidor CC/CA trifásico formador de red

Autor: Íñigo Díaz de Rábago Pemán
Director: Aurelio García Cerrada
Codirectores: Andrés Tomás Martín and Jorge Suárez Porras
Entidad colaboradora: Universidad Pontificia Comillas ICAI

Introducción

La tendencia global de las productoras de energía se enfoca en la transición hacia las energías renovables. Actualmente estas se están conectando a la red a través del uso de micro-redes, sistemas de energía local que pueden operar de forma independiente o en conjunto con la red eléctrica.

Los generadores de energía renovable conectados a estas micro-redes permiten auto-abastecerlas, manteniendo la opción de vender el exceso de energía a la red o comprar la necesaria en caso de baja producción [1]. Además, la conexión entre la red y las micro-redes puede ser eliminada para evitar daños o consumos innecesarios cuando se producen fallas en la principal.

Para que esta conexión funcione correctamente se necesita implementar un sistema de control de tensiones y frecuencia en lo que comúnmente se denomina *grid-forming*. Esto se realiza mediante inversores que incorporan un sistema de control en lazo cerrado de la tensión a la salida de los mismos [2]. Los armónicos superiores al fundamental de esta tensión deben ser filtrados para que la forma de la realimentación sea senoidal, permitiendo así aplicarle un control efectivo.

Este trabajo se plantea como continuación de otro realizado por Jorge Suárez Porras como Trabajo de Fin de Grado [3], en el cual diseñó un sistema de control de intensidades para un inversor trifásico empleando un microcontrolador. En el trabajo actual se adapta dicho sistema, utilizando el mismo inversor y microcontrolador, para poder controlar directamente las tensiones a la salida, lo que también requiere la incorporación de un filtro LC trifásico y un sistema de realimentación para las tensiones. La Figura 1 muestra un esquema general del *hardware* del prototipo diseñado.

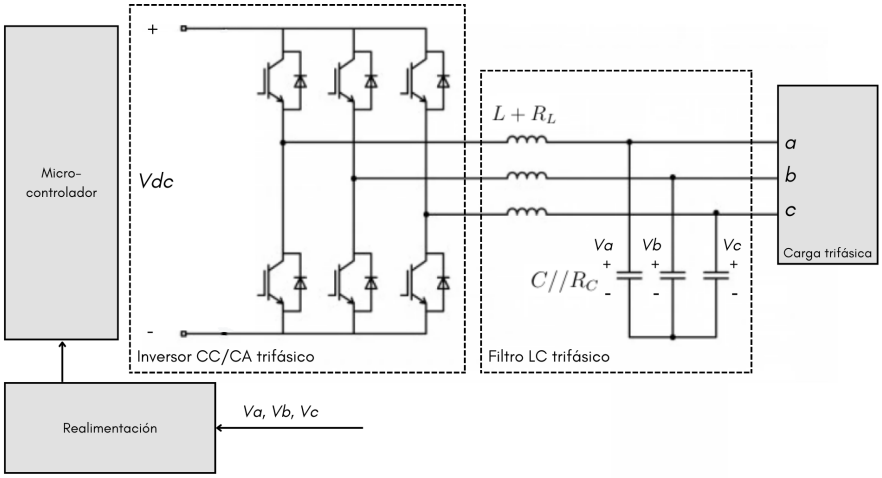


Figura 1: Esquema general del hardware del prototipo

Diseño del sistema de control

Para controlar las variables trifásicas se emplea la transformada de Park, la cual devuelve valores constantes cuando la entrada está equilibrada. Además se trabaja en por unidad para poder incorporar este sistema de control a otros ya existentes.

Como primer paso se modela como planta del sistema el comportamiento del filtro LC en diagrama de bloques de Simulink. Después se diseña un sistema de control de doble lazo, uno interno y otro externo, que permite realizar un seguimiento de referencia más efectivo y además añade grados de libertad a su parametrización. El externo controla el comportamiento de los condensadores y genera la referencia del interno, que controla la caída de tensión en las inductancias.

Tras simular el comportamiento del control y comprobar que funciona de manera rápida y precisa se modelan empleando la herramienta *Simscape* tanto el filtro LC como el inversor y la carga. Se adapta el sistema de control a este nuevo programa y se simula su comportamiento.

Diseño de la realimentación de tensiones

La realimentación de tensiones debe adaptar la salida del filtro, comprendida entre -16,9 V y +16,9V, a la entrada del ADC, el cual acepta entre 0 y 3,3 V. Además se debe garantizar aislamiento galvánico entre el neutro del filtro y la

tierra del microcontrolador por estar estos a distinta tensión.

El circuito diseñado para cada una de las fases, mostrado en la Figura 2, está formado por tres etapas: divisor de tensión para reducir amplitud; amplificador con aislamiento galvánico, y sumador no inversor para añadir un valor medio.

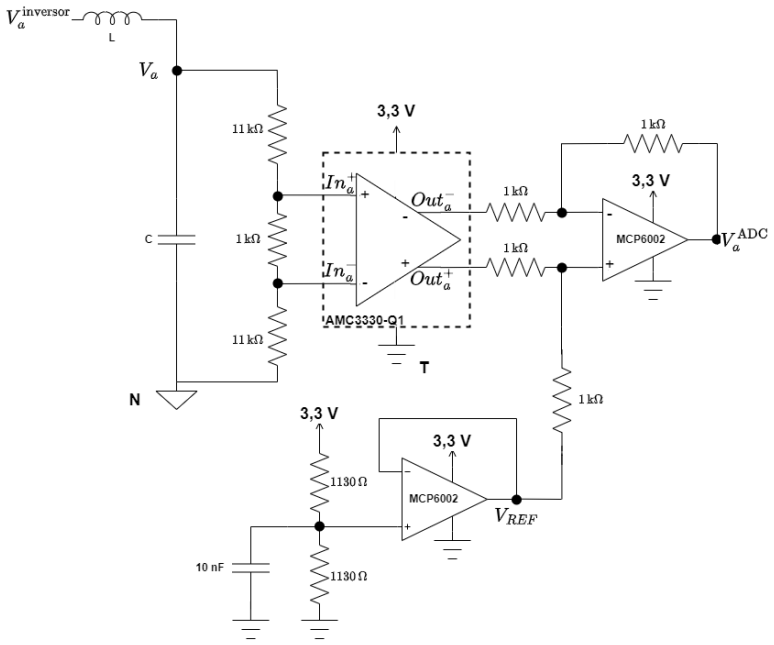


Figura 2: Fase a del circuito de realimentación completo. Las otras dos fases son idénticas, aunque solo se utiliza un generador de V_{REF} para alimentar a las tres.

Integración en el prototipo

Se adapta el programa de [3] para incluir el nuevo sistema de control, lo que requiere también la adición de un módulo de lectura de tensiones. Se emplean los bloques de ADC y PWM de la librería *C2000 Microcontroller Blockset* de Texas Instruments, diseñada para programar, entre otros, el microcontrolador utilizado en este proyecto.

Ensayos y resultados

Se realizan varios ensayos para comprobar que el prototipo funciona correc-

tamente. La Figura 3 muestra un ensayo de seguimiento de referencia similar al mostrado en la simulación del control con *Simscape*, y en la Figura 4 se compara el comportamiento de los distintos tipos de lazo y control frente a una variación en la tensión de continua del inversor.

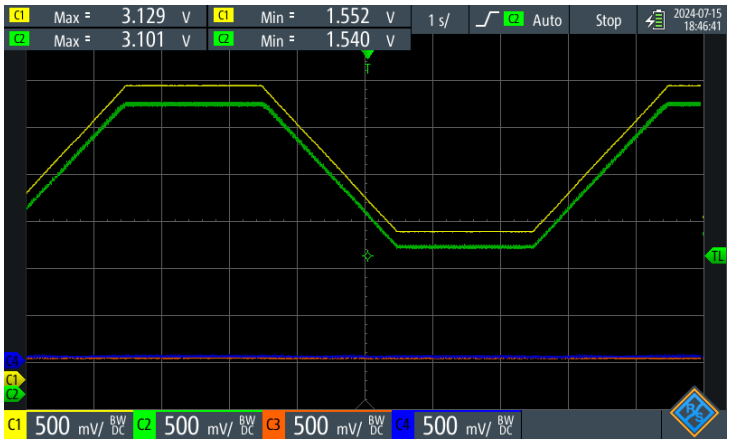


Figura 3: Ensayo en prototipo del seguimiento de referencia del control del lazo externo. C1: v_d^{REF}; C2: v_d; C3: v_q^{REF}; C4: v_q.

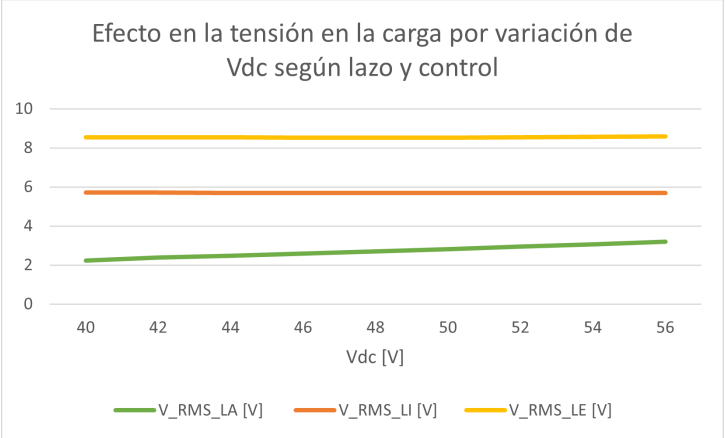


Figura 4: Ensayo en prototipo del efecto en el valor eficaz de la tensión en la carga por variación de V_{dc} según lazo y control. V_RMS_LA: lazo abierto; V_RMS_LI: solo control de lazo interno; V_RMS_LE: control completo

Bibliografía

[1] *Grid-Connected Renewable Energy Systems*. Último acceso: 22-07-2024. 2024. URL: https://www.energy.gov/energysaver/grid-connected-renewable-energy-systems.

[2] *Connecting to the Grid: Requirements for Renewable Energy Projects*. Último acceso: 22-07-2024. 2023. URL: https://enerdatics.com/blog/connecting-to-the-grid-requirements-for-renewable-energy-projects/.

[3] Jorge Suárez Porras. "Control de corriente de un convertidor CC-CA mediante microcontrolador". Último acceso: 23-06-2024. Trabajo Fin de Grado. Universidad Pontificia Comillas ICAI, 2020.

Summary

Design of a microprocessor based control system for a DC/AC three-phase grid-forming converter

Author: Íñigo Díaz de Rábago Pemán
Supervisor: Aurelio García Cerrada
Co-supervisors: Andrés Tomás Martín and Jorge Suárez Porras
Collaborative entity: Universidad Pontificia Comillas ICAI

Introduction

The global trend among energy producers focuses on transitioning towards renewable energy sources. These are currently being connected to the main through the use of micro-grids, which are local energy systems that can work either independently or in conjunction with the main energy grid.

The renewable energy sources that are connected to these micro-grids allow for self-sufficiency, while keeping the option to sell energy to the main grid when too much is produced or buy from it when demand is high [1]. The connection between the main grid and the micro-grids can be terminated to avoid damaging the latter whenever the former fails.

In order to make this connection stable and reliable a voltage and frequency control system must be implemented in what is commonly known as grid-forming. This is carried out with the use of inverters which include a closed loop control system for the output voltage [2]. The harmonics above the fundamental should be filtered to ensure that the shape of the feedback wave is sinusoidal, thus allowing for an effective control.

This project is intended as a continuation of a Bachelor Thesis carried out by Jorge Suárez Porras, in which he designed a phase current control system for a three-phase inverter using a micro-controller. The aim of the current work is to adapt that system, using the same inverter and micro-controller, in order to allow for direct output voltage control. This also requires the addition of an LC three-phase filter and a voltage feedback system. Figure 1 shows the general schematic of the prototype.

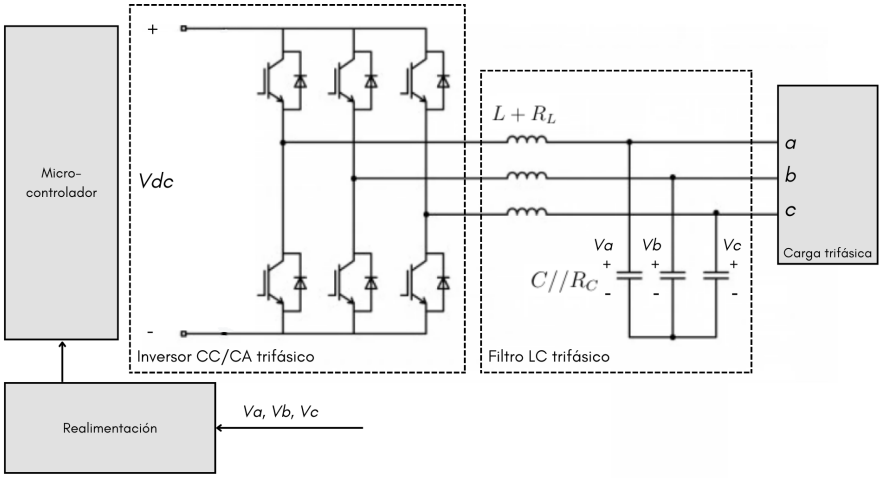


Figure 1: General schematic of the prototype

Control system design

Parks transform is used to control the three-phase variables because it returns constant values whenever its input is balanced. This project is designed using unitary magnitudes to facilitate the incorporation of this control system with other already existing ones.

As an initial step, the behavior of the LC filter is modeled as the system plant using a Simulink block diagram. Following this a dual-loop control system is designed, consisting of an internal loop and an internal loop, which enables more effective reference following and also adds some degrees of freedom to its parametrization. The external loop controls the behavior of the capacitors and generates the reference for the internal loop, which controls the voltage drop across the inductors.

After simulating the control system's behavior and confirming its fast and effective performance, the library *Simscape* is used to model the load, the LC filter and the inverter. Once the control system is modified and adapted to this new program, its behavior is again simulated.

Voltage feedback design

The voltage feedback system must adapt the LC filter's output ([-16.9 V, +16.9 V]) to the accepted range of the micro-controller's ADC ports ([0, 3.3 V]). There

must also be galvanic isolation between the filter's common node and the microcontroller's ground.

The circuit designed for each of the three phases, shown in Figure 2, consists of three stages: voltage divider to reduce amplitude; isolated amplifier, and non-inverting adder to add a certain mean value.

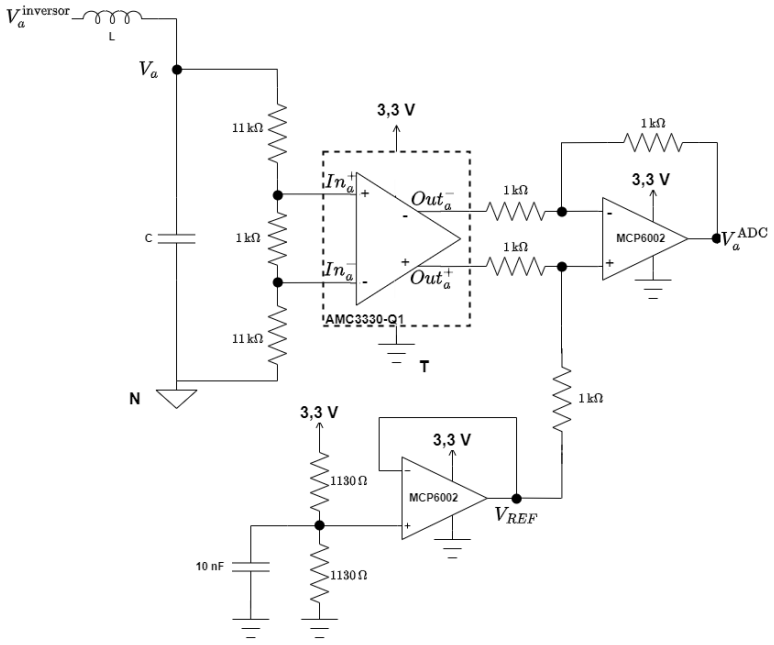


Figure 2: Phase a of the complete feedback circuit. The other two phases are identical, except for the V_{REF} generator, since only one is used to feed all three.

Integración en el prototipo

J. Suárez's program [3] is adapted to include the new control system, which also requires the incorporation of a voltage reading module. The ADC and PWM blocks from the *C2000 Microcontroller Blockset* library by Texas Instruments are used. This library is designed to ease programming of, among other things, the microcontroller employed in this project.

Tests and results

Several tests are carried out to verify the proper operation of the prototype. Figure 3 shows a reference following test which is similar to that shown in the simulation of the control system, and Figure 4 compares the behavior of the different types of loops (open or closed) and control systems when the inverter's input voltage is changed.

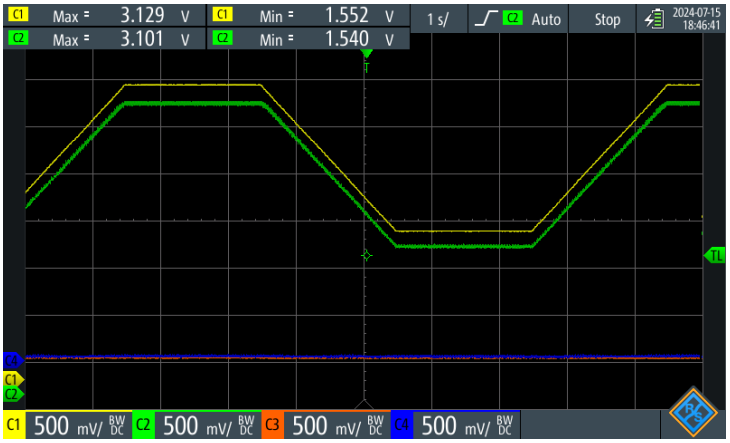


Figure 3: External loop reference following test. C1: v_d^{REF}; C2: v_d; C3: v_q^{REF}; C4: v_q.

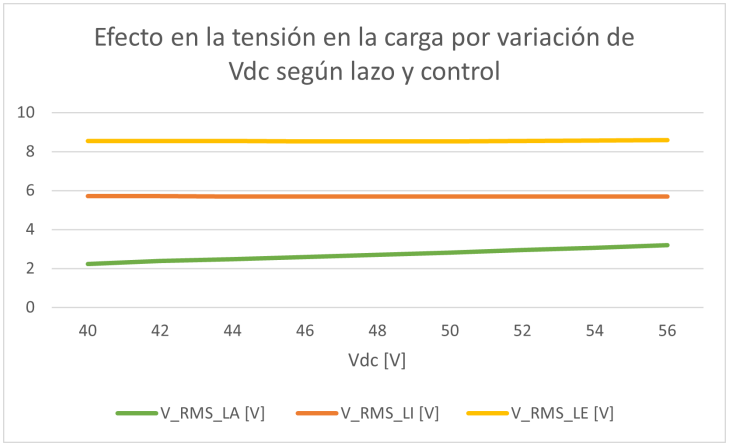


Figure 4: V_{dc} variation test, showing its effect on V^{RMS}. V_RMS_LA: open loop; V_RMS_LI: only inner loop; V_RMS_LE: full control system

Bibliography

[1] *Grid-Connected Renewable Energy Systems*. Last access: 22-07-2024. 2024. URL: https://www.energy.gov/energysaver/grid-connected-renewable-energy-systems.

[2] *Connecting to the Grid: Requirements for Renewable Energy Projects*. Last access: 22-07-2024. 2023. URL: https://enerdatics.com/blog/connecting-to-the-grid-requirements-for-renewable-energy-projects/.

[3] Jorge Suárez Porras. "Control de corriente de un convertidor CC-CA mediante microcontrolador". Last access: 23-06-2024. Trabajo Fin de Grado. Universidad Pontificia Comillas ICAI, 2020.

Índice general

1. Introducción **1**
- 1.1. Motivación del proyecto . . . 1
- 1.2. Objetivos de Desarrollo Sostenible . . . 2
- 1.3. Descripción de las tecnologías . . . 3
- 1.4. Metodología . . . 3
  - 1.4.1. Diseño y parametrización del sistema de control . . . 3
  - 1.4.2. Diseño de la realimentación de tensiones . . . 5
  - 1.4.3. Implementación y puesta en común . . . 6

2. Estado del arte **7**
- 2.1. Sistemas de control para inversores DC/AC trifásicos . . . 7
- 2.2. Justificación del proyecto . . . 8

3. Descripción del prototipo **11**
- 3.1. Descripción de las tecnologías . . . 11
  - 3.1.1. Software . . . 11
  - 3.1.2. Hardware . . . 12
- 3.2. Estimación económica . . . 15

4. Sistema de control **17**
- 4.1. Bases . . . 17
- 4.2. Transformada de Park . . . 18
  - 4.2.1. Transformada de Clarke . . . 18
  - 4.2.2. Transformada de Park . . . 19
- 4.3. Modelado en Simulink . . . 19
  - 4.3.1. Modelado de las inductancias . . . 20
  - 4.3.2. Modelado de los condensadores . . . 20
  - 4.3.3. Desacoplamiento de los ejes d y q . . . 21
  - 4.3.4. Lazos de control . . . 23
  - 4.3.5. Diagrama completo del diseño de controles en Simulink . . . 30
- 4.4. Modelado en *Simscape* . . . 34

4.4.1. Simulación . . . 35
4.5. Incorporación del modelado del inversor en *Simscape* . . . 36

5. Realimentación de tensiones **39**
5.1. Etapas de la realimentación . . . 39
5.1.1. Amplificador con aislamiento galvánico . . . 39
5.1.2. Elevación del valor medio . . . 41
5.1.3. Divisor resistivo . . . 47
5.2. Integración de las tres etapas . . . 49
5.2.1. Conexión al microcontrolador . . . 50
5.2.2. Pruebas . . . 51
5.2.3. Ruido del osciloscopio . . . 55
5.2.4. Resultados de la realimentación . . . 56

6. Integración del sistema de control en el prototipo **59**
6.1. Lectura por módulos ADC . . . 60
6.1.1. Lectura de intensidades . . . 60
6.1.2. Lectura de tensiones . . . 61
6.2. Generación de referencias . . . 62
6.2.1. Referencias de intensidad . . . 62
6.2.2. Referencias de tensión . . . 62
6.2.3. Retraso del inicio de la referencia . . . 63
6.3. Ángulo de la transformada de Park . . . 63
6.4. Controladores PI . . . 63
6.5. PWM para controlar los MOSFETs . . . 65
6.6. PWM para lecturas en placa de medidas . . . 66

7. Resultado de los ensayos **69**
7.1. Lazo interno . . . 69
7.2. Lazo externo . . . 70
7.2.1. Seguimiento de onda cuadrada . . . 70
7.2.2. Seguimiento de secuencia . . . 71
7.3. Variación de V_{dc} . . . 72
7.3.1. Variación continua . . . 72
7.3.2. Variación brusca con salto de 5 V . . . 73
7.4. Variación de carga . . . 75

A. Repositorio de código **77**
A.1. Diseño del control . . . 77
A.2. Simulación del control con *Simscape* . . . 77
A.3. *Software* del microcontrolador . . . 78

Índice de figuras

1.1. Esquema general del hardware del prototipo 2
1.2. Estructura general del sistema de control empleado 4

3.1. Esquema general del inversor BOOSTXL-3PhGaNInv 13
3.2. Esquema general de la placa de medidas 14

4.1. Diagrama de bloques de las inductancias con desacoplamiento . . . 22
4.2. Diagrama simplificado de las inductancias con desacoplamiento . . . 22
4.3. Diagrama de bloques de los condensadores con desacoplamiento . . 23
4.4. Estructura de Simulink del sistema de control empleado 24
4.5. Diagrama de Black de la planta del lazo interno 25
4.6. Diagrama de Black del lazo interno abierto 26
4.7. Respuesta a escalón unitario del lazo interno cerrado 26
4.8. Funciones de transferencia del lazo interno cerrado 27
4.9. Seguimiento de referencia del control del lazo interno. Izda-arriba: i_d^{REF}; izda-abajo: i_d; dcha-arriba: i_q^{REF}; dcha-abajo: i_q. 27
4.10. Funciones de transferencia de la planta completa del lazo externo . 28
4.11. Diagrama de Black de la planta completa del lazo externo 29
4.12. Respuesta a escalón unitario del lazo externo cerrado 29
4.13. Diagrama de Black del lazo externo abierto 30
4.14. Seguimiento de referencia del control del lazo externo. Izda-arriba: v_d^{REF}; izda-abajo: v_d; dcha-arriba: v_q^{REF}; dcha-abajo: v_q. 30
4.15. Seguimiento de referencia del control del lazo interno al simular el comportamiento del externo. Izda-arriba: i_d^{REF}; izda-abajo: i_d; dcha-arriba: i_q^{REF}; dcha-abajo: i_q. 31
4.16. Esquema completo de Simulink para el diseño de los controles . . . 32
4.17. Modelado completo de las plantas y sistema de control 33
4.18. Modelado con *Simscape* del filtro y la carga 34
4.19. Sistema de control para el modelo de *Simscape* 35
4.20. Transformada de Park y paso a *pu* para el modelo de *Simscape* . . . 35
4.21. Seguimiento de referencia de las tensiones v_{dq} para valor v_{dq}^{REF} constante. 36

4.22. Seguimiento de referencia de las intensidades i_{dq} para valor i_{dq}^{REF} generado por el lazo externo ante referencia v_{dq}^{REF} constante. 36
4.23. Seguimiento de referencia de v_d y v_q para valores v_d^{REF} y v_q^{REF} variables. 37
4.24. Seguimiento de referencia de i_d e i_q para valores v_d^{REF} y v_q^{REF} variables, producidos por el lazo externo. 37
4.25. Modelo de *Simscape* del inversor y generador de PWM añadido al programa de Simulink. 38
4.26. Seguimiento de referencia de v_d y v_q para valores v_d^{REF} y v_q^{REF} variables, con el inversor modelado mediante *Simscape*. 38

5.1. Circuito propuesto para AMC3330-Q1 40
5.2. Prueba en *protoboard* del DC/DC integrado del AMC3330-Q1. C1: tensión del lado del microcontrolador; C2: tensión del lado de medida en el filtro 40
5.3. Prueba en *protoboard* de la amplificación diferencial del AMC3330-Q1. C1: salida ($Out^+ - Out^-$); C2: entrada ($In^+ - In^-$) 41
5.4. Prueba en *protoboard* de la referencia de tensión ISL21080-1,5 . . . 42
5.5. Primera propuesta para el circuito sumador. $R = 1\,\mathrm{k\Omega}$. 42
5.6. Prueba en *protoboard* del circuito elevador de tensión con ISL21080 y MCP6002. C1: entrada de tensión alterna de la fuente del laboratorio; C2: salida 43
5.7. Prueba en *protoboard* del AMC3330-Q1. C1: entrada de tensión alterna de la fuente del laboratorio; C2: tensión $Out^+/Tierra$; C3: tensión $Out^-/Tierra$ 43
5.8. Etapa elevadora del valor medio de tensión. $R = 1\,\mathrm{k\Omega}$. 44
5.9. Prueba en *protoboard* del conjunto formado por el AMC3330-Q1 y el circuito sumador no inversor basado en el MCP6002. Referencia de 1,5 V de fuente de tensión. C1: salida del MCP6002; C2: entrada diferencial al AMC3330-Q1 45
5.10. Prueba en *protoboard* del conjunto formado por el AMC3330-Q1 y el circuito sumador no inversor basado en el MCP6002. Referencia de 1,5 V generada por ISL21080-15. C1: salida del MCP6002; C2: entrada diferencial al AMC3330-Q1; C3: referencia de 1,5 V; C4: caída de tensión en resistencia R entre el ISL21080-15 y el MCP6002 45
5.11. *Datasheet* del ISL21080, Figura 39 [13]. Explicación de los fallos producidos en la salida del componente al exigirle corrientes con signo variable 46
5.12. Circuito generador de referencia de tensión definitivo. $R = 1130\,\Omega$ y $C = 10\,\mathrm{nF}$ 47

5.13. Divisor de tensión conectado a la salida de una de las fases. In^+ e In^- representan la conexión a las entradas positiva y negativa del AMC3330-Q1, respectivamente. V_a es la tensión entre el condensador y el neutro N de la fase a del filtro LC 48
5.14. Prueba en *protoboard* del conjunto divisor/AMC3330-Q1 para $R_1 = 20\,\text{k}\Omega$ y $R_2 = 1\,\text{k}\Omega$. C1: entrada de alterna; C2: salida del divisor; C3: salida del AMC3330-Q1 49
5.15. Prueba en *protoboard* del conjunto divisor/AMC3330-Q1 para $R_1 = 2\,\text{k}\Omega$ y $R_2 = 100\,\Omega$. C1: entrada de alterna; C2: salida del divisor; C3: salida del AMC3330-Q1 49
5.16. *Pinout* del microcontrolador LAUNCHXL-F28379D 50
5.17. *Pinout* de la placa de medidas vista desde arriba 51
5.18. Fase a del circuito de realimentación completo. Las otras dos fases son idénticas, aunque solo se utiliza un generador de V_{REF} para alimentar a las tres. 52
5.19. Prueba en el prototipo de las tensiones de continua de la placa. C1: V_{REF}; C2: lado de la medida en el filtro del DC/DC integrado en el AMC3330-Q1; C3: referencia de 3,3 V (microcontrolador) 53
5.20. Advertencia en la *datasheet* del LAUNCHXL-F28379D que indica que cuando se conecta el USB al ordenador se debe desconectar el jumper J6 53
5.21. Prueba en el prototipo del funcionamiento de la realimentación con el divisor de tensiones del filtro de dos resistencias, para $m_d = 0,5$. C1: V_b^{ADC}; C2: $In_b^+ - In_b^-$; C3 y C4: V_b medida en dos puntos distintos 54
5.22. Prueba en el prototipo del funcionamiento de la realimentación con el divisor de tensiones del filtro de dos resistencias, para $m_d = 1$. C1: V_b^{ADC}; C2: $In_b^+ - In_b^-$; C3 y C4: V_b medida en dos puntos distintos 54
5.23. Prueba en el prototipo de la configuración definitiva del divisor de tensión. C2: $In_a^+ - In_a^-$; C4: V_a 55
5.24. Prueba en el prototipo de la realimentación, en la que se aprecia mucho ruido. C1: V_a^{ADC}; C2: $In_a^+ - In_a^-$; C4: V_a. 56
5.25. Prueba en el prototipo de la realimentación, en la que se aprecia menos ruido al eliminar una sonda. C1: V_a^{ADC}; C4: V_a. 56
5.26. Prueba en el prototipo de la realimentación en lazo abierto para un mando $m_d = 0,5$. C1: V_a^{ADC}; C2: V_b^{ADC}; C3: V_c^{ADC}; C4: V_a 57
5.27. Prueba en el prototipo de la realimentación en lazo abierto para un mando $m_d = 0,7$. C1: V_a^{ADC}; C2: V_b^{ADC}; C3: V_c^{ADC}; C4: V_a 57
5.28. Fotografía del sistema de realimentación conectado al filtro LC . . . 58

6.1. Ejemplo de módulo ADC de la librería C2000 Microcontroller Blockset 59

6.2. Ejemplo de módulo PWM de la librería C2000 Microcontroller Blockset 60
6.3. Sistema encargado de leer las intensidades y transformarlas a *pu* y *dq* 61
6.4. Sistema encargado de leer las tensiones y transformarlas a *pu* y *dq* . 62
6.5. Retraso del inicio de la referencia 63
6.6. Generador del ángulo de las transformadas de Park 64
6.7. Diagrama simplificado de la integración de los controles PI en el prototipo 64
6.8. Diagrama de la generación de PWM para controlar los MOSFETs del inversor 65
6.9. Selector de ganancia para la lectura de variables mediante PWM. . 67

7.1. Ensayo en prototipo del lazo interno. C1: i_d^{REF}; C2: i_d; C3: i_q^{REF}; C4: i_q. 69
7.2. Ensayo en prototipo del lazo externo con referencia v_d^{REF} cuadrada. C1: v_d^{REF}; C2: v_d; C3: V_a; C4: I_a^L. 70
7.3. Ensayo en prototipo del lazo externo con referencia v_d^{REF} cuadrada. Detalle de escalón de subida. C1: v_d^{REF}; C2: v_d; C3: V_a; C4: I_a^L. . . . 71
7.4. Ensayo en prototipo del lazo externo con referencia v_d^{REF} cuadrada de salto máximo. Detalle de escalón de subida. C1: v_d^{REF}; C2: v_d; C3: V_a; C4: I_a^L. 71
7.5. Ensayo en prototipo del lazo externo con referencia v_d^{REF} secuencial y v_q^{REF} nula. C1: v_d^{REF}; C2: v_d; C3: V_a; C4: I_a^L. 72
7.6. Ensayo en prototipo del efecto en el valor eficaz de la tensión en la carga por variación de V_{dc} según lazo y control. V_RMS_LA: lazo abierto; V_RMS_LI: solo control de lazo interno; V_RMS_LE: control completo 73
7.7. Ensayo en prototipo del efecto en el valor eficaz de la intensidad de fase por variación de V_{dc} según lazo y control. I_RMS_LA: lazo abierto; I_RMS_LI: solo control de lazo interno; I_RMS_LE: control completo 73
7.8. Ensayo en prototipo de variación de V_{dc}. Realizado en osciloscopio de 16 canales marca Yokogawa 74
7.9. Ensayo en prototipo de escalón en V_{dc} con control de tensiones en lazo cerrado. C1: v_d^{REF}; C2: v_d; C3: V_{dc}. 74
7.10. Ensayo en prototipo de control en lazo cerrado con carga equilibrada. C1: v_d; C2: V_a; C3: V_b; C4: V_c. 75
7.11. Ensayo en prototipo de control en lazo cerrado con carga desequilibrada. $R_{Load}^a = 100\,\Omega$ y $R_{Load}^b = R_{Load}^c = 20\,\Omega$. C1: v_d; C2: V_a; C3: V_b; C4: V_c. 76

7.12. Ensayo en prototipo de control en lazo cerrado con carga desequilibrada. $R^a_{Load} \approx 0\,\Omega$ y $R^b_{Load} = R^c_{Load} = 20\,\Omega$. C1: v_d; C2: V_a; C3: V_b; C4: V_c. 76

Índice de tablas

3.1. Parámetros filtro LC y carga 13

4.1. Unidades base 18

6.1. Expresiones para calcular valores reales de las medidas tomadas en la placa de medidas. La tercera columna muestra la expresión por la que hay que multiplicar la variable de la primera para obtener la de la segunda. $V_{PWM} = 3,1\,\mathrm{V}$. 67

6.2. Ganancias del programa del microcontrolador 68

Capítulo 1

Introducción

El objetivo de este trabajo es diseñar un prototipo de un sistema de control de tensiones mediante microprocesador para un conversor de tensión continua a alterna trifásica, llamado comúnmente inversor. Las tensiones se filtran a la salida del mismo mediante un filtro LC trifásico que permite eliminar los armónicos superiores al fundamental, principalmente debidos a la conmutación.

El control de tensiones en lazo cerrado requiere su realimentación desde la salida del filtro hasta los puertos ADC del microcontrolador. Esto implica diseñar un circuito que cumpla los siguientes objetivos:

1. Transformar la tensión medida en los condensadores para que pueda entrar en el rango de entrada de los ADC (0 V a 3,3 V) sin saturarlos.

2. Asegurar aislamiento galvánico entre los lados de alta (salida del filtro) y baja tensión (entrada al microcontrolador), dado que el neutro del filtro no tiene la misma tensión que el cero de CC (parte inferior de la etapa de continua del convertidor).

El diseño del sistema de control y su implementación para ser usado por el microcontrolador se realiza con MATLAB y Simulink, empleando librerías específicas explicadas con más detalle en la siguiente sección. La Figura 1.1 muestra el diagrama general del prototipo. A continuación se detallan las herramientas empleadas para su diseño, programación y montaje.

1.1. Motivación del proyecto

El desarrollo de un prototipo del sistema de control de tensiones realizado en este proyecto está enfocado a investigar en un futuro trabajo la conexión a red de los inversores CC/CA, algo muy relevante a día de hoy por el auge de la energía renovable.

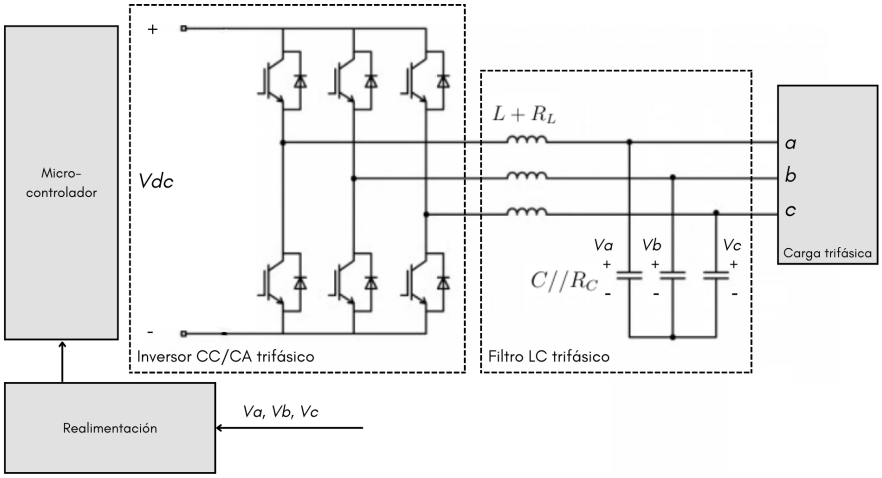


Figura 1.1: Esquema general del hardware del prototipo

La tendencia global actual de los proveedores de energía es la transición hacia energías renovables y limpias. Si bien es cierto que la corriente producida por un aerogenerador es alterna, esta no suele tener las características deseadas para conectarse a la red, por lo que primero se rectifica con un convertidor CA/CC y después se transforma a alterna haciendo uso de un inversor CC/CA.

Para que la salida del inversor sea lo suficientemente parecida a la de la red como para poder acoplarse sin problemas es útil filtrarla con un filtro LC, como se hace en este proyecto, y controlarla en lazo cerrado, mejorando así su estabilidad y el seguimiento de la referencia buscada. Este tipo de control permite compensar tanto variaciones en la amplitud de onda como cambios ligeros en la frecuencia.

1.2. Objetivos de Desarrollo Sostenible

Este proyecto está enfocado principalmente al Objetivo 7 de los Objetivos de Desarrollo Sostenible de las Naciones Unidas [1]: *Energía asequible y no contaminante*. El sistema de control del inversor se puede aplicar a la conexión a red de generadores de energía renovable, y una buena optimización del mismo puede repercutir en la reducción de las pérdidas en este proceso. Así se contribuye tanto a la meta 7.2 (aumentar la proporción de la energía renovable en el conjunto de fuentes energéticas) como a la 7.3 (duplicar la tasa mundial de mejora de la eficiencia energética).

También se contribuye a otros ODS:

ODS 11: Ciudades y comunidades sostenibles: al mejorar la infraestructura de las

energías renovables se fomenta la reducción del impacto ambiental negativo per cápita de las ciudades (meta 11.6).

ODS 12: Producción y consumo responsables: la conversión efectiva de la energía permite mejorar la gestión de los recursos naturales, consumiendo menos e incrementando la energía obtenida de ellos.

ODS 13: Acción por el clima: el impulso de las energías renovables permite reducir el consumo de combustibles fósiles, disminuyendo así las emisiones de carbono.

1.3. Descripción de las tecnologías

Para el análisis, diseño, simulación y control en tiempo real del sistema se ha usado Matlab 2023a, Simulink, Simscape y la librería C2000, detalladas a continuación. El diagrama de Simulink resultante con el control se descarga en el microprocesador para su ejecución en tiempo real.

En cuanto al hardware, se han empleado los siguientes componentes: inversor BOOSTXL-3PhGaNInv (Texas Instruments); microcontrolador LAUNCHXL-F28379D (Texas Instruments); placa de medidas personalizada; filtro LC trifásico, y distintos elementos electrónicos para la realimentación de las tensiones.

Todos los componentes y herramientas están descritos en detalle en el capítulo 3.

1.4. Metodología

En esta sección se presentan los objetivos seguidos de manera cronológica durante el diseño del prototipo.

1.4.1. Diseño y parametrización del sistema de control

Como los sistemas de control PID funcionan mejor con referencias y medidas sencillas como constantes y rampas que con otras más complejas como senoidales se emplea la transformada de Park para pasar todas las señales trifásicas a ejes d y q, que tienen valor constante cuando la señal que se transforma está equilibrada y se alcanza el régimen permanente.

Como se busca crear un sistema fácilmente adaptable a nuevos controles, y además se pretende adaptar el control de intensidades ya existente al programa, se pasan todas las señales a valores por unidad, empleando las bases descritas en la Tabla 4.1.

El sistema de control, mostrado de manera simplificada en la Figura 1.2, está compuesto por un doble lazo, uno interno para las intensidades y otro externo para las tensiones. Las tensiones (en *pu* y en *dq*) se comparan con la referencia pedida y su control genera como mando las referencias para las intensidades (también en *pu* y en *dq*). Esto permite realizar ajustes finos de manera independiente en cada variable, mejorando la velocidad y la precisión general del modelo.

Nota: en esta sección y en las sucesivas se emplean mayúsculas para representar magnitudes reales y minúsculas para representar magnitudes unitarias. La Figura 1.2 asume que todas las señales han sido divididas entre sus respectivas bases, puesto que el sistema de control se diseña para trabajar en unitarias.

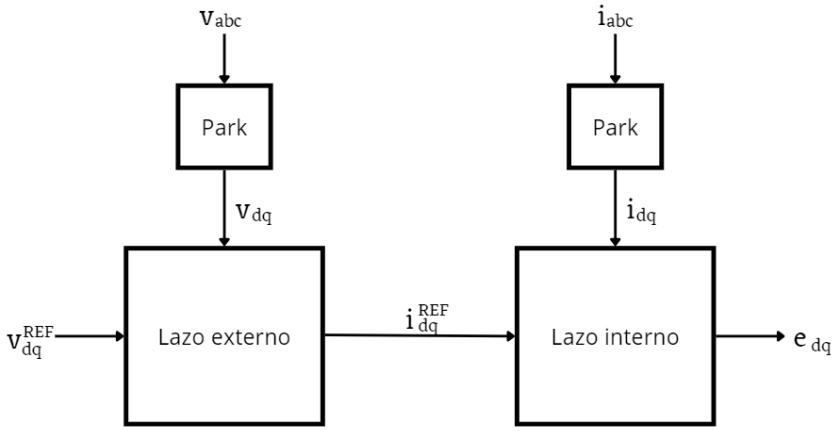


Figura 1.2: Estructura general del sistema de control empleado

Modelado en Simulink

Para tener una base sobre la que empezar a diseñar el sistema de control se modela en Simulink tanto las bobinas como los condensadores, y tras estructurarlo como se ha indicado (en *pu* y *dq* y con el lazo de intensidad dentro del de tensión) se parametrizan los controles, buscando una respuesta especialmente rápida en el interno y precisa en el externo.

Al trabajar solo con un diagrama de bloques, sin incluir sistemas de librerías ni la conmutación del convertidor, la velocidad de simulación es muy rápida. Esto permite realizar muchas pruebas y mejorar fácilmente la respuesta del sistema de control diseñado, sin preocuparse por posibles imperfecciones introducidas por los modelos reales de los componentes del filtro. Esto se irá teniendo en cuenta en los siguientes pasos.

Modelado en Simscape

La herramienta Simscape permite representar circuitos capaces de interactuar mediante fuentes y aparatos de medida con el sistema de diagramas de bloques de Simulink. Se sustituye el modelado del filtro del apartado anterior por la simulación del mismo en Simscape, y para empezar se modela el inversor como una fuente trifásica de tensión alterna.

Se comprueba el funcionamiento de los controles ya diseñados y se realiza un ajuste fino para compensar las imperfecciones surgidas.

Modelado del inversor

Se sustituye la fuente de tensión alterna trifásica por un bloque que modela un inversor, y los mandos de los controles (pasados a bases y ejes reales) se introducen en un bloque de señal PWM, el cual genera las ondas que controlan el funcionamiento del inversor.

Se comprueba el funcionamiento del circuito completo ante distintas referencias de tensión y se realiza un ajuste fino para compensar las imperfecciones surgidas en este paso.

1.4.2. Diseño de la realimentación de tensiones

Se diseña un sistema capaz de realimentar las tensiones desde la salida del filtro (tensiones de los tres condensadores respecto al neutro) hasta los puertos ADC del microcontrolador, cumpliendo los dos objetivos mencionados anteriormente (sección 1).

Diseño teórico

Para poder cumplir los dos requisitos se decide hacer pasar la señal de cada fase por un circuito compuesto por un divisor de tensión, amplificador diferencial con aislamiento galvánico y un sumador. Las tres fases se hacen iguales porque las posibles imperfecciones y diferencias pueden ser compensadas más fácilmente en el software.

Implementación

Se sueldan los tres circuitos a una placa de puntos adaptada para poder conectarse a la salida del filtro y a la entrada de los ADC.

1.4.3. Implementación y puesta en común

Con el sistema de control diseñado y la realimentación ya funcional se procede a adaptar el programa del TFG de Jorge Suárez [2] para incluir el nuevo sistema de control. También se ordena y comenta el programa para que pueda ser utilizado de manera sencilla e intuitiva por los alumnos de la futura práctica de laboratorio de la asignatura de Electrónica de Potencia.

Capítulo 2

Estado del arte

La electrónica de potencia surgió en las primeras décadas del siglo XX con la introducción del rectificador de mercurio, pero experimentó su desarrollo más significativo durante la segunda revolución electrónica, con la invención del tiristor comercial. Actualmente esta rama de la electrónica está avanzando muy rápidamente gracias a la revolución de la microelectrónica, la cual permite el procesamiento de cantidades enormes de información en poco tiempo.[3]

El desarrollo de esta tecnología ha permitido diseñar sistemas de control capaces de mejorar significativamente la efectividad y el rendimiento de los dispositivos típicos de la electrónica de potencia (rectificador AC/DC, inversor DC/AC, conversor DC/DC...). A la realimentación de medidas tomadas en la salida de estos aparatos se le puede aplicar técnicas de control en lazo cerrado, de distinto nivel de complejidad, que son capaces de modificar los parámetros de funcionamiento del sistema para asegurar el seguimiento de la referencia pedida, todo ello con mucha velocidad y precisión.

2.1. Sistemas de control para inversores DC/AC trifásicos

Grid-following: realimentación de corriente

La realimentación de la corriente de la salida trifásica es suficiente para poder controlar la misma. No se emplea un filtro LC porque se acopla una carga lo suficientemente inductiva como para que las corrientes sean prácticamente senoidales. Se compara esta lectura con una referencia pedida por el usuario, y se ajusta el PWM de los transistores para conseguir que la salida se asemeje a la referencia.

Estos inversores reciben el nombre de *grid-following* porque sincronizan su salida a los parámetros ya existentes de la red.[4] Este trabajo precisamente está

fundamentado en otro realizado por Jorge Suárez Porras, que implementó un sistema de control por realimentación de intensidad con el mismo convertidor que se va a usar ahora. [2] Utiliza el mismo conjunto de inversor-microcontrolador-placa de medidas, pero su control solo hace uso de la lectura de las corrientes de fase y en vez de emplear un filtro se conecta el convertidor directamente a la carga.

Para pasar el sistema de control diseñado en este trabajo al microcontrolador se emplea una modificación del programa ya creado por J Suárez en su TFG.

***Grid-forming*: realimentación de tensión a la salida de un filtro LC**

El filtro LC paso bajo es necesario para poder filtrar los armónicos de orden superior al fundamental, dado que la lectura de tensión debe ser lo más parecida a una senoidal posible para que el control sea efectivo.

Los sistemas *grid-forming* están diseñados para establecer y mantener constante el voltaje y la frecuencia de la red a la que están conectados. Pueden actuar de manera aislada o ayudar a la red principal mediante la generación de referencias de tensión y frecuencia, lo que permite estabilizar redes alimentadas mediante fuentes de energía renovable. [5]

Este tipo de control se ha desarrollado ya en una gran variedad de trabajos e investigaciones, pero no hay dos iguales por las diferencias existentes entre todos los inversores y microcontroladores disponibles comercialmente.

Estos ejemplos están relacionados con el ámbito de la universidad y la investigación. Muchos inversores disponibles comercialmente incorporan por defecto tanto el filtro LC como la lectura y el control de tensión a la salida, pero suelen tener precios elevados y no son adecuados para la docencia porque es difícil acceder a las medidas internas.

2.2. Justificación del proyecto

En el ámbito de la docencia no es recomendable comprar directamente el conjunto de inversor más filtro y sistema de control porque estos dispositivos suelen tener un precio elevado y estar enfocados más a su aplicación industrial que a la educación.

El sistema de control realizado en este trabajo podrá ser utilizado en el futuro como prototipo para una práctica de laboratorio en la universidad. El conjunto de filtro y realimentación puede ser implementado en una placa de circuito impreso que se adapte al inversor empleado en el laboratorio, facilitando así su uso y la

toma de medidas por parte de los alumnos. También contribuye a esto el hecho de que las tensiones que se manejan son relativamente pequeñas.

Además, el *grid-forming* diseñado podrá ser utilizado en el futuro para realizar estudios sobre cómo conectarlo a la red de manera óptima.

Capítulo 3

Descripción del prototipo

En este proyecto se ha diseñado, fabricado y programado un prototipo de un sistema de control de tensiones adaptado a un inversor específico. Este está dividido en cuatro partes fundamentales:

1. Conjunto del inversor, microcontrolador y placa de medidas, diseñado como parte del trabajo de fin de grado de J. Suárez [2] y adaptado a su uso como práctica de laboratorio.

2. Filtro LC paso bajo, fabricado para un proyecto anterior de la Universidad Pontificia Comillas ICAI.

3. Realimentación y acondicionamiento de tensiones desde la salida del filtro hasta el microcontrolador.

4. *Software* de control para el microcontrolador, programado en Simulink con ayuda de la librería C2000 Microcontroller Blockset.

A efectos prácticos el objetivo del trabajo es el diseño de las partes 3 y 4 y su implementación junto con las otras dos. A continuación se describe detalladamente las características principales de las herramientas empleadas.

3.1. Descripción de las tecnologías

3.1.1. Software

A la estructura básica de Matlab 2023a y Simulink se incorporan dos librerías adicionales, Simscape y C2000 Microcontroller Blockset.

Simscape

Versión 5.5. Esta librería permite crear modelos de sistemas físicos e integrarlos con los diagramas de bloques de Simulink. Se ha empleado para simular el comportamiento del sistema de control y del conjunto inversor más filtro.

C2000 Microcontroller Blockset

Versión 1.0. Esta librería permite modelar los distintos componentes del microcontrolador utilizado. Principalmente se hace uso de los bloques ADC y PWM.

3.1.2. Hardware

Inversor: BOOSTXL-3PhGaNInv

Inversor trifásico con 6 MOSFETs de GaN, con $V_{dc} = 48\,\text{V}$ de tensión continua de entrada y corriente máxima de salida de 10 A, que incluye lectura de corrientes mediante resistencias *shunt* modificables. [6]

La Figura 3.1 muestra el esquemático del inversor y su conexión a un microcontrolador del tipo C2000 MCU LaunchPad. En él se pueden apreciar las lecturas de intensidades mediante los amplificadores INA240 y una opción para alimentar los 3,3 V del microcontrolador a partir de la fuente de entrada Vdc. La relevancia de esta conexión está explicada en mayor detalle en la sección 5.2.2.

Microcontrolador: LAUNCHXL-F28379D

Microcontrolador distribuido por Texas Instruments que incorpora todo el *hardware* y *software* necesario para desarrollar aplicaciones basadas en el microprocesador F28379D. Su diseño permite conectarse a y controlar de manera sencilla el inversor BOOSTXL-3PhGaNInv. [7]

Este microcontrolador es el encargado de ejecutar el programa del sistema de control, descargado desde Simulink, y ofrece tanto cuatro puertos ADC utilizados para las realimentaciones como varios PWM empleados para controlar los MOSFETs y sacar variables internas por la placa de medidas.

Placa de medidas

Placa de medidas diseñada por Icai que incorpora filtros paso bajo a la salida de los PWM para poder leer su valor en el osciloscopio fácilmente. La Figura 3.2 muestra su esquemático con los conectores vistos desde arriba. Los circuitos del lado izquierdo son los filtros paso bajo que conectan la salida de los PWM con los coaxiales en los que se toman las medidas.

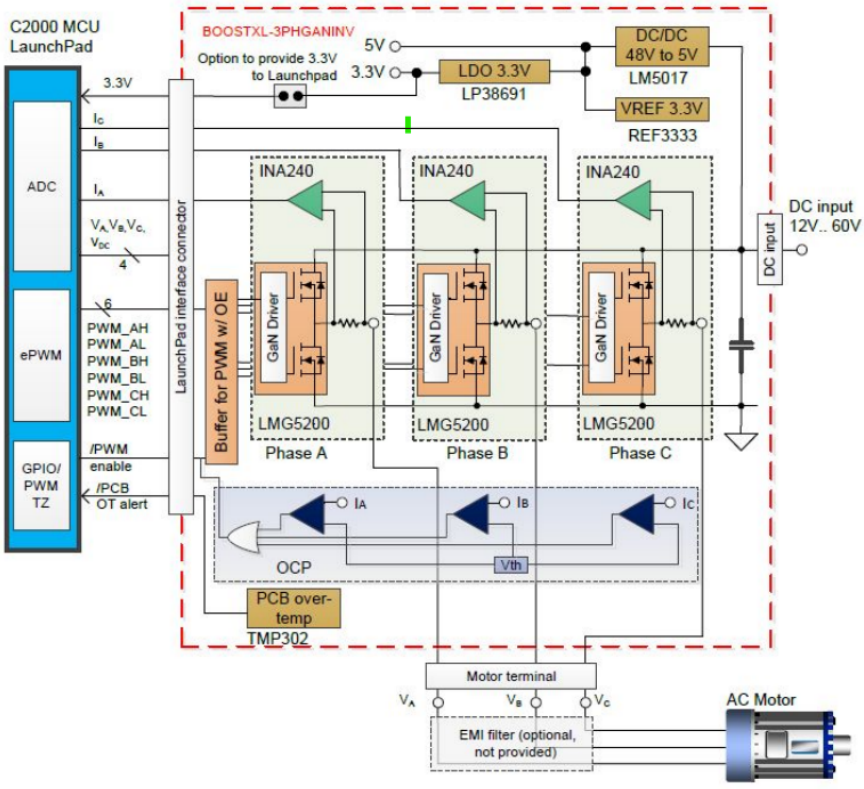


Figura 3.1: Esquema general del inversor BOOSTXL-3PhGaNInv

Filtro LC trifásico

Filtro LC trifásico con frecuencia de resonancia cercana a 3kHz, encargado de filtrar los armónicos de orden superior al fundamental a la salida del inversor para obtener una señal similar a una onda senoidal. Su esquema se encuentra en la Figura 1.1. Las tres fases son idénticas, y los valores de sus componentes están recogidos junto con los de la carga en la Tabla 3.1. Para cada fase, R_L se refiere a la suma de la resistencia interna de la bobina y una resistencia *shunt* añadida en serie con la misma para medir fácilmente la intensidad con el osciloscopio, y R_C es la resistencia propia del condensador, modelada en paralelo con el mismo.

L	R_L	C	R_C	L_{Load}	R_{Load}
300 mH	1 Ω	8,5 μF	100 kΩ	10 mH	20 Ω

Tabla 3.1: Parámetros filtro LC y carga

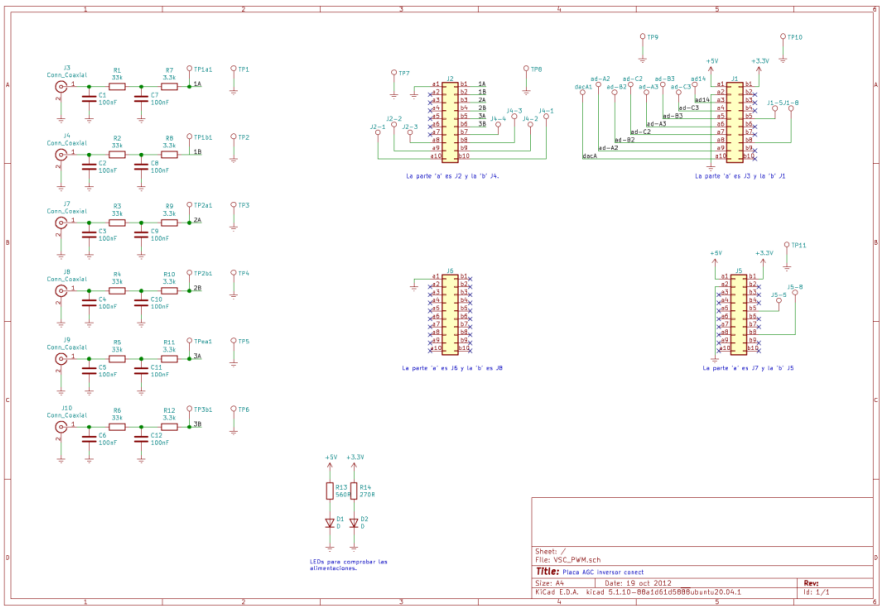


Figura 3.2: Esquema general de la placa de medidas

Carga trifásica

Carga conectada a la salida del filtro para establecer un punto de trabajo para los experimentos que se quieran realizar. Se emplean bobinas en serie con resistencias variables, conectadas en estrella. Sus valores típicos están recogidos junto con los del filtro en la Tabla 3.1, aunque varían en algunos ensayos.

Sistema de realimentación

Circuito encargado de leer las tensiones a la salida del filtro y acondicionarlas para poder realimentarlas al microcontrolador. El diseño y el razonamiento detrás del mismo se explicarán más adelante; aquí se presentan los elementos más importantes que lo componen.

Amplificador AMC3330-Q1:

Fabricado por Texas Instruments, este dispositivo incorpora tanto un amplificador de entrada y salida diferenciales con aislamiento galvánico como un conversor DC/DC para alimentar las dos zonas manteniendo el aislamiento. [8]

Amplificador operacional MCP6002:

Componente de Microchip que incorpora dos amplificadores operacionales de aplicación general. [9]

Componentes básicos y soldadura:

En el sistema de realimentación también se hace uso de componentes básicos: condensadores de papel y electrolíticos; resistencias normales y de precisión; y cables de distinta rigidez. Todo ello se suelda con un soldador de punta tipo lápiz en placas de puntos.

Pruebas y medidas

Durante el desarrollo del prototipo se van realizando diversas pruebas, haciendo uso de fuentes de tensión y aparatos de medida.

Fuente de tensión continua:

Fuente de tensión de dos salidas regulables entre 0 V y 30 V. Para el uso típico del inversor se conectan los dos canales en serie, permitiendo obtener los 48V que requiere el mismo. También se ha usado para generar las referencias de los amplificadores durante el montaje y las pruebas del circuito de realimentación.

Generador de señales:

Tiene dos canales, cada uno capaz de generar señales de distinta forma, variando amplitud, frecuencia y offset de continua. Empleada para realizar las pruebas de los distintos componentes y para comprobar el funcionamiento de los ADCs del microcontrolador.

Osciloscopio de cuatro canales aislados:

Osciloscopio portátil de cuatro canales aislados galvánicamente. Empleado para medir señales durante todo el proceso de desarrollo del prototipo.

Polímetros:

Polímetros típicos de laboratorio, usados para medir tensiones, intensidades, resistencias y continuidad.

3.2. Estimación económica

Los conjuntos de inversor-microcontrolador-placa de medidas utilizados son los mismos que se utilizan en el laboratorio y no requieren un coste adicional. Lo mismo se puede aplicar a las licencias de MATLAB y Simulink. La librería de control específica del LAUNCHXL-F28379D está incluida en la misma licencia.

Los únicos costes significativos del proyecto son los de las bobinas del filtro y los de los amplificadores con aislamiento galvánico AMC3330-Q1 [8]. Los precios

varían según el fabricante pero el acumulado de los utilizados en el prototipo no supera los 100 € sin incluir portes.

En caso de querer fabricar varias unidades del proyecto para utilizarlo en las prácticas del laboratorio se podría reducir el precio por pedir lotes grandes de los componentes, pero habría que añadir el coste de la impresión en PCB.

Capítulo 4

Sistema de control

Para poder compatibilizar el nuevo sistema de control con otros ya existentes, como el del Trabajo de Fin de Grado de Jorge Suárez [2], y con otros que pudieran implementarse en el futuro, se decide trabajar en magnitudes unitarias.

Además, como los controles PI funcionan mejor siguiendo referencias constantes en régimen permanente o que varíen lentamente, se modifican todas las señales empleando la transformada de Park, la cual permite pasar las magnitudes trifásicas senoidales a ejes *dq0*, constantes cuando la variable de entrada es equilibrada y se alcanza el régimen permanente. Uno de estos valores, el correspondiente al eje *0*, suele tener valor nulo y puede despreciarse en el diseño del control.

4.1. Bases

Se fija la tensión base a $U_b = 16,9\,V$ por tratarse esta de la tensión de pico simple máxima producida por el inversor en la salida del filtro con un índice de amplitudes convencional igual a 1, y la intensidad base a $I_b = 2\,A$, un valor cercano al máximo que se espera tener en cada fase.

Para que las ecuaciones que modelan el comportamiento de las bobinas y los condensadores del filtro sean lo más sencillas posibles se establece la impedancia base como $Z_b = U_b/I_b = 8,45\,\Omega$. Esto se puede apreciar más adelante en la ecuación (4.9).

La frecuencia base se fija en $f_b = 50\,Hz$ porque es la que se va a utilizar en la mayoría de los ensayos, además de ser la de la red en España. Las bases quedan recogidas en la Tabla 4.1.

Base	**Ecuación (si procede)**	**Valor**
Voltaje	-	$U_b = 16,9\,V$
Intensidad	-	$I_b = 2\,A$
Resistencia	$Z_b = U_b/I_b$	$Z_b = 8,45\,\Omega$
Frecuencia	-	$f_b = 50\,Hz$
Velocidad	$w_b = 2\pi f_b$	$w_b = 100\pi\,rad/s$
Capacidad	$C_b = \frac{1}{w_b Z_b}$	$C_b \approx 376,59\,\mu F$
Inductancia	$L_b = Z_b/w_b$	$L_b \approx 26,9\,mH$

Tabla 4.1: Unidades base

4.2. Transformada de Park

La transformada de Park puede entenderse como una generalización a ejes rotativos de la transformada de Clarke, explicada a continuación.

4.2.1. Transformada de Clarke

E. Clarke desarrolló la transformación de circuitos estacionarios a un sistema de referencia también estacionario, pasando las magnitudes de entrada a tres componentes (α, β y 0) [10]. El valor de la tercera componente 0 es solo distinto de cero cuando el sistema de entrada no está equilibrado ($A + B + C \neq 0$).

Al tratarse de una operación lineal la aplicación de la transformada consiste únicamente en multiplicar el vector de señales de entrada por una matriz de rotación constante, mientras que la operación inversa implica la multiplicación por la inversa de esta matriz. Esta matriz P(0) se presenta en (4.1).

$$P(0) = \frac{2}{3}\begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \tag{4.1}$$

Si se trata la componente α como parte real y β como parte imaginaria se obtiene un número complejo $\alpha + j\beta$ que rota con $w > 0$ e igual a la de la red.

4.2.2. Transformada de Park

Como se ha mencionado anteriormente, la transformada de Park se obtiene rotando en sentido antihorario el sistema de referencia $\alpha\beta$ establecido por Clarke. Esta relación, ignorando las componentes 0, queda reflejada en la siguiente ecuación:

$$f_{\alpha\beta} = e^{jwt} f_{dq}, \tag{4.2}$$

donde d y q es como se suele nombrar a las componentes resultantes de la transformada de Park. Se puede apreciar cómo si f_{dq} es un número complejo de parte real e imaginaria constantes, $f_{\alpha\beta}$ es un número complejo que gira con velocidad $w > 0$. Expresado de otra manera [11]:

$$\begin{bmatrix} f_{dq} \\ f_0 \end{bmatrix} = \mathrm{P}(\theta) f_{abc}, \tag{4.3}$$

con:

$$\mathrm{P}(\theta) = \mathrm{K}_1 \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ 0 & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \mathrm{K}_2 & \mathrm{K}_2 & \mathrm{K}_2 \end{bmatrix} \text{ con } \theta = \omega t, \tag{4.4}$$

donde K_1 y K_2 pueden ser ajustados para conseguir obtener distintos comportamientos[2]. De todos ellos el que concierne a este trabajo es el invariante en potencia, que como su nombre indica permite tener la misma expresión para la potencia activa tanto para variables trifásicas como para las componentes dq o $\alpha\beta$ [12]. Esto se muestra en (4.5), donde se ignoran las componentes 0 porque en cualquier sistema de tres hilos, equilibrado o no, $I_0 = 0$. Para este caso se requiere $\mathrm{K}_1 = \sqrt{\frac{2}{3}}$ y $\mathrm{K}_2 = \frac{1}{\sqrt{2}}$.

$$P = I_a V_a + I_b V_b + I_c V_c = I_\alpha V_\alpha + I_\beta V_\beta = I_d V_d + I_q V_q \tag{4.5}$$

Cuando la entrada es una señal trifásica equilibrada se cumple que $V^{RMS} = |V_d + jV_q|\sqrt{3}$, donde V^{RMS} es el valor eficaz de la magnitud trifásica. Esta propiedad permite realizar controles rápidos y efectivos, dado que los controladores PID funcionan mejor con valores de referencia y de entrada constantes que con formas de onda más complejas.

4.3. Modelado en Simulink

Para poder diseñar el sistema de control se requiere modelar primero el comportamiento del filtro, dado que este funciona como la planta del sistema.

4.3.1. Modelado de las inductancias

La ecuación que representa la caída de tensión en las inductancias del filtro en función de la corriente de fase es la siguiente:

$$V_{abc}^{L}(t) = R_L \mathrm{I}_{3x3} I_{abc}(t) + L \mathrm{I}_{3x3} \frac{dI_{abc}(t)}{dt} \tag{4.6}$$

Se llama V_{abc}^{L} a la caída de tensión en las inductancias para evitar confusiones con la tensión en la carga, representada por V_{abc}. I_{abc} se refiere a la intensidad de fase.

Para aplicar analíticamente la transformada de Park lo más sencillo es aplicar la de Clarke y luego añadir la transformación de giro mencionada anteriormente. Por tratarse de una transformada lineal, al aplicar Clarke multiplicando ambos lados de la ecuación por P(0) se obtiene:

$$V_{\alpha\beta0}^{L} = R_L \mathrm{I}_{3x3} I_{\alpha\beta0} + L \mathrm{I}_{3x3} \frac{dI_{\alpha\beta0}}{dt}, \tag{4.7}$$

donde se han obviado los (t) por claridad.

Como la componente 0 no es relevante para el sistema de control se puede eliminar, permitiendo expresar las componentes α y β como números complejos referidos a un sistema de referencia estático. Aplicando la ecuación (4.2) y desarrollando se obtiene:

$$\begin{aligned} V_d^L &= R_L I_d - wLI_q + L\frac{dI_d}{dt} \\ V_q^L &= R_L I_q + wLI_d + L\frac{dI_q}{dt} \end{aligned} \tag{4.8}$$

Como se busca trabajar en unitarias se sustituyen todas las variables por sus equivalentes en por unidad multiplicadas por sus respectivas bases. Dividiendo en ambos lados de las ecuaciones por $\mathrm{U_B}$ y simplificando aplicando las relaciones de la Tabla 4.1 se obtiene:

$$\begin{aligned} v_d^L &= R_L i_d - wLi_q + L\frac{di_d}{dt}\frac{1}{\mathrm{w_B}} \\ v_q^L &= R_L i_q + wLi_d + L\frac{di_q}{dt}\frac{1}{\mathrm{w_B}} \end{aligned} \tag{4.9}$$

4.3.2. Modelado de los condensadores

La ecuación que relaciona la caída de tensión en los condensadores con la intensidad de fase es la siguiente:

$$I_{abc}(t) = \frac{1}{R_C} \mathrm{I}_{3x3} V_{abc}(t) + C \mathrm{I}_{3x3} \frac{dV_{abc}(t)}{dt} + I_{abc}^{0}, \tag{4.10}$$

donde I^0_{abc} es la corriente que se va hacia la carga. Como el prototipo no permite medirla se trata como una perturbación durante el diseño del control.

Tras modificar esta ecuación de manera idéntica a lo aplicado a la planta del lazo interno (ecuaciones 4.6 a 4.9) se obtiene:

$$\begin{aligned} i_d &= \frac{1}{R_C} v_d - wCv_q + C\frac{dv_d}{dt}\frac{1}{\mathrm{w_B}} + i_d^0 \\ i_q &= \frac{1}{R_C} v_q + wCv_d + C\frac{dv_q}{dt}\frac{1}{\mathrm{w_B}} + i_q^0 \end{aligned} \tag{4.11}$$

4.3.3. Desacoplamiento de los ejes d y q

Bobinas

El acoplamiento de los ejes dq provocado por los términos $wLi_{d/q}$ en (4.9) genera dificultades a la hora de controlar cada uno por separado. Por ello se crea una variable auxiliar llamada m_{dq} y definida como:

$$\begin{aligned} m_d &= v_d^L + wLi_q = R_L i_d + L\frac{di_d}{dt}\frac{1}{\mathrm{w_B}} \\ m_q &= v_q^L - wLi_d = R_L i_q + L\frac{di_q}{dt}\frac{1}{\mathrm{w_B}} \end{aligned} \tag{4.12}$$

Manipulando m_d se puede controlar i_d sin afectar a i_q y manipulando m_q se puede controlar i_q sin afectar a i_d. m_d y m_q son los mandos producidos por el control; para aplicarlos se requiere calcular v_d^L y v_q^L despejando en (4.12).

Los controles se aplican únicamente al lado de la derecha de la ecuación (4.12), tanto para d como para q. Esto se puede realizar siempre y cuando se conozcan i_d e i_q para poder realimentarlas.

La Figura 4.1 muestra la representación en diagrama de bloques de Simulink del sistema de ecuaciones 4.12, tras aplicar la transformada de Laplace a ambos lados.

La Figura 4.2 muestra la simplificación del mismo diagrama de bloques, comprobándose que las componentes d y q quedan completamente desacopladas.

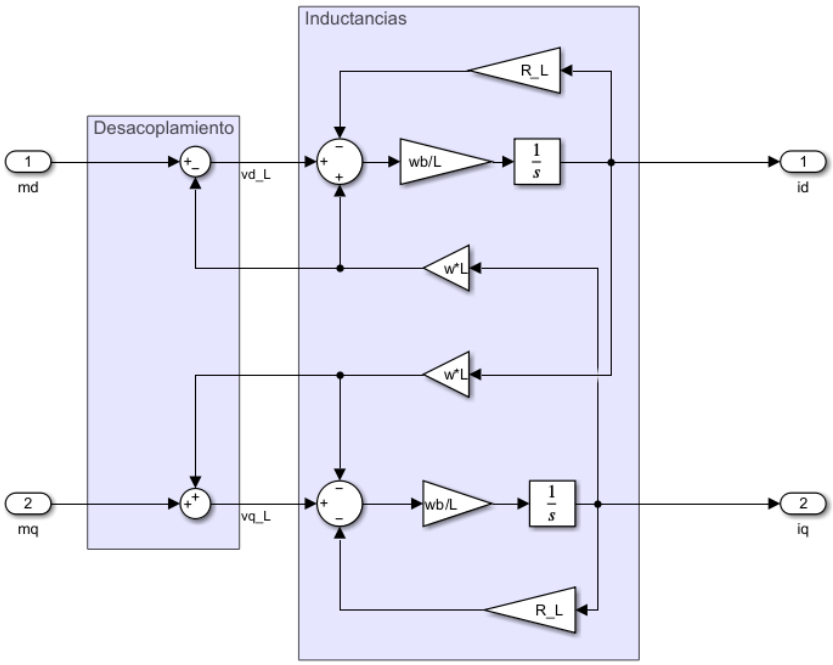


Figura 4.1: Diagrama de bloques de las inductancias con desacoplamiento

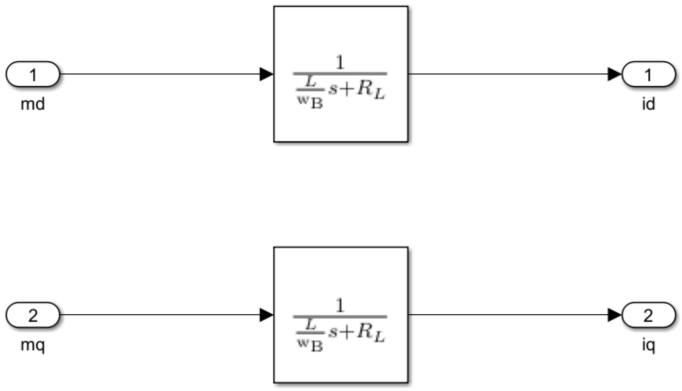


Figura 4.2: Diagrama simplificado de las inductancias con desacoplamiento

Condensadores

De la misma manera que con las bobinas aquí se produce un acoplamiento entre las dos fases provocada por los términos $wCv_{d/q}$. Para compensarlo se introduce una nueva variable llamada e_{dq} y definida como:

$$\begin{aligned} e_d &= i_d + wCv_q = \frac{1}{R_C}v_d + C\frac{dv_d}{dt}\frac{1}{\mathrm{w_B}} + i_d^0 \\ e_q &= i_q - wCv_d = \frac{1}{R_C}v_q + C\frac{dv_q}{dt}\frac{1}{\mathrm{w_B}} + i_q^0 \end{aligned} \tag{4.13}$$

Manipulando e_d se puede controlar v_d sin afectar a v_q y manipulando e_q se puede controlar v_q sin afectar a v_d. e_d y e_q son los mandos producidos por el control; para aplicarlos se requiere acceder a i_d e i_q, lo que se hace a través del regulador de corriente.

La Figura 4.3 muestra el diagrama de bloques de Simulink de los condensadores del filtro con su respectivo desacoplamiento. i_d^0 e i_q^0 se tratan como perturbaciones.

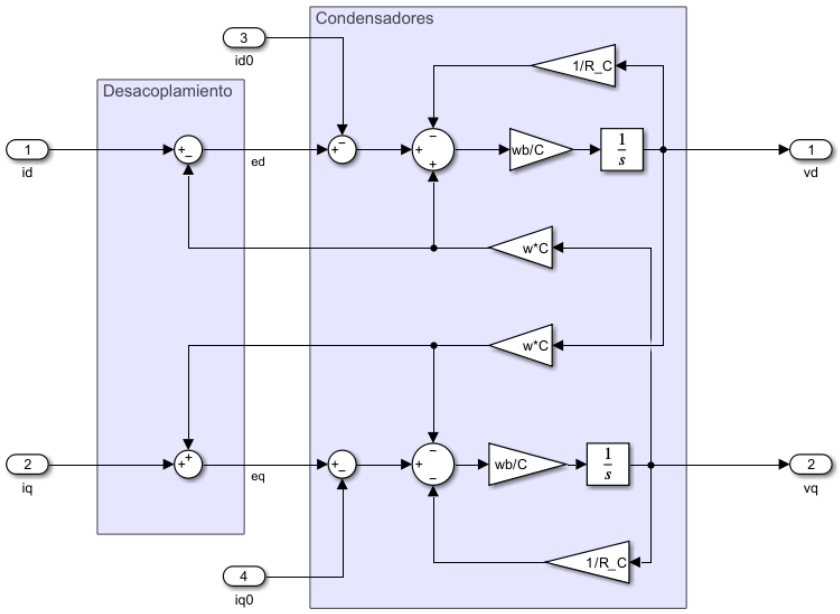


Figura 4.3: Diagrama de bloques de los condensadores con desacoplamiento

4.3.4. Lazos de control

El sistema de control está dividido en dos lazos, uno interno encargado de las intensidades de fase y otro externo que controla la tensión en la carga y como salida

genera la referencia del interno. La Figura 1.2 representa de manera simplificada la estructura del sistema de control empleado, y la Figura 4.4 una simplificación de la estructura del programa de Simulink empleado. Aparte de añadir grados de libertad a la parametrización de los controladores este doble lazo controla de forma más directa, y por ello más efectiva, el comportamiento de la salida del inversor.

En ambos lazos se escoge como tipo de control el Proporcional Integral (PI). La parte integral se añade porque permite eliminar el error de seguimiento en régimen permanente. No es necesario incluir una parte diferencial (D) porque los ensayos realizados están enfocados al régimen permanente y prima la precisión sobre la velocidad. Además, un control PID es mucho más complejo y difícil de parametrizar que un PI.

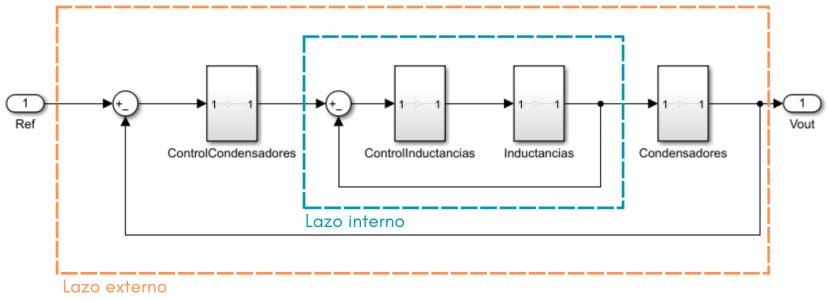


Figura 4.4: Estructura de Simulink del sistema de control empleado

Control del lazo interno

Para parametrizar el control PI se obtienen primero las características de la respuesta en frecuencia de la planta de las inductancias. Según el diagrama de Black de la Figura 4.5, obtenido con la herramienta *ltiview*, esta planta presenta un margen de fase de $96,8\,^\circ$ para la frecuencia de cruce $w_o = 28000\,\text{rad/s}$.

Después de probar varias opciones, como la planta es relativamente sencilla se escoge el método analítico para parametrizar el control PI. Se utiliza el mismo en ambas fases (d y q) porque las plantas son idénticas y además interesa tener comportamientos similares en los dos ejes.

Fijando la frecuencia natural de la función de transferencia en lazo cerrado a $w_n = 3000\,\text{rad/s}$ y el amortiguamiento a $\zeta = 0{,}73$ se obtiene un control que

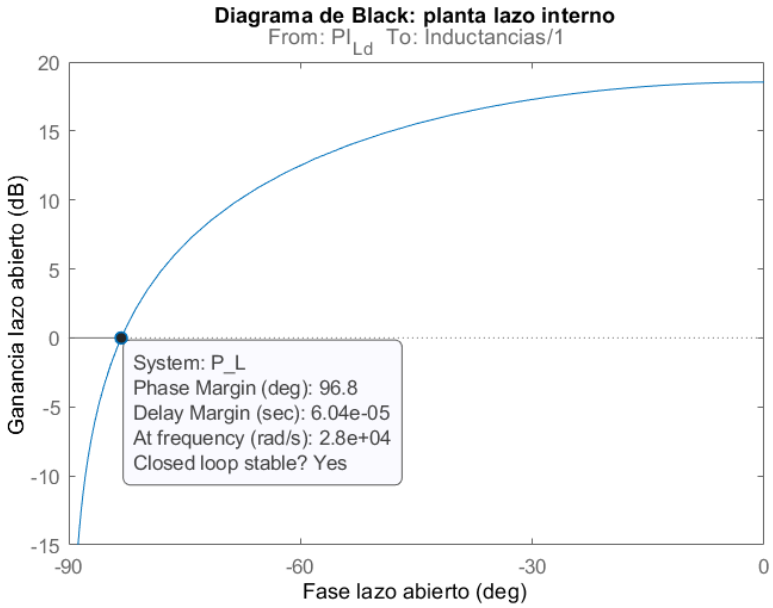


Figura 4.5: Diagrama de Black de la planta del lazo interno

produce las repuestas en lazo abierto y cerrado mostradas en las Figuras 4.6 y 4.7 respectivamente.[1]. El diagrama de bloques del lazo interno cerrado está indicado mediante un área en la Figura 4.17. La función de transferencia resultante, obtenida con la herramienta *linearize* de MATLAB, la cual permite obtener la función de transferencia equivalente entre dos puntos de un modelo de Simulink, se muestra en la Figura 4.8.

La Figura 4.9 muestra el seguimiento de referencia del control diseñado para el lazo interno. Como referencia se utiliza una secuencia similar a la que luego se empleará con las pruebas en el prototipo real de la implementación de este control. Como se realizan con el filtro conectado a la salida del inversor es preferible evitar discontinuidades bruscas que pudieran provocar problemas de resonancia. Además, la referencia de intensidades generada por el lazo externo nunca va a tener discontinuidades por tratarse de la salida de un control PI.

[1]Estos cálculos, junto con las otras opciones de diseño de este lazo y del externo, están recogidos de manera detallada en el *script* de MATLAB indicado en el Anexo A, sección A.1.

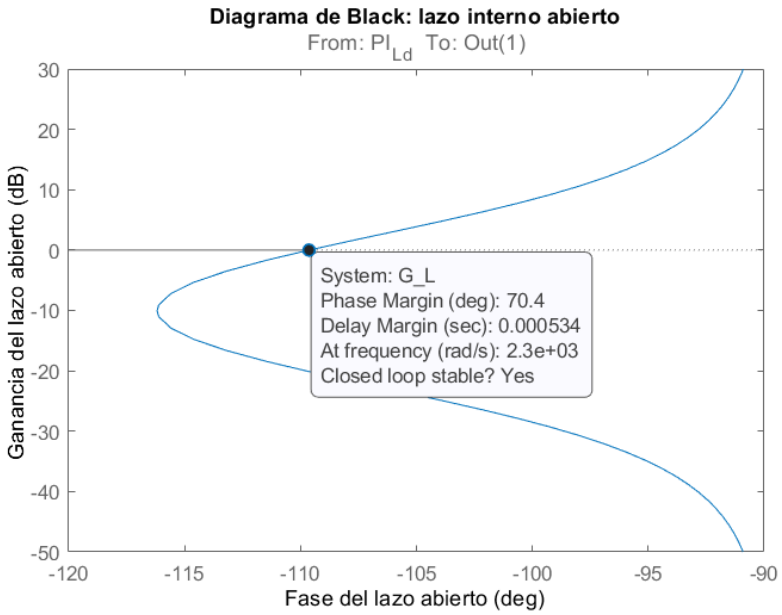


Figura 4.6: Diagrama de Black del lazo interno abierto

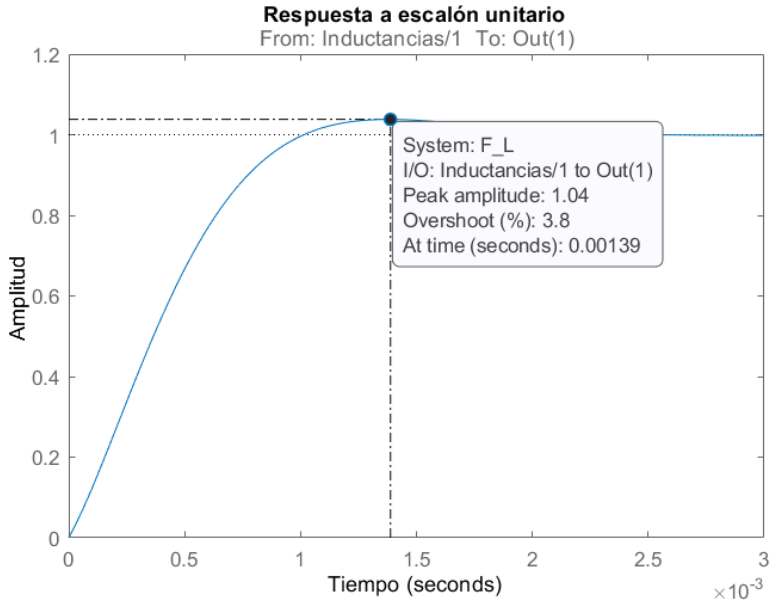


Figura 4.7: Respuesta a escalón unitario del lazo interno cerrado

```
F_lazo_int_cerrado_matrix =

  From input "Desacoplo C/1" to output...
                    1047 s + 9e06
   Inductancias/1:  -------------
                    s^2 + 3333 s

   Inductancias/2:  0

  From input "Desacoplo C/2" to output...
   Inductancias/1:  0

                    1047 s + 9e06
   Inductancias/2:  -------------
                    s^2 + 3333 s
```

Figura 4.8: Funciones de transferencia del lazo interno cerrado

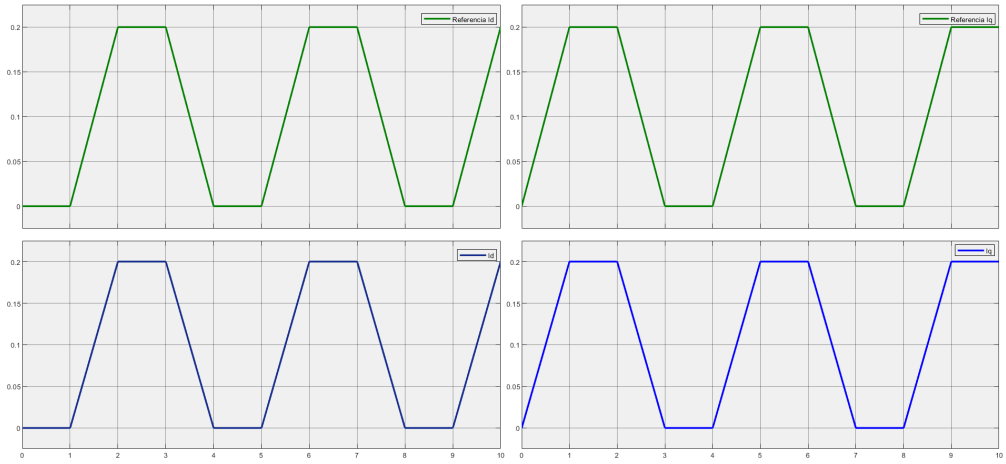


Figura 4.9: Seguimiento de referencia del control del lazo interno. Izda-arriba: i_d^{REF}; izda-abajo: i_d; dcha-arriba: i_q^{REF}; dcha-abajo: i_q.

Control del lazo externo

Para conocer el comportamiento de la planta completa del lazo externo, estando esta formada por el lazo interno seguido del modelo de los condensadores, se emplea la herramienta *linearize* (Figura 4.10). Se comprueba que las dos fases están desacopladas y que ambas plantas son idénticas, lo que permite diseñar el mismo control para los dos ejes.

```
P_lin_tf =

  From input "PI_C_d" to output...
                1.457e07 s + 1.253e11
   vd:  ---------------------------------------
        s^3 + 4381 s^2 + 9.005e06 s + 1.059e07

   vq:  0

  From input "PI_C_q" to output...
   vd:  0

                1.457e07 s + 1.253e11
   vq:  ---------------------------------------
        s^3 + 4381 s^2 + 9.005e06 s + 1.059e07
```

Figura 4.10: Funciones de transferencia de la planta completa del lazo externo

La Figura 4.11 muestra el diagrama de Black de la función de transferencia de la planta. Se observa que presenta un margen de fase de $-6,82\,^\circ$ para la frecuencia $w_o = 5130\,\text{rad/s}$. Aunque no está indicado en la Figura por falta de espacio el margen de ganancia es de -3,85 dB para la frecuencia $w_o = 4290\,\text{rad/s}$.

La complejidad de la planta resultante elimina la posibilidad de realizar un diseño analítico del control PI. Además, como se aprecia en el diagrama de Black, tanto el margen de fase como el margen de cruce son muy pequeños, lo que implica que manipular uno puede generar inestabilidades por la reacción en el otro. Tras probar varios métodos (mediante margen de fase, mediante margen de ganancia y por retraso del control integral) se decide calcular sus parámetros a partir de la velocidad de cruce y el retraso del control integral deseados. Fijándolos a $w_o = 1800\,\text{rad/s}$ y $fase_{PI} = -10\,^\circ$ se obtiene la respuesta a escalón unitario del lazo cerrado (Figura 4.12) y el diagrama de Black del lazo abierto (Figura 4.13).

El margen de fase resultante es amplio y el de ganancia es en principio suficiente aunque podría modificarse en caso de necesitar aumentarlo al integrar el control en el prototipo. Además, la respuesta a escalón unitario presenta un tiempo de establecimiento rápido, cercano a 5 ms. En la Figura 4.14 se puede apreciar cómo el

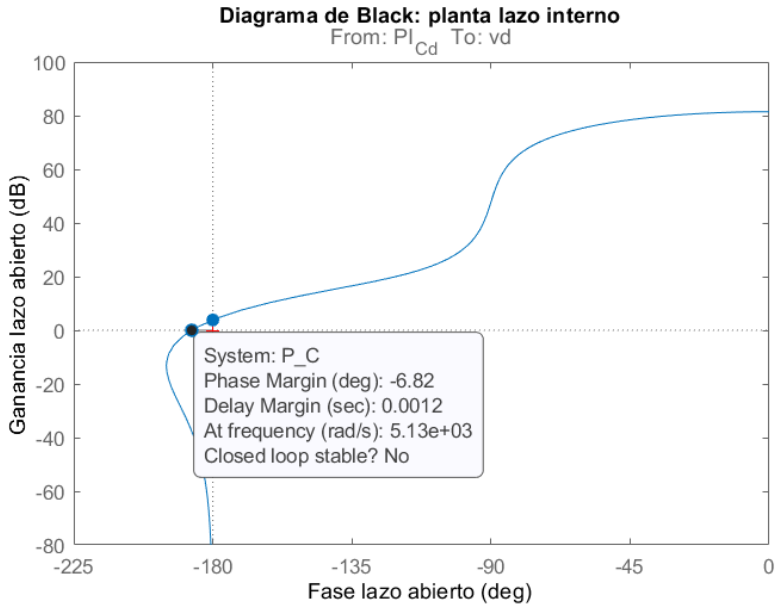


Figura 4.11: Diagrama de Black de la planta completa del lazo externo

control es capaz de seguir la referencia muy rápidamente y sin error de seguimiento en régimen permanente, mientras que la Figura **??** muestra el comportamiento del lazo interno en la misma simulación.

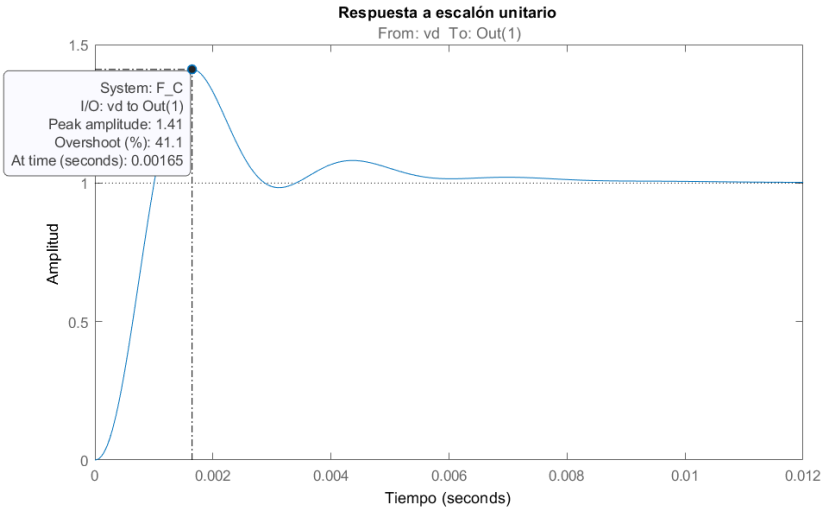


Figura 4.12: Respuesta a escalón unitario del lazo externo cerrado

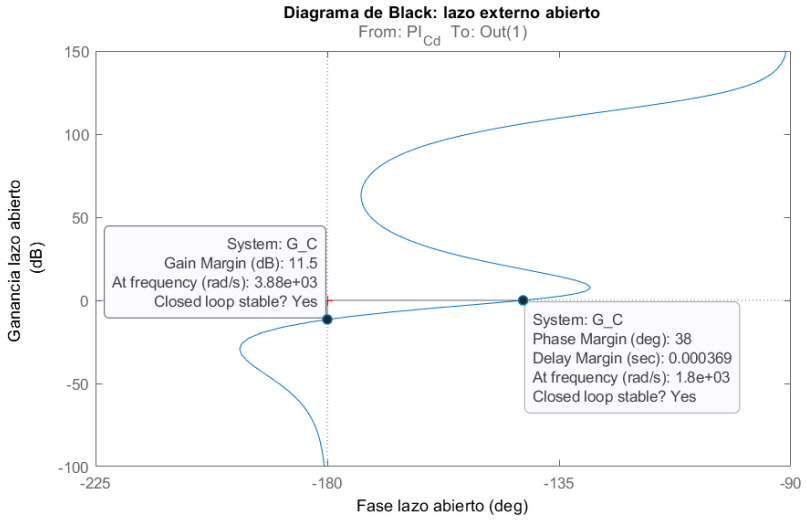


Figura 4.13: Diagrama de Black del lazo externo abierto

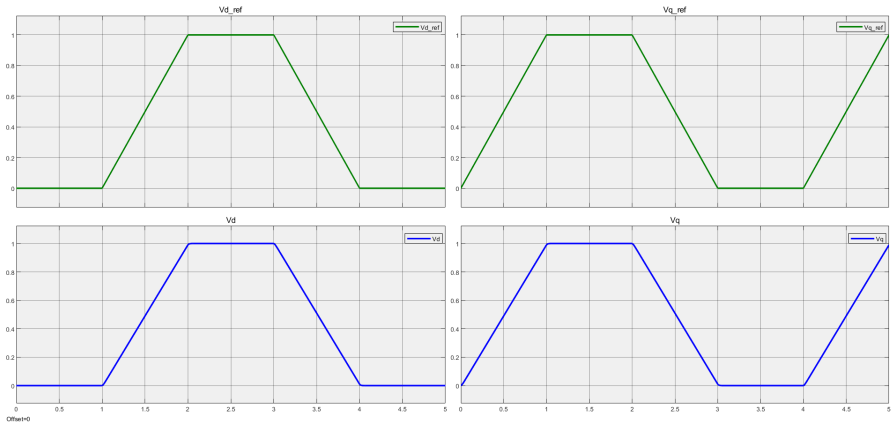


Figura 4.14: Seguimiento de referencia del control del lazo externo. Izda-arriba: v_d^{REF}; izda-abajo: v_d; dcha-arriba: v_q^{REF}; dcha-abajo: v_q.

4.3.5. Diagrama completo del diseño de controles en Simulink

El esquema completo del programa de Simulink de diseño de los controles se muestra en la Figura 4.16. Se ha añadido el modelado de una carga a la salida para poder obtener el valor de i_{dq}^0. En el prototipo real no se dispone de esta lectura pero aquí se utiliza para comprobar cuánto influye por si en el futuro se pudiera integrar. Realmente no es estrictamente necesaria porque i_d^0 e i_q^0 se pueden modelar como perturbaciones, las cuales son eliminadas por completo por el control integral, pero

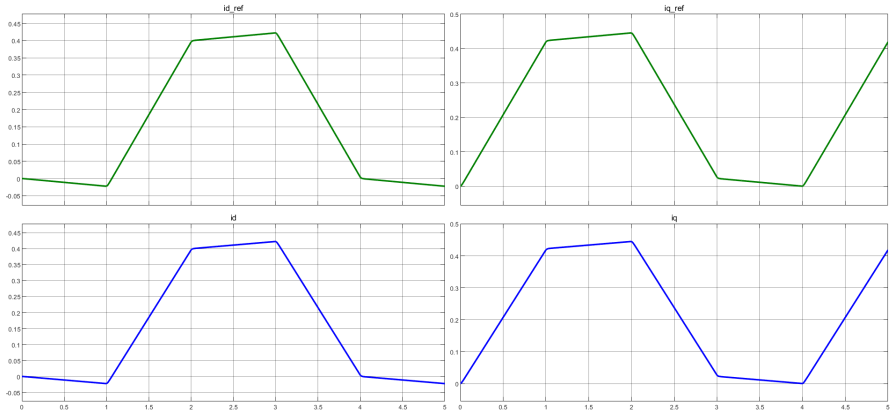


Figura 4.15: Seguimiento de referencia del control del lazo interno al simular el comportamiento del externo. Izda-arriba: i_d^{REF}; izda-abajo: i_d; dcha-arriba: i_q^{REF}; dcha-abajo: i_q.

teóricamente deberían mejorar la rapidez del mismo.

También se incluye en la Figura 4.17 el programa de Simulink completamente desarrollado, sin utilizar subsistemas. Algunas conexiones se han realizado con etiquetas para mejorar la visualización del esquema.

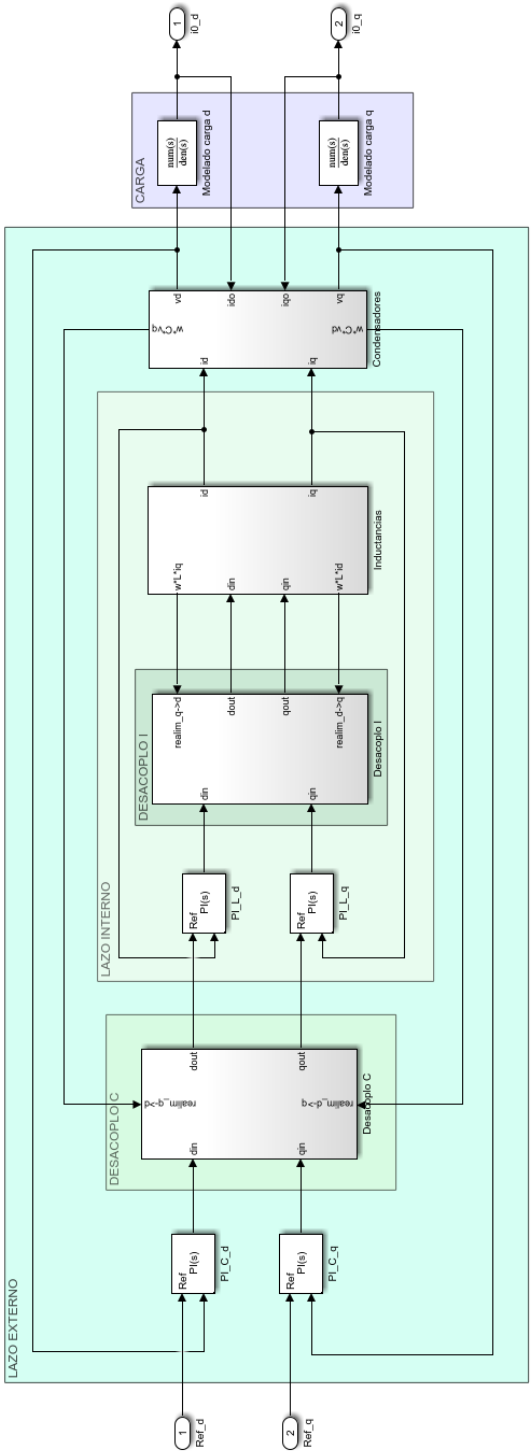


Figura 4.16: Esquema completo de Simulink para el diseño de los controles

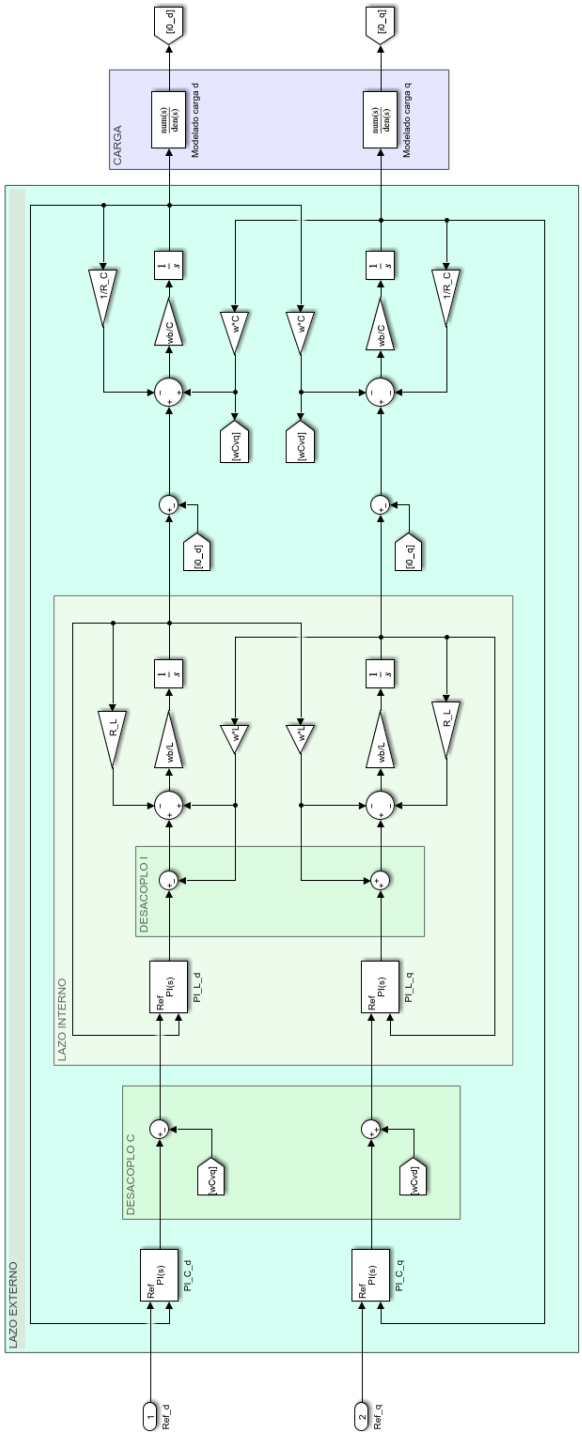


Figura 4.17: Modelado completo de las plantas y sistema de control

4.4. Modelado en *Simscape*

Para simular el comportamiento del filtro junto con el control se emplea la herramienta *Simscape* de Simulink para representar el conjunto inversor-filtro-carga, aunque para evitar problemas producidos por el modelo del inversor en un primer momento se sustituye por una fuente de tensión alterna controlada. Este diagrama se muestra en la Figura 4.18. Como carga trifásica se emplea una resistencia de $20\,\Omega$ en serie con una inductancia de 10 mH en cada fase, con conexión en estrella.

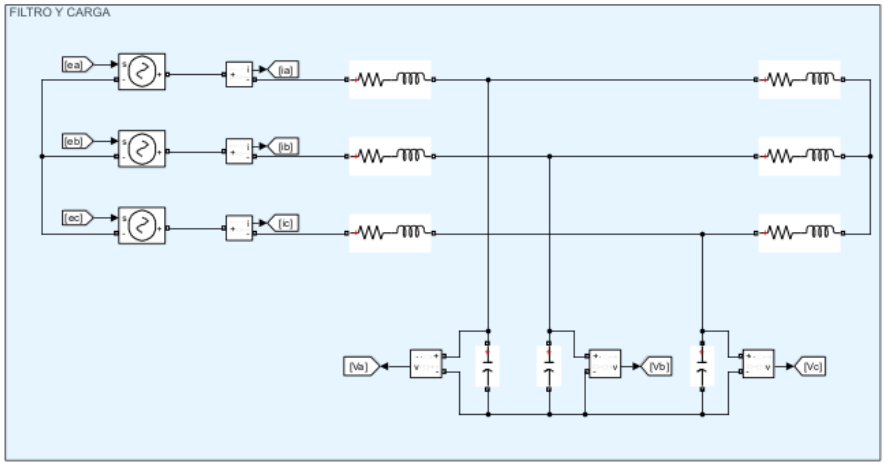


Figura 4.18: Modelado con *Simscape* del filtro y la carga

El sistema de control está representado en la Figura 4.19. El paso de ejes *abc* reales a ejes *dq* en unitarias se realiza con módulos similares al mostrado en la Figura 4.20. La referencia de ángulo del bloque de la transformada de Park se genera mediante una rampa de pendiente wt, donde w es la frecuencia de la referencia.

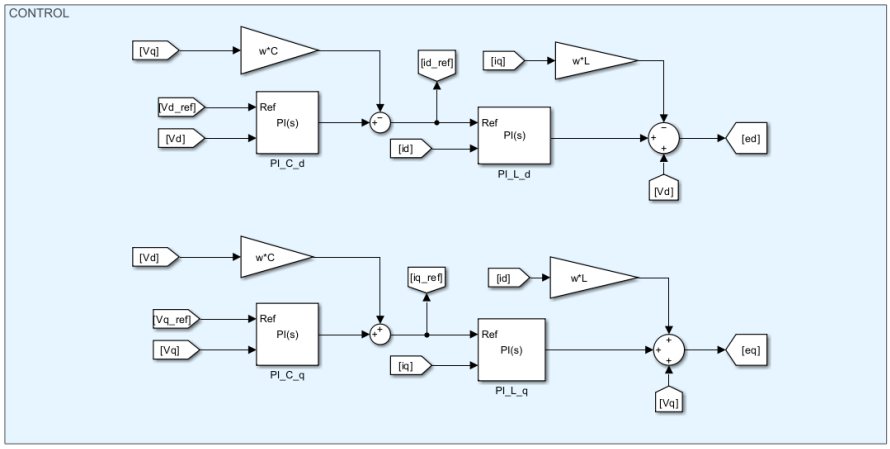


Figura 4.19: Sistema de control para el modelo de *Simscape*

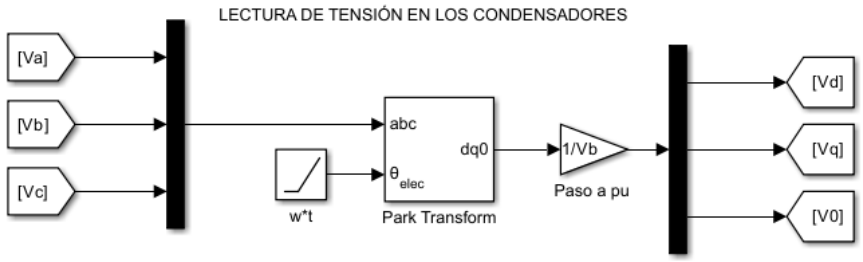


Figura 4.20: Transformada de Park y paso a *pu* para el modelo de *Simscape*

4.4.1. Simulación

Todas las figuras de esta sección están organizadas de la siguiente manera: izda-arriba: magnitud de referencia del eje d; izda-abajo: magnitud real del eje d; dcha-arriba: magnitud de referencia del eje q; dcha-abajo: magnitud real del eje q.

Referencia constante

Este ensayo permite apreciar el detalle del seguimiento a un escalón en la referencia. La Figura 4.21 muestra el comportamiento del lazo externo frente a la referencia pedida por el usuario y la Figura 4.24 el del lazo interno frente a la referencia generada por el externo.

Referencia variable

Las figuras 4.23 y 4.24 muestran el comportamiento de los lazos externo e interno respectivamente ante una referencia $v_d q^{REF}$ cuyo valor sigue una secuencia

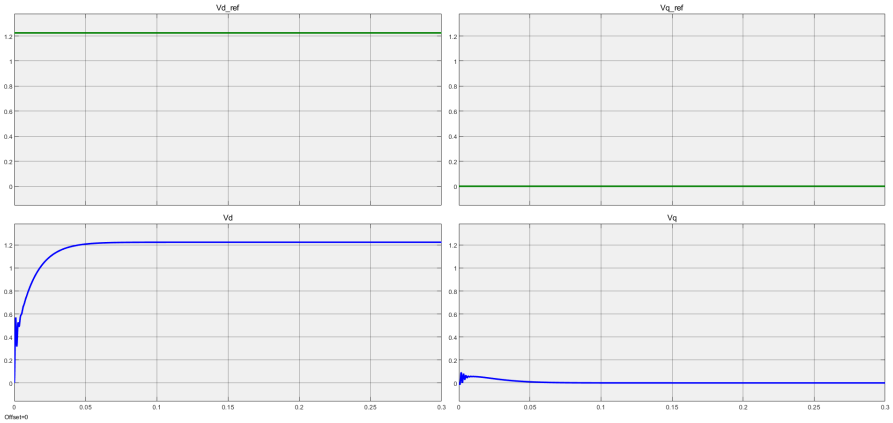


Figura 4.21: Seguimiento de referencia de las tensiones v_{dq} para valor v_{dq}^{REF} constante.

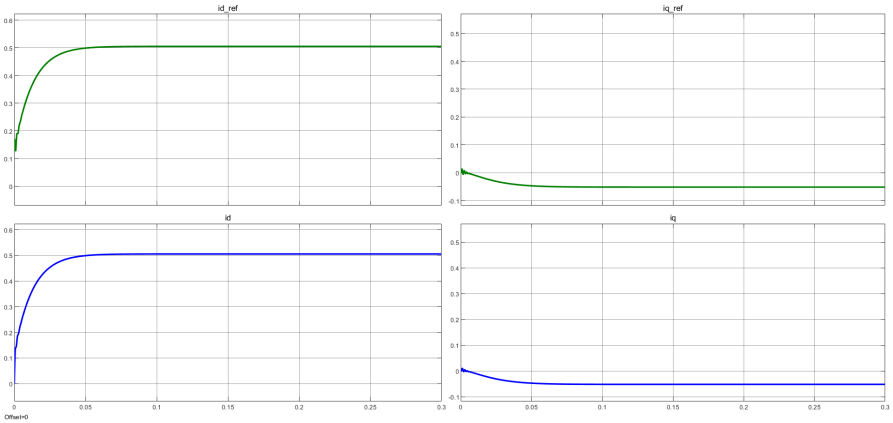


Figura 4.22: Seguimiento de referencia de las intensidades i_{dq} para valor i_{dq}^{REF} generado por el lazo externo ante referencia v_{dq}^{REF} constante.

similar a la empleada en los ensayos del prototipo.

4.5. Incorporación del modelado del inversor en *Simscape*

La Figura 4.25 muestra el modelo de inversor y generador de PWM de *Simscape* incorporado al programa de Simulink.

La Figura 4.26 muestra el resultado de la misma simulación para referencia V_{dq} variable que en el apartado anterior. Se comprueba cómo el control sigue siendo capaz de alcanzar la referencia rápidamente y sin error de seguimiento en régimen

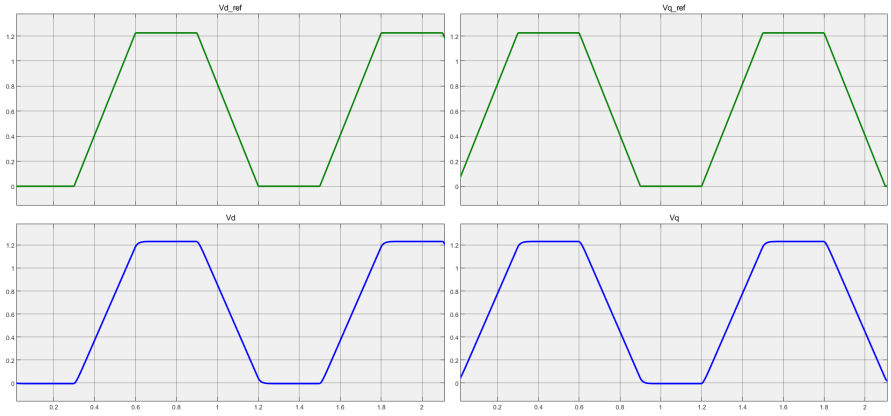


Figura 4.23: Seguimiento de referencia de v_d y v_q para valores v_d^{REF} y v_q^{REF} variables.

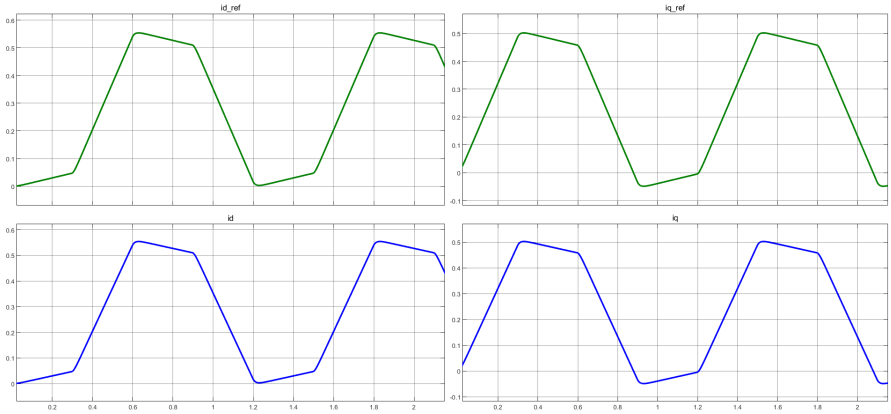


Figura 4.24: Seguimiento de referencia de i_d e i_q para valores v_d^{REF} y v_q^{REF} variables, producidos por el lazo externo.

permanente, aunque surgen ruidos producidos por la conmutación de los transistores del inversor.

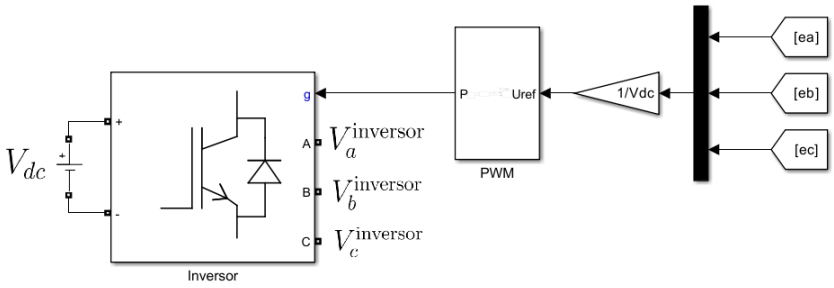


Figura 4.25: Modelo de *Simscape* del inversor y generador de PWM añadido al programa de Simulink.

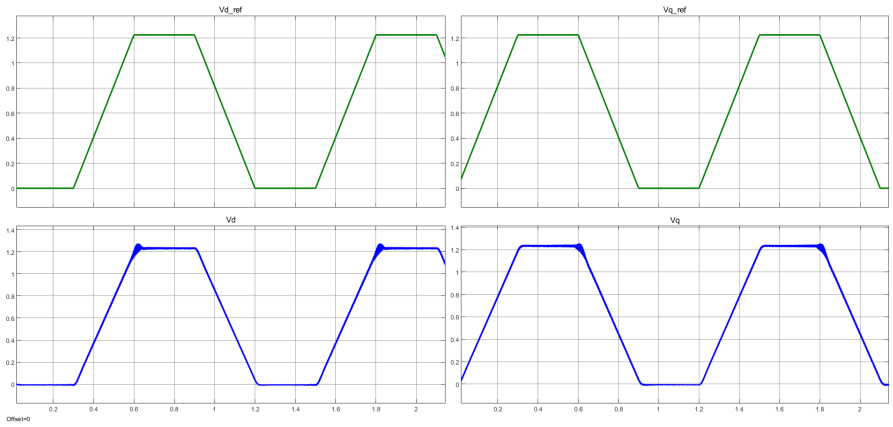


Figura 4.26: Seguimiento de referencia de v_d y v_q para valores v_d^{REF} y v_q^{REF} variables, con el inversor modelado mediante *Simscape*.

Capítulo 5

Realimentación de tensiones

Para poder realizar el control de tensiones es necesario realimentar las mismas desde la salida del filtro hasta la entrada de los ADC del microcontrolador. Para que esto funcione correctamente se deben cumplir dos requisitos:

1. Las señales de entrada al microcontrolador deben estar comprendidas entre 0 y $3,3\,\mathrm{V}$, por ser estos los límites teóricos de entrada a los ADC.

2. Debe haber aislamiento galvánico entre el filtro y la entrada al microcontrolador. Aunque no es estrictamente necesario para el correcto funcionamiento del sistema de control, sí que es recomendable porque evita juntar dos tierras que están a diferente tensión, dado que el neutro del filtro tiene una cierta tensión media respecto a la tierra del microcontrolador.

5.1. Etapas de la realimentación

5.1.1. Amplificador con aislamiento galvánico

La primera etapa diseñada, por ser la más restrictiva, es la del aislamiento galvánico. Tras varias pruebas se decidió utilizar el amplificador AMC330-Q1 [8] que, aparte del aislamiento galvánico, incorpora un transformador DC/DC adaptado para generar la tensión de referencia del lado conectado al filtro LC, necesaria para el funcionamiento en modo nominal, requiriendo únicamente la conexión a una fuente de tensión de 3,3 V en el lado del microprocesador. Esto es conveniente porque el microcontrolador tiene una salida de tensión de precisamente 3,3 V, evitando así el uso de otro conversor DC/DC. Además, presenta entrada y salida diferenciales.

La *datasheet* del componente informa de que en condiciones nominales (tensión del lado de baja de $3,3\,\mathrm{V}$) la ganancia del amplificador es de $G = 2$. En la página

23 [8] se muestra un circuito de ejemplo (Figura 5.1) para un uso muy similar al de este trabajo, por lo que se decidió probarlo en una *protoboard* para comprobar si efectivamente era válido para el prototipo.

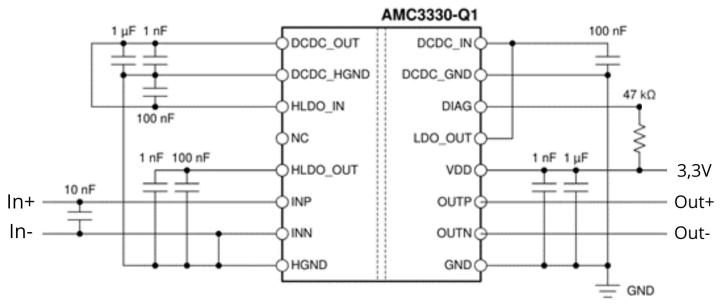


Figura 5.1: Circuito propuesto para AMC3330-Q1

Se montó el circuito propuesto en la *protoboard* alimentando tanto la tensión continua de referencia como la entrada de alterna con las fuentes de tensión del laboratorio, obteniéndose los resultados de las Figuras 5.2 y 5.3. En la primera no se ve el Canal 1 porque el Canal 2 está superpuesto, pero ambos tienen valores similares.

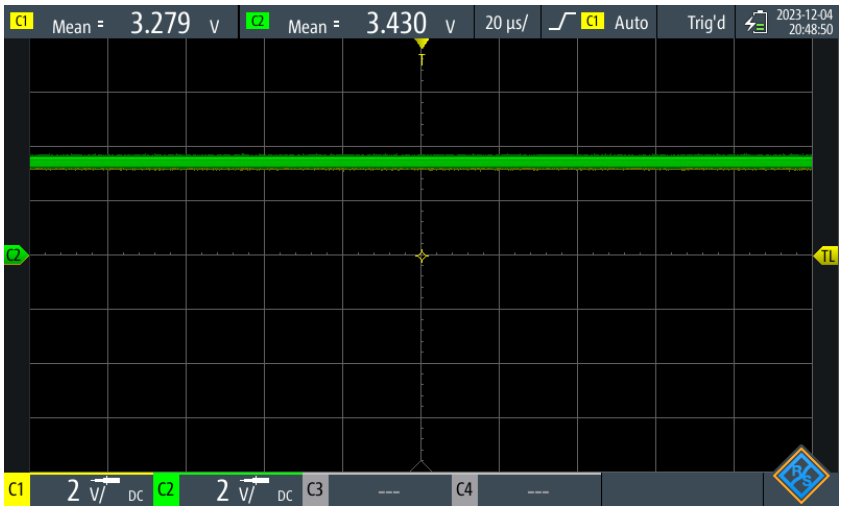


Figura 5.2: Prueba en *protoboard* del DC/DC integrado del AMC3330-Q1. C1: tensión del lado del microcontrolador; C2: tensión del lado de medida en el filtro

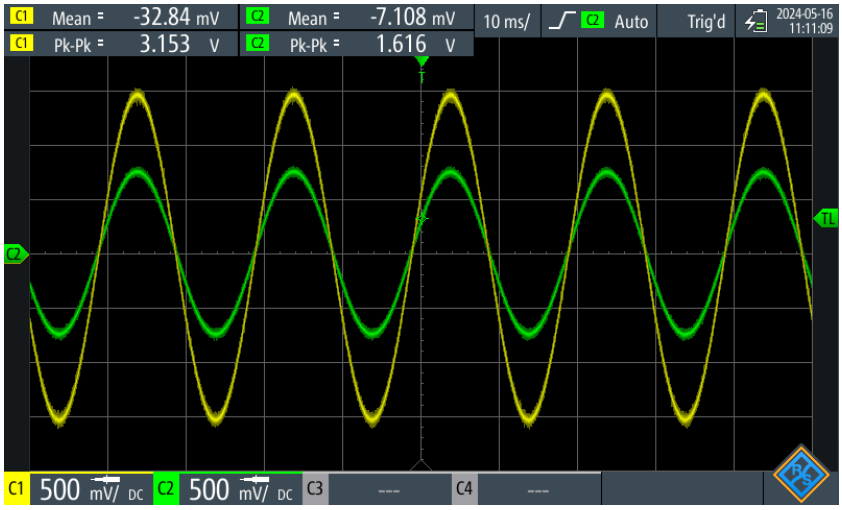


Figura 5.3: Prueba en *protoboard* de la amplificación diferencial del AMC3330-Q1. C1: salida ($Out^+ - Out^-$); C2: entrada ($In^+ - In^-$)

En la Figura 5.2 se comprueba que el funcionamiento del DC/DC es correcto (3,28 V/3,43 V frente a los 3,3 V/3,5 V teóricos de la *datasheet*). En la 5.3 se observa que la amplificación es de $3,15/1,62 = 1,94$, muy similar también al valor teórico $G = 2$.

5.1.2. Elevación del valor medio

Primera opción: ISL21080-15

Para obtener el máximo provecho al rango de entrada de los ADC del microcontrolador se propone subir el valor medio de la tensión desde 0 V hasta alrededor de 1,5 V. Como primera opción se prueba la referencia de tensión ISL21080-15 [13], la cual genera una referencia de 1,5 V.

Tras añadirle un condensador de tántalo se alimenta con tensión de 3,3 V por ser esta la generada por el microcontrolador. Se obtiene la salida mostrada en la Figura 5.4, en la que se comprueba que la generación de la referencia es bastante precisa.

Para sumar este valor medio a la salida del AMC3330-Q1 se propone como primera opción un circuito sumador no inversor típico, formado por un amplificador operacional MCP6002 y cuatro resistencias de 1 kΩ. Esta configuración se muestra en la Figura 5.5. En la entrada V_{ref} se conecta la salida del ISL21080-15, y en la V_+ la borna positiva de la fuente de tensión alterna del laboratorio, simulando así la salida del AMC3330-Q1. La negativa se conecta a tierra. Esto puede presentar problemas al tener el AMC3330-Q1 una salida diferencial, pero para comprobar

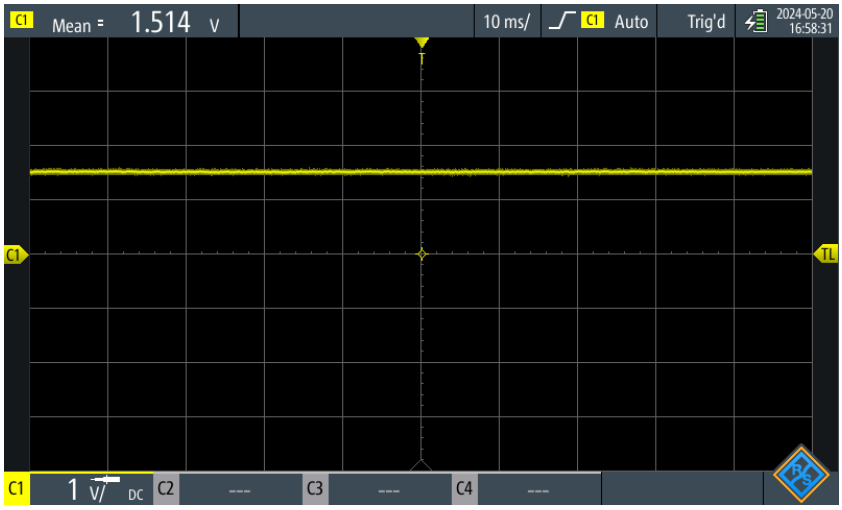


Figura 5.4: Prueba en *protoboard* de la referencia de tensión ISL21080-1,5

el funcionamiento del elevador de tensión es válido. Después se modificará el circuito para adaptarse a esta salida diferencial. En el osciloscopio (Figura 5.6) se comprueba que el circuito tiene ganancia unidad y además añade el valor medio de tensión deseado.

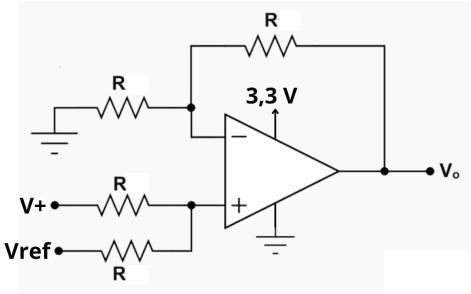


Figura 5.5: Primera propuesta para el circuito sumador. $R = 1\,\mathrm{k}\Omega$.

Como se ha mencionado anteriormente el circuito sumador propuesto inicialmente no es apto para este caso en particular por tener el AMC3330-Q1 una salida diferencial. En la Figura 5.7 se aprecia cómo las salidas no diferenciales ($Out^+/Tierra$ y $Out^-/Tierra$) presentan un valor medio bastante molesto, puesto que aunque en el caso mostrado se aproxime a los 1,5 V buscados realmente

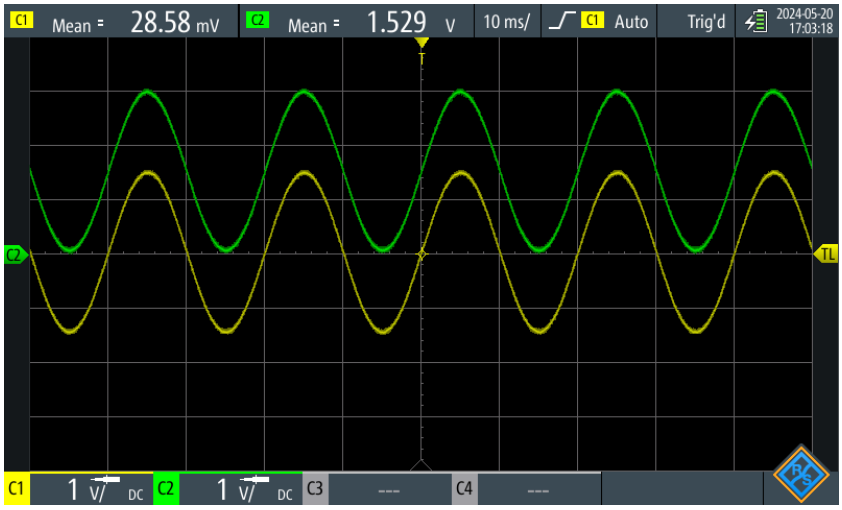


Figura 5.6: Prueba en *protoboard* del circuito elevador de tensión con ISL21080 y MCP6002. C1: entrada de tensión alterna de la fuente del laboratorio; C2: salida

varía mucho según el valor diferencial de la entrada.

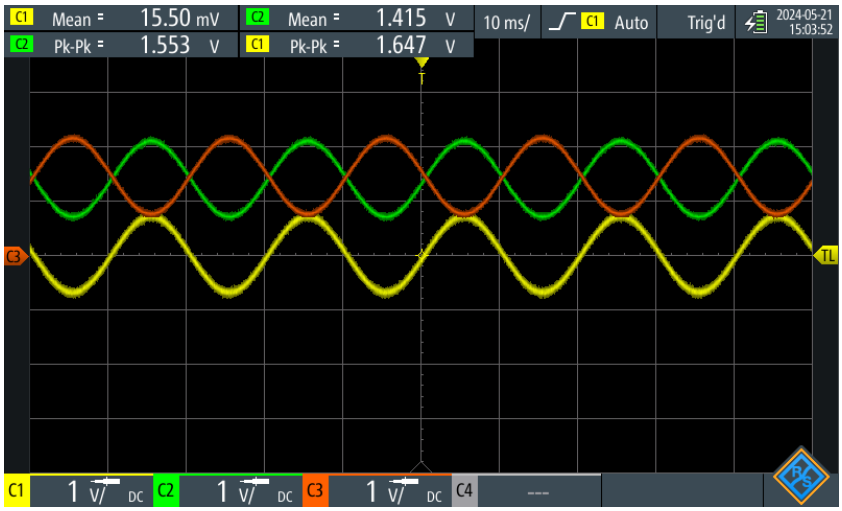


Figura 5.7: Prueba en *protoboard* del AMC3330-Q1. C1: entrada de tensión alterna de la fuente del laboratorio; C2: tensión $Out^+/Tierra$; C3: tensión $Out^-/Tierra$

Para evitar ese valor medio se necesita utilizar la salida diferencial del amplificador AMC3330-Q1, es decir Out^+/Out^-. Se propone el circuito mostrado en la Figura 5.8. V_{ref} se refiere a la referencia de 1,5 V, V^+ a la salida Out^+ del AMC3330-Q1, y V^- a la salida Out^- del mismo dispositivo. El amplificador operacional utilizado sigue siendo el MCP6002.

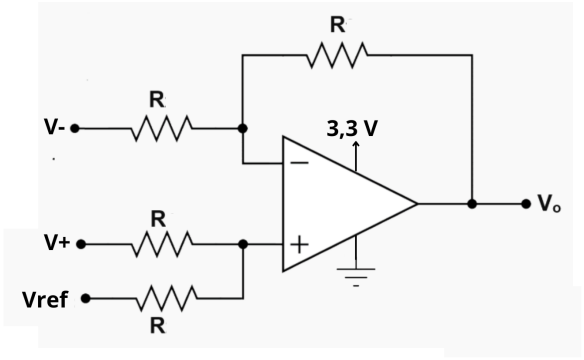


Figura 5.8: Etapa elevadora del valor medio de tensión. $R = 1\,\mathrm{k}\Omega$.

Resolviendo el circuito aplicando las propiedades de los amplificadores operacionales con realimentación negativa (tensión idéntica en ambos bornes de entrada e intensidad nula en los mismos) se obtiene la relación $V_o = V_{ref} + [V^+ - V^-]$, donde V_o está referida a la misma tierra a la que está conectada la alimentación del MCP6002. Esto es lo buscado, elevación del valor medio de tensión sin modificación de la amplitud.

Se prueba en la *protoboard* el conjunto formado por el AMC3330-Q1 y el MCP6002, utilizando una fuente de tensión del laboratorio para generar la referencia $V_{ref} = 1,5\,\mathrm{V}$. Como entrada al amplificador con aislamiento galvánico se emplea el generador de tensión alterna. El resultado se muestra en la Figura 5.9. Se puede comprobar cómo la amplitud de la entrada se duplica y además se le añade un valor medio de 1,5 V.

Al integrar al circuito anterior el generador de referencia de tensión ISL21080-15 se encuentra un problema (Figura 5.10). Se observan picos de tensión en todas las medidas cada vez que el valor de la entrada cambia de signo. En la datasheet se encuentra el motivo (Figura 5.11): el componente no está diseñado para aplicaciones en las que la corriente cambia de signo durante el funcionamiento.

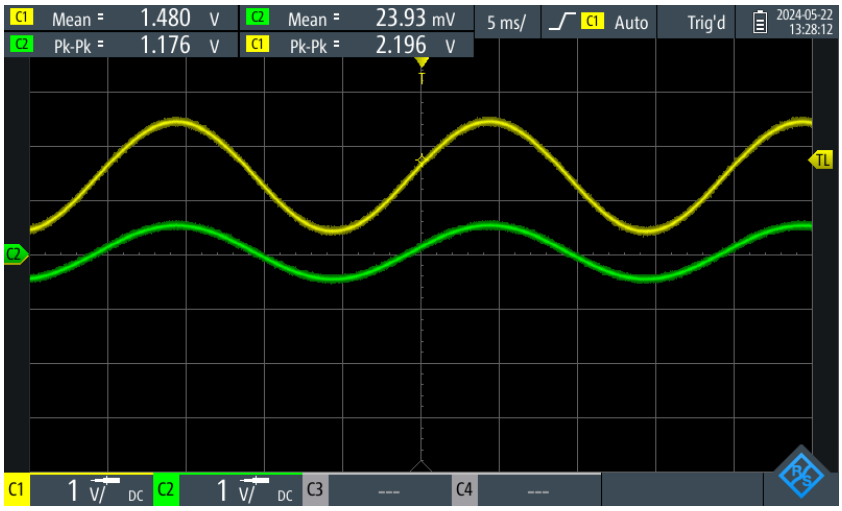


Figura 5.9: Prueba en *protoboard* del conjunto formado por el AMC3330-Q1 y el circuito sumador no inversor basado en el MCP6002. Referencia de 1,5 V de fuente de tensión. C1: salida del MCP6002; C2: entrada diferencial al AMC3330-Q1

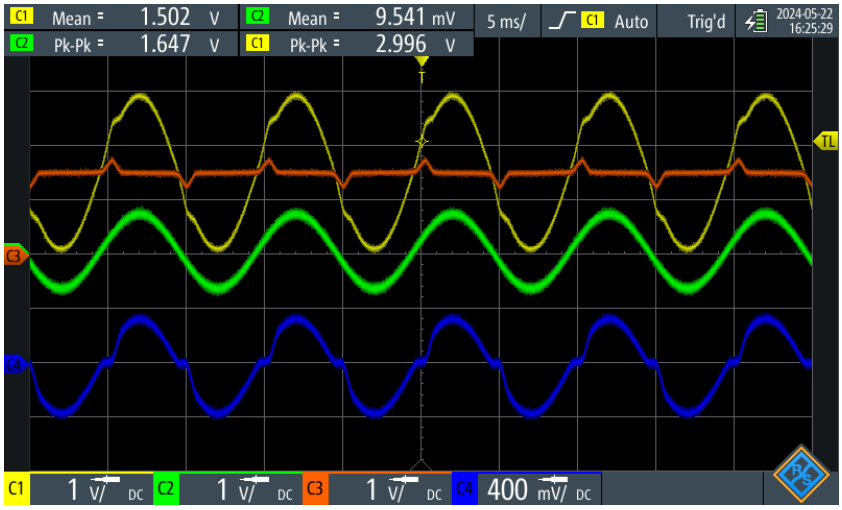


Figura 5.10: Prueba en *protoboard* del conjunto formado por el AMC3330-Q1 y el circuito sumador no inversor basado en el MCP6002. Referencia de 1,5 V generada por ISL21080-15. C1: salida del MCP6002; C2: entrada diferencial al AMC3330-Q1; C3: referencia de 1,5 V; C4: caída de tensión en resistencia R entre el ISL21080-15 y el MCP6002

Output Impedance vs Load Current

The normal operation of the ISL21080 is to "source current" at a specific reference voltage. This part is not suitable for applications resulting in the output having to simultaneously source and sink load currents, as it is a nano-powered part. This can occur if the voltage reference is used in a bi-directional filter resulting in output currents having to both source and sink. In an event where such currents are applied, at every zero crossing, the part becomes unstable and generates voltage spikes as shown in Figure 39 (blue trace). The output impedance due to these voltage spikes is much larger (Figure 40) than if the voltage reference is only sourcing (Figure 41) or only sinking (Figure 42). Notice in Figure 41 and Figure 42, there is a direct correlation between the output impedance vs load current.

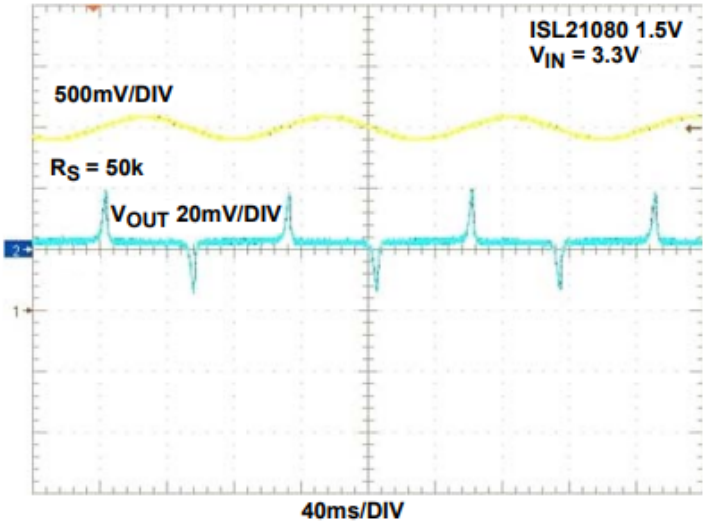


FIGURE 39. OUTPUT VOLTAGE SPIKES CAUSED BY SOURCING AND SINKING OUTPUT LOAD CURRENTS AT ZERO CROSSING

Figura 5.11: *Datasheet* del ISL21080, Figura 39 [13]. Explicación de los fallos producidos en la salida del componente al exigirle corrientes con signo variable

Opción definitiva: divisor resistivo

Se sustituye el ISL21080-15 por un divisor de tensión seguido por un *buffer* basado en el MCP6002. También se conecta un condensador en paralelo con la resistencia del divisor que está conectada a tierra para eliminar ruidos. El circuito se muestra en la Figura 5.12.

El divisor de tensión está formado por dos resistencias idénticas en serie, conectadas entre la referencia de 3,3 V del microprocesador y la tierra del mismo. Son de precisión y tienen un valor de 1130 Ω cada una para evitar consumir demasiada corriente del microcontrolador, puesto que este además debe ser capaz de alimentar a los MCP6002 y a los AMC3330-Q1. Esto permite obtener una referencia de tensión teórica de 1,65 V, pero que en la práctica será algo más baja porque la referencia de 3,3 V del microcontrolador realmente está más cerca de 3,2 V.

Como condensador se emplea uno de 10 nF. Su única finalidad es reducir el posible ruido introducido por la fuente.

La etapa del sumador no inversor se mantiene igual que en la Figura 5.8. Tras sustituir el ISL21080-15 por la nueva etapa se repite la prueba de la Figura 5.10, pero esta vez las ondas obtenidas son perfectamente senoidales y el valor medio sube a 1,6 V.

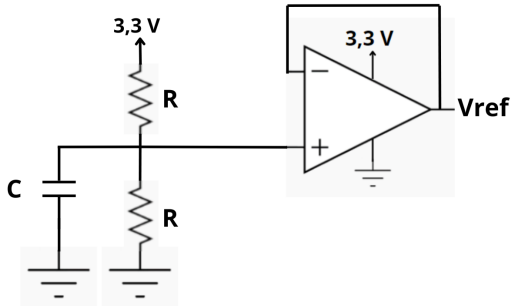


Figura 5.12: Circuito generador de referencia de tensión definitivo. $R = 1130\,\Omega$ y $C = 10\,\text{nF}$

5.1.3. Divisor resistivo

La conexión entre una fase del filtro LC y la entrada a su correspondiente amplificador con aislamiento galvánico AMC3330-Q1 requiere una etapa intermedia que reduzca significativamente la amplitud.

La máxima salida esperada en una fase del filtro es de 16,9 V de tensión de pico. Como la entrada al microprocesador tiene un rango cercano a los 3 V (0 V a 3,3 V en la teoría pero más reducido en la práctica) y en condiciones nominales el AMC3330-Q1 presenta una ganancia $G = 2$, se diseña el divisor resistivo buscando que la máxima tensión de pico a la salida del mismo sea de 0,75 V.

Divisor resistivo de dos resistencias

Teniendo en cuenta el diseño del divisor de la Figura 5.13, se calcula que para que el divisor cumpla el objetivo propuesto se requiere $R_1 = 21,5R_2$. La Figura 5.14 muestra el funcionamiento del conjunto divisor/AMC3330-Q1 para $R_1 = 20\,\text{k}\Omega$ y $R_2 = 1\,\text{k}\Omega$. También se prueba con los valores $R_1 = 2\,\text{k}\Omega$ y $R_2 = 100\,\Omega$ (Figura 5.15). La onda de entrada se genera con la fuente de tensión alterna del laboratorio, y las tensiones de referencia del amplificador con la fuente de continua.

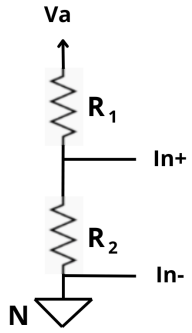


Figura 5.13: Divisor de tensión conectado a la salida de una de las fases. In^+ e In^- representan la conexión a las entradas positiva y negativa del AMC3330-Q1, respectivamente. V_a es la tensión entre el condensador y el neutro N de la fase a del filtro LC

Como las dos opciones funcionan aparentemente bien (con condiciones ideales de la fuente de tensión de entrada) se escoge la segunda, $R_1 = 2\,\text{k}\Omega$ y $R_2 = 100\,\Omega$, dado que permite extraer más corriente de la fase. Aplicando la ley de Ohm se obtiene que la máxima corriente que puede circular por el divisor es de 8 mA, despreciable frente a las corrientes de fase típicas producidas por este inversor.

Más adelante, ya con el circuito completo soldado, se descubre que esta configuración del divisor resistivo no es óptima. En la sección 5.2.2 se sustituye por otra más robusta.

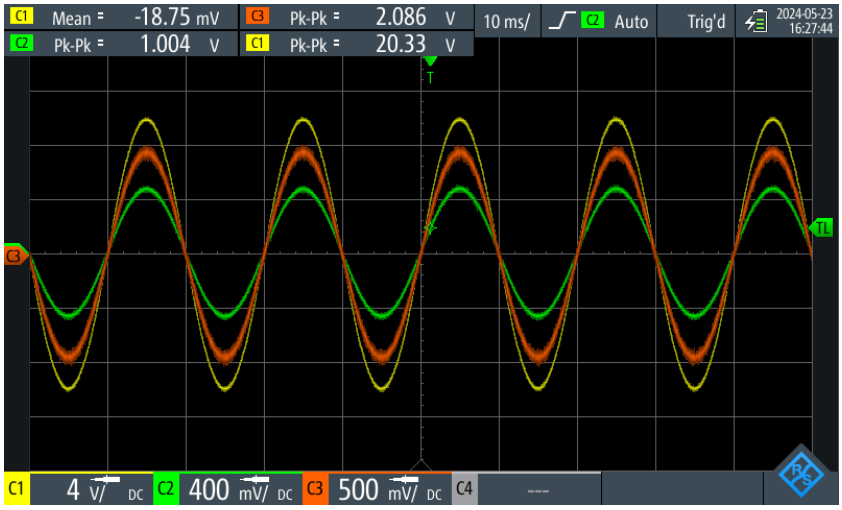


Figura 5.14: Prueba en *protoboard* del conjunto divisor/AMC3330-Q1 para $R_1 = 20\,\text{k}\Omega$ y $R_2 = 1\,\text{k}\Omega$. C1: entrada de alterna; C2: salida del divisor; C3: salida del AMC3330-Q1

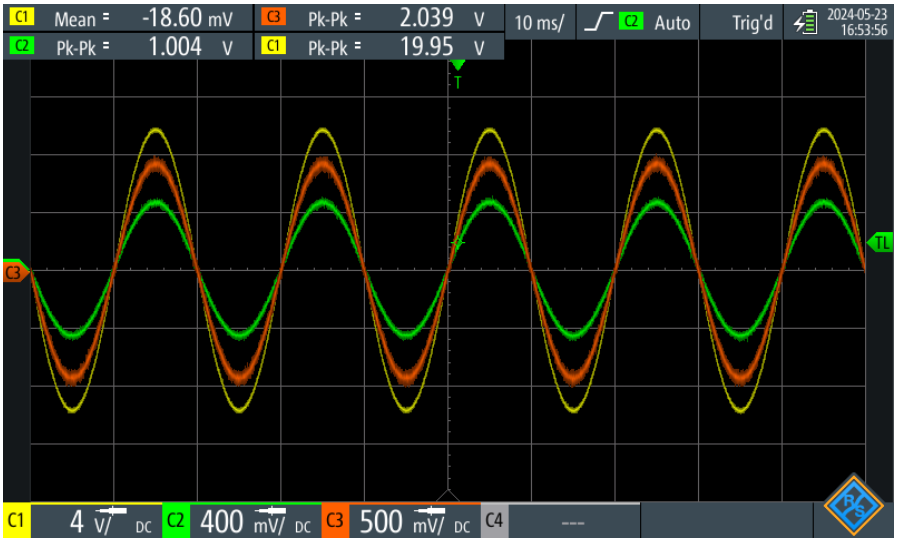


Figura 5.15: Prueba en *protoboard* del conjunto divisor/AMC3330-Q1 para $R_1 = 2\,\text{k}\Omega$ y $R_2 = 100\,\Omega$. C1: entrada de alterna; C2: salida del divisor; C3: salida del AMC3330-Q1

5.2. Integración de las tres etapas

Para tener más fiabilidad que con una protoboard y además poder tomar medidas y modificar el circuito fácilmente, el circuito fue soldado en una placa de

puntos que se conecta a las salidas del filtro y a su vez a los puertos de entrada y de tensión del microcontrolador.

5.2.1. Conexión al microcontrolador

El microcontrolador LAUNCHXL-F28379D tiene dos buses destinados a los ADC, el J3 y el J7 (Figura 5.16 [7]). Por cómo está conectado el inversor BOOSTXL-3PhGaNInv ya utiliza los puertos ADC del bus J7 para realimentar tanto las tensiones de la salida del inversor como las intensidades de fase, lo que deja libre los del bus J3. Por comodidad se realiza la siguiente asignación:

1. V_a conectado al ADCIN3A.
2. V_b conectado al ADCIN3B.
3. V_c conectado al ADCIN3C.

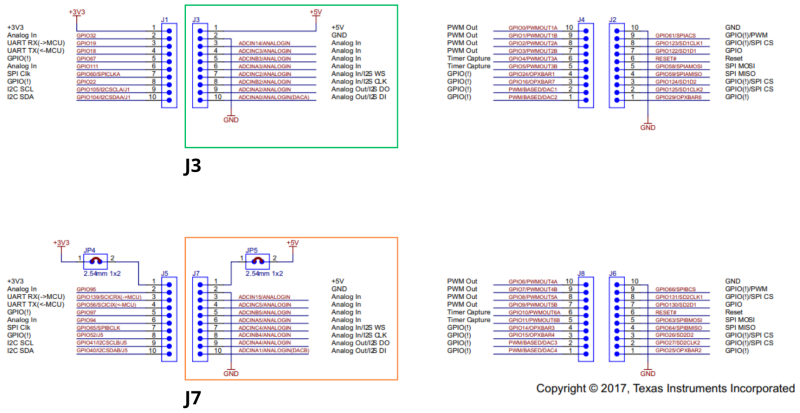


Figura 5.16: *Pinout* del microcontrolador LAUNCHXL-F28379D

La Figura 5.16 representa el *pinout* visto desde debajo de la placa. Para mayor comodidad, se muestra en la Figura 5.17 la misma planta pero vista desde arriba, dado que así coincide con el *pinout* de los buses de la placa de medidas del conjunto. En la misma imagen también se indican las referencias de 3,3 V y de tierra utilizadas, marcadas en rojo y blanco respectivamente.

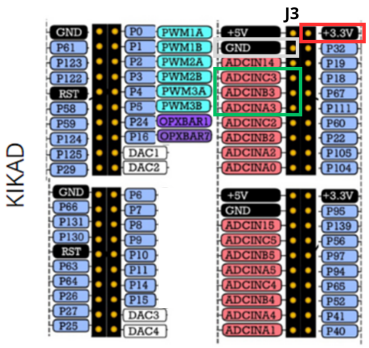


Figura 5.17: *Pinout* de la placa de medidas vista desde arriba

5.2.2. Pruebas

La Figura 5.18 muestra el circuito completo de una de las fases, con una simplificación: las conexiones de la Figura 5.1 se han obviado por claridad, representándose como un área delimitada por una línea discontinua. En el diagrama solo está presente la fase a porque las otras dos son idénticas, aunque es importante destacar que solo se utiliza un generador de referencia de tensión (Figura 5.12) para alimentar a las tres fases. Además, ya incorpora el divisor de tensión de tres resistencias a la salida del filtro, explicado en el apartado 5.2.2. Las tensiones V_a y V_a^{inversor} se miden respecto al neutro N (*lado de medida*) y las tensiones V_a^{ADC} y V_{REF} respecto a la tierra T (*lado del microcontrolador*). Además, V_a, V_a^{inversor}, V_a^{ADC}, In_a^+, In_a^-, Out_a^+ y Out_a^- tienen su equivalente en las fases b y c cambiando el subíndice indicador de la fase por el correspondiente.

La Figura 5.19 muestra la medida de las tensiones de continua de la placa: tensión de referencia de 3,3 V; tensión de referencia de 1,65V; tensión del lado de medida en el filtro del DC/DC integrado de los AMC3330-Q1. Respecto a este último se representa solo el de la fase a pero se comprueba que los tres funcionan de manera similar.

Cortocircuito interno del microcontrolador

Al conectar el filtro al inversor, cuando el USB del microcontrolador está enchufado al ordenador y se activa la fuente de 48 V de continua se produce un cortocircuito, diagnosticado por la bajada de la tensión de la fuente a 4 V. El inversor no se daña porque la corriente de la fuente está limitada.

Tras analizar el montaje del conjunto inversor/microcontrolador/placa de me-

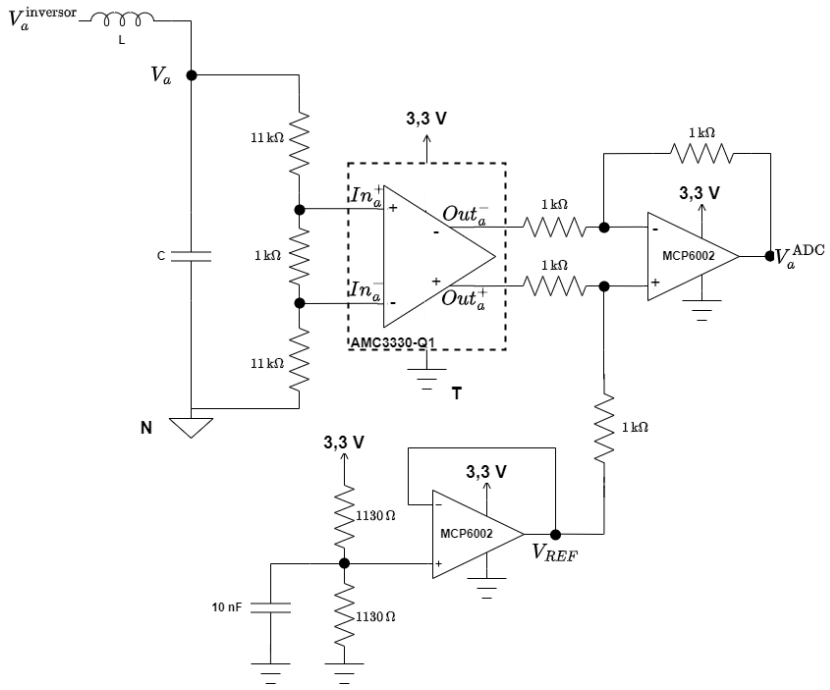


Figura 5.18: Fase a del circuito de realimentación completo. Las otras dos fases son idénticas, aunque solo se utiliza un generador de V_{REF} para alimentar a las tres.

didas se descubre que tanto la alimentación obtenida del USB como la fuente de tensión (esta mediante un DC/DC sin aislamiento situado en el inversor) están conectadas a las salidas de 3,3 V y 5 V de la placa de medidas. Esto claramente es un error, porque no solo es redundante alimentar desde dos fuentes una misma referencia de tensión sino que se está produciendo un cortocircuito en el sistema.

Se encuentra una advertencia en la *datasheet* del microcontrolador (Figura 5.20 [7]). Tras abrir la caja se ve cómo el jumper J6 está conectado, por lo que se retira y se vuelve a probar a conectar la tensión de continua, comprobándose que ya funciona y que los 5 V y 3,3 V ahora solo son alimentados por el USB.

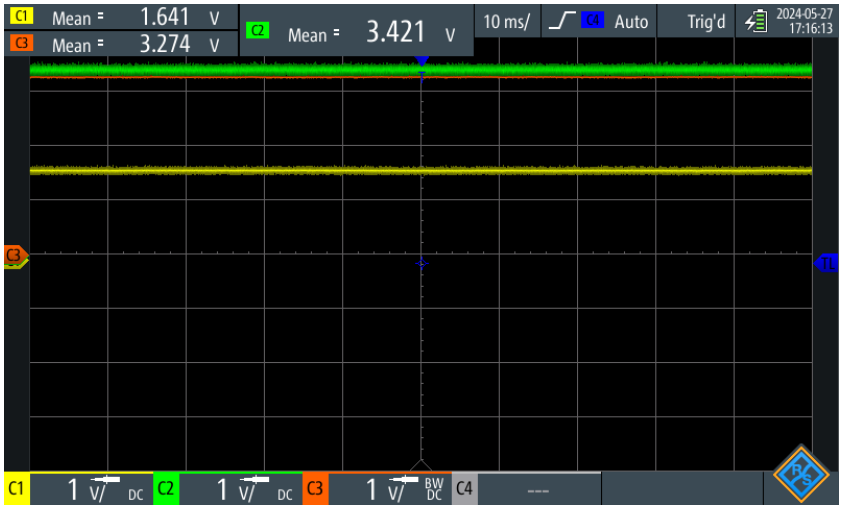


Figura 5.19: Prueba en el prototipo de las tensiones de continua de la placa. C1: V_{REF}; C2: lado de la medida en el filtro del DC/DC integrado en el AMC3330-Q1; C3: referencia de 3,3 V (microcontrolador)

CAUTION

When the jumper J6 is populated, ensure that the C2000 LaunchPad is not powered through USB. To ensure this, remove J6, or remove the JP1 and JP2 jumpers on the C2000 InstaSPIN-MOTION LaunchPad.

Figura 5.20: Advertencia en la *datasheet* del LAUNCHXL-F28379D que indica que cuando se conecta el USB al ordenador se debe desconectar el jumper J6

Cambio del divisor resistivo del filtro

Se realizan más pruebas, esta vez empleando el inversor en lazo abierto conectado a el filtro como fuente de tensión alterna. La continua se alimenta desde el microprocesador (Figura 5.17. Las Figuras 5.21 y 5.22 muestran los resultados obtenidos para $m_d = 0,5$ y $m_d = 1$ respectivamente.

Con la gráfica 5.21 se puede calcular una ganancia en el divisor de tensión de $0,941/9,176 \approx 0,103$ para un mando de $m_d = 0,5$ en lazo abierto, mientras que en la 5.22 esta ganancia es de $1,710/29,18 \approx 0,059$ con mando $m_d = 1$. El valor teórico al que se deberían asemejar es de $0,1/2,1 \approx 0,048$, lo que indica que no están funcionando correctamente. Tampoco se trata de un mal ajuste de las resistencias porque el error no es lineal, sino que es mucho mayor con tensiones bajas.

El origen de este problema puede estar en tener conectados los divisores de las tres fases directamente al neutro de los condensadores del filtro. Se decide

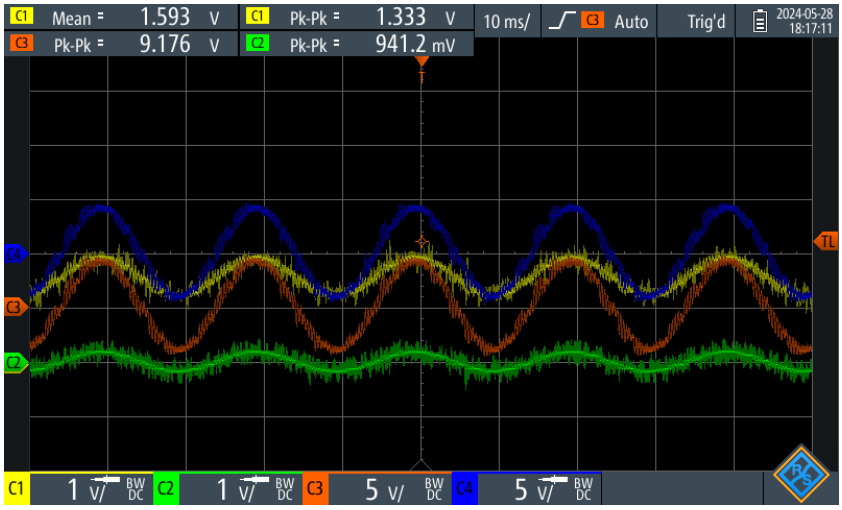


Figura 5.21: Prueba en el prototipo del funcionamiento de la realimentación con el divisor de tensiones del filtro de dos resistencias, para $m_d = 0,5$. C1: V_b^{ADC}; C2: $In_b^+ - In_b^-$; C3 y C4: V_b medida en dos puntos distintos

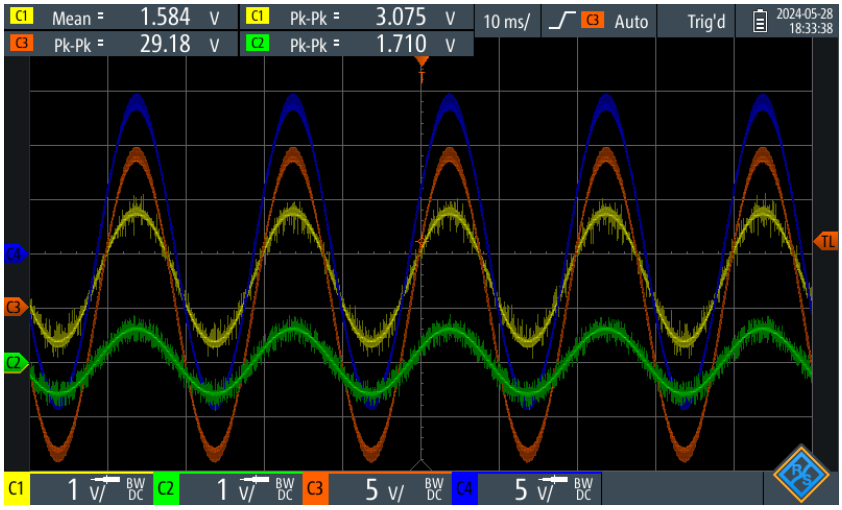


Figura 5.22: Prueba en el prototipo del funcionamiento de la realimentación con el divisor de tensiones del filtro de dos resistencias, para $m_d = 1$. C1: V_b^{ADC}; C2: $In_b^+ - In_b^-$; C3 y C4: V_b medida en dos puntos distintos

sustituirlos por otros de tres resistencias que evitan esto. También se propone aumentar el valor en serie de estas resistencias para reducir la corriente que se extrae de la fase.

La Figura 5.18 muestra el nuevo divisor resistivo, esta vez de tres resistencias

en vez de dos. Se escoge $R_1 = R_3 = 11\,\text{h}\Omega$ y $R_2 = 1\,\text{k}\Omega$, siendo R_1 y R_3 las de los extremos, lo que teóricamente produce una ganancia de $1/23$.

Tras montarlo en una de las fases se realizan pruebas utilizando el modo de lazo abierto del inversor conectado al filtro. La Figura 5.23 es un ejemplo de una de las medidas tomadas, donde se ve claramente que la ganancia real ($1,349/26,43 \approx 0,051$) es similar a la teórica ($1/23 \approx 0,043$). También se observa que el error relativo prácticamente no varía al cambiar la tensión de fase en el filtro, lo que indica que el divisor está funcionando de manera lineal. Además, este error puede compensarse en el *software* del microcontrolador con una ganancia.

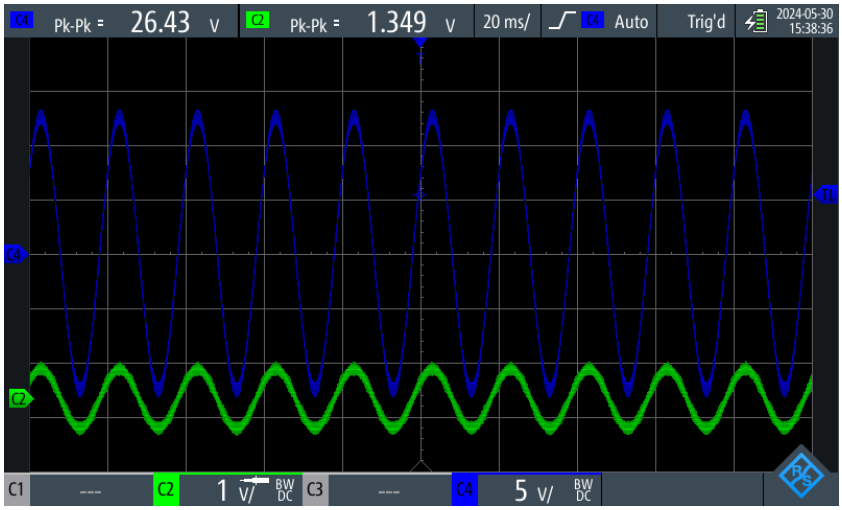


Figura 5.23: Prueba en el prototipo de la configuración definitiva del divisor de tensión. C2: $In_a^+ - In_a^-$; C4: V_a

5.2.3. Ruido del osciloscopio

Se aprecia mucho ruido en las capturas del osciloscopio al probar el sistema de realimentación alimentando las tensiones de fase desde el filtro (Figura 5.24). La Figura 5.25, que representa el mismo ensayo pero habiendo retirado la sonda del canal 2 del osciloscopio, demuestra que este ruido es solo producido por el propio osciloscopio y no afecta al funcionamiento habitual del prototipo. Las imágenes muestran el comportamiento de la fase c por simplicidad, pero sucede lo mismo en las otras dos.

Aunque el ruido no es problema del prototipo se añaden condensadores de 20 nF en paralelo con los de 10 nF ya integrados en el circuito de los AMC3330-Q1, entre los pines In^+ e In^- (Figura 5.1).

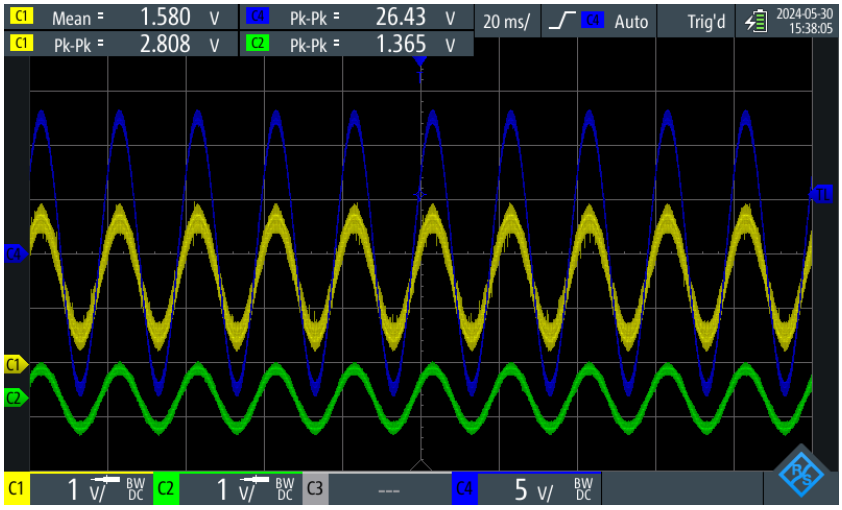


Figura 5.24: Prueba en el prototipo de la realimentación, en la que se aprecia mucho ruido. C1: V_a^{ADC}; C2: $In_a^+ - In_a^-$; C4: V_a.

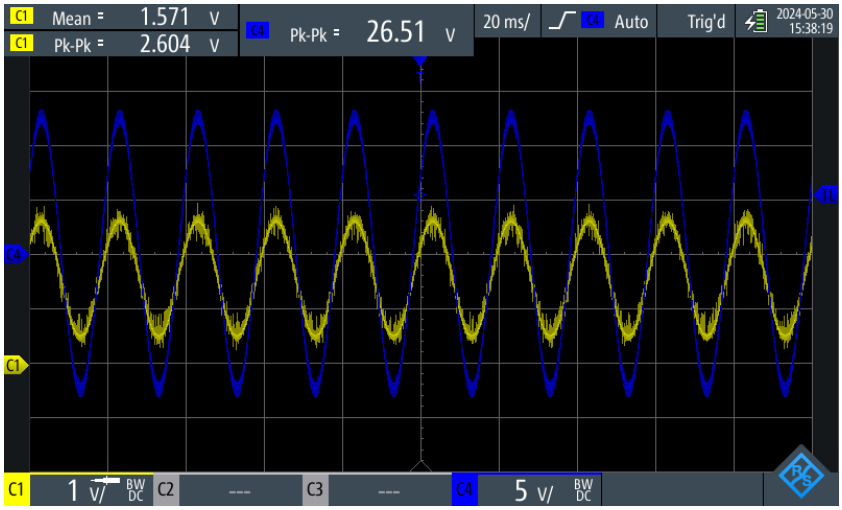


Figura 5.25: Prueba en el prototipo de la realimentación, en la que se aprecia menos ruido al eliminar una sonda. C1: V_a^{ADC}; C4: V_a.

5.2.4. Resultados de la realimentación

Las siguientes imágenes (Figuras 5.26 y 5.27) muestran el funcionamiento de la realimentación soldada en la placa de puntos, tomando medidas en la entrada de los ADC del microcontrolador. La alimentación de 3,3 V y la tierra se obtienen desde el microcontrolador y las entradas de alterna de las fases son las generadas por el inversor conectado al filtro LC. Todos los canales del osciloscopio tienen

aplicado un *bandwith* de 10 kHz para eliminar el ruido de las imágenes.

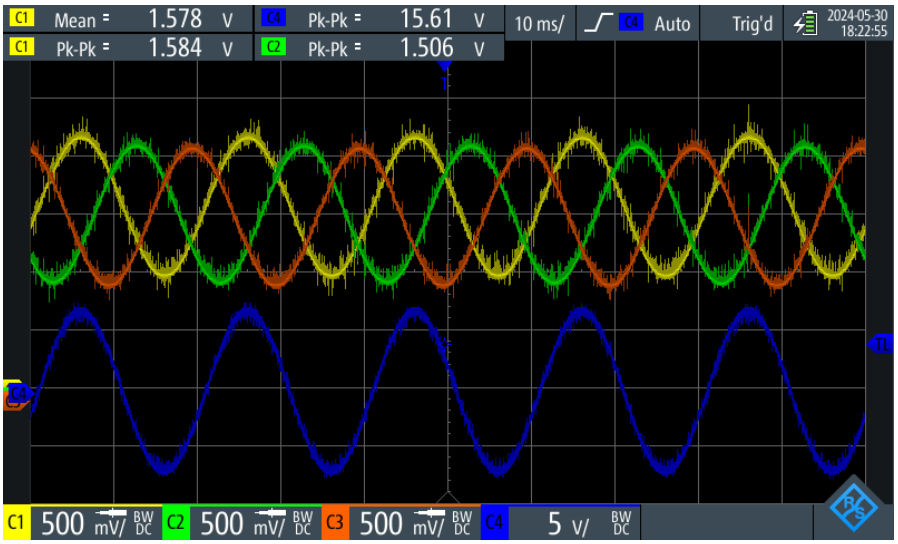


Figura 5.26: Prueba en el prototipo de la realimentación en lazo abierto para un mando $m_d = 0,5$. C1: V_a^{ADC}; C2: V_b^{ADC}; C3: V_c^{ADC}; C4: V_a

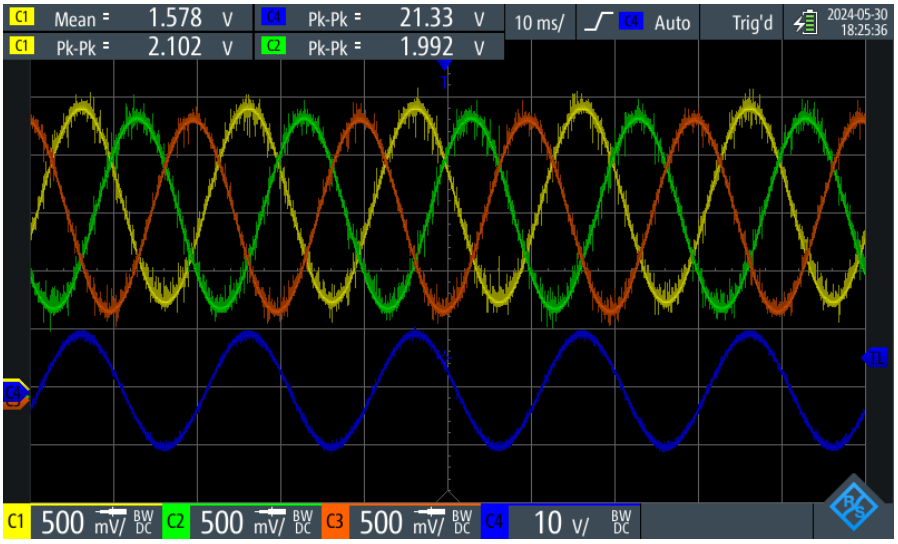


Figura 5.27: Prueba en el prototipo de la realimentación en lazo abierto para un mando $m_d = 0,7$. C1: V_a^{ADC}; C2: V_b^{ADC}; C3: V_c^{ADC}; C4: V_a

Se incluye una fotografía de la realimentación soldada encima del filtro LC (Figura 5.28).

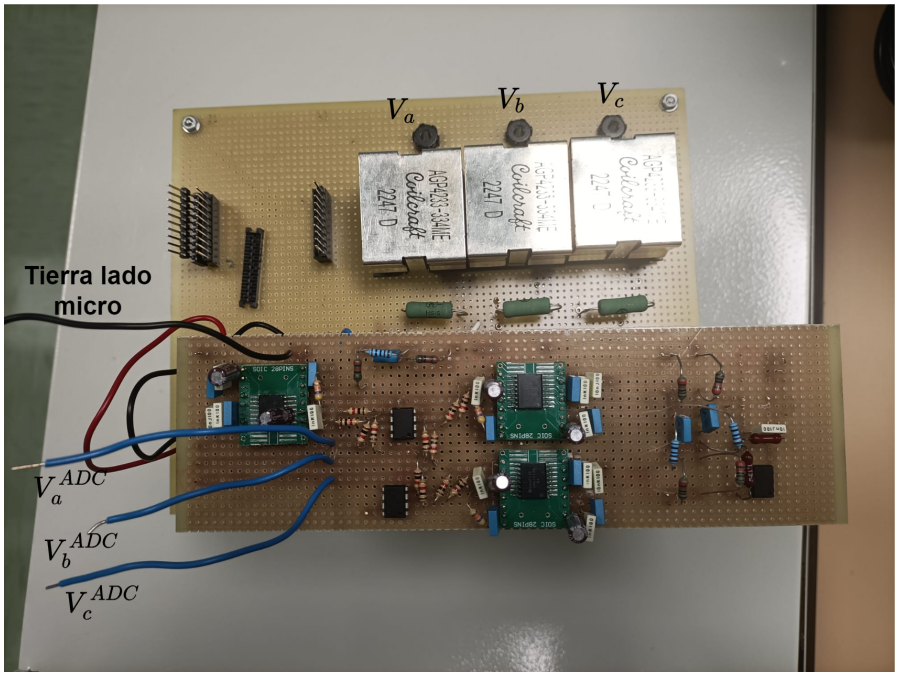


Figura 5.28: Fotografía del sistema de realimentación conectado al filtro LC

Capítulo 6

Integración del sistema de control en el prototipo

Para programar el microcontrolador LAUNCHXL-F28379D desde Simulink se hace uso de ciertos bloques proporcionados por la librería C2000 Microcontroller Blockset. Estos modelan en el entorno de Simulink el comportamiento del *software* diseñado por Texas Instruments para programar el microcontrolador.

En particular se utilizan los siguientes bloques:

1. ADC (*Analogue to Digital Converter*): conversor analógico a digital, saca la lectura de los puertos del micro de este tipo. Empleado en la lectura de las tensiones e intensidades realimentadas. Ilustrado en la Figura 6.1.

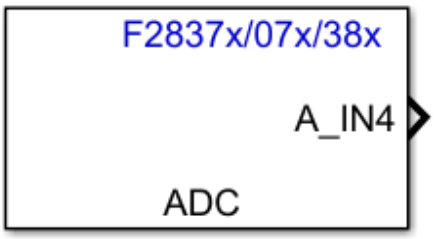


Figura 6.1: Ejemplo de módulo ADC de la librería C2000 Microcontroller Blockset

2. PWM (*Pulse Width Modulation*): modulación del ancho de pulso, utilizado tanto para controlar los MOSFETs del inversor como para sacar lecturas de variables internas por la placa de medidas. Ilustrado en la Figura 6.2.

El programa diseñado está basado en el de [2], en el cual se diseña un control de intensidades para el mismo conjunto microcontrolador/inversor/placa de medidas, con la diferencia de que en su caso la carga se conecta directamente a la salida del inversor, sin el filtro LC.

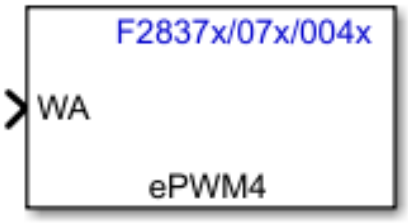


Figura 6.2: Ejemplo de módulo PWM de la librería C2000 Microcontroller Blockset

Notas sobre las siguientes secciones:

1. Para evitar cálculos innecesarios en el microcontrolador todas las ganancias se operan previamente en el *script* de MATLAB. Sus valores y expresiones se encuentran recogidas en la Tabla 6.2. El cálculo de las mismas se irá detallando a medida que se explican las distintas secciones.

2. En varias capturas se encuentran bloques de transición de tasa de velocidad (*Rate Transition*) y de cambio de tipo de dato a *double*. Son necesarios para que el programa funcione correctamente y la mayoría son pedidos por el propio compilador de Simulink.

6.1. Lectura por módulos ADC

6.1.1. Lectura de intensidades

Esta sección está basada en la equivalente de [2]. La Figura 6.3 muestra el sistema encargado de leer las intensidades de fase por los ADC y transformarlas a *pu* y *dq*. La ganancia $G2$ se encarga de escalar la salida del módulo ADC y de dividir por la intensidad base $\mathrm{I_B}$. Su expresión es la siguiente:

$$G2 = \frac{3,3}{2^{12}} \frac{R_s}{G_{INA240}} \frac{1}{\mathrm{I_B}}, \tag{6.1}$$

donde $R_s = 15\,\mathrm{m\Omega}$ es la resistencia *shunt* de la lectura de corrientes del inversor y $G_{INA240} = 2$ es la ganancia del amplificador usado para la misma. Esto está explicado en mayor detalle en [2]. La ganancia $\frac{3,3}{2^{12}}$ se encarga de compensar la amplificación producida por el lector del ADC.

No se elimina con una resta el valor medio de las intensidades porque el hardware empleado permite que este sea prácticamente igual en todas las fases, lo que tras aplicar la transformada de Park solo repercute en el valor del eje 0 y no afecta a los ejes d y q.

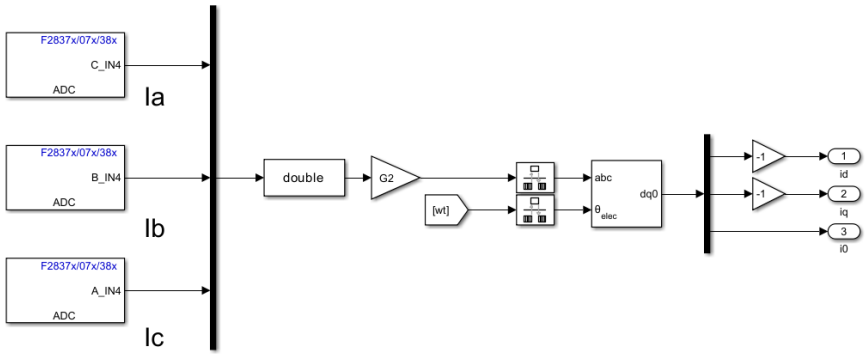


Figura 6.3: Sistema encargado de leer las intensidades y transformarlas a *pu* y *dq*

6.1.2. Lectura de tensiones

Como se observa en la Figura 6.4, la lectura de las tensiones se realiza de manera similar a la de las intensidades pero empleando otro módulo ADC. En un primer momento no se resta el valor medio de 1,62 V, y en la lectura de V_d en los PWM de salida se aprecia un ruido que aparentemente es una combinación de 50 Hz y 100 Hz.

Tras probar el funcionamiento de la transformada de Park con distintas entradas equilibradas y desequilibradas se obtienen las siguientes conclusiones:

1. Un desequilibrio en las amplitudes de onda provoca un ruido de 100 Hz en la salida.

2. Un desequilibrio en los valores medios provoca un ruido de 50 Hz en la salida.

Como el ruido de mayor amplitud aparentemente es el de 50 Hz se añade la resta del valor medio de las salidas (calculado como la media aritmética del valor medio de cada fase), que tiene un valor de 1,62 V. Se comprueba que esto elimina de manera efectiva los 50 Hz, y como el de 100 Hz es prácticamente despreciable se decide no compensarlo. Esto puede compensarse en el futuro en caso de necesitar una mayor precisión.

Las ganancias $G1a$ y $G1b$ se calculan de la siguiente manera:

$$G1a = \frac{3,3}{2^{12}} \qquad G1b = \frac{1}{G_{divisor}} \frac{1}{G_{AMC3330Q1}} \frac{1}{\mathrm{V_B}}, \tag{6.2}$$

donde $G_{divisor} = 1/23$ y $G_{AMC3330Q1} = 2$ contrarrestan las ganancias del divisor resistivo a la salida del filtro y del AMC3330-Q1 respectivamente, y $G1a$ compensa la amplificación del ADC.

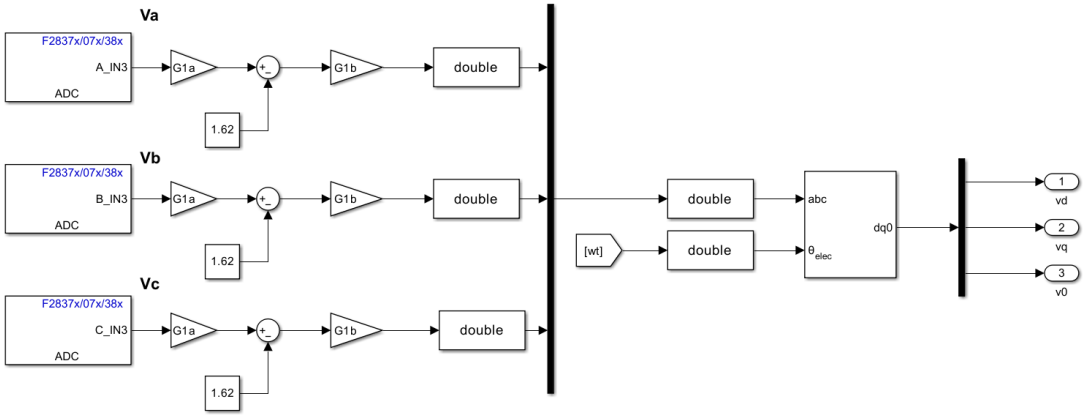


Figura 6.4: Sistema encargado de leer las tensiones y transformarlas a *pu* y *dq*

Las ganancias se aplican en la salida de los ADCs en vez de después del *mux* para tener la opción de editar cada eje por separado en caso de encontrarse desequilibrios significativos.

6.2. Generación de referencias

El diagrama de Simulink de la generación de referencias no se muestra por no ser relevante pero puede ser encontrado junto con el resto del código en los subsistemas *Referencias I* y *Referencias V* del archivo *.slx* indicado en el Anexo A.3.

6.2.1. Referencias de intensidad

Para la referencia de intensidad se solicita al usuario el valor en *pu* de los ejes d y q deseado. También se permite escoger el tipo de onda: constante, cuadrada, senoidal, o una secuencia consistente en rampas de subida y de bajada y franjas de valor constante.

No se recomienda utilizar la onda cuadrada como referencia cuando el filtro está conectado porque puede generar problemas en los flancos de subida y de bajada.

6.2.2. Referencias de tensión

Para la referencia de tensión el valor solicitado al usuario es el de pico del voltaje deseado en el condensador de una fase del filtro. Se calcula el equivalente en ejes de d y q (manteniendo siempre $v_q^{REF} = 0$ y se permite escoger entre valor

constante, onda cuadrada y secuencia consistente en rampas de subida y de bajada y franjas de valor constante.

En este subsistema (*Referencias V* en el programa) se encuentra la ganancia $G3$, la cual únicamente se encarga de pasar la tensión de unidades reales a por unidad, y está definida como $G3 = 1/\mathrm{V_B}$.

6.2.3. Retraso del inicio de la referencia

Para evitar problemas por tener la referencia en un valor distinto de 0 antes de conectar la tensión V_{dc} y por empezar con un escalón se incorpora una rampa de 0 a 1 que comienza a los 5 segundos de iniciarse al programa y tarda 2 segundos en alcanzar el valor 1. Este sistema se muestra en la Figura 6.5.

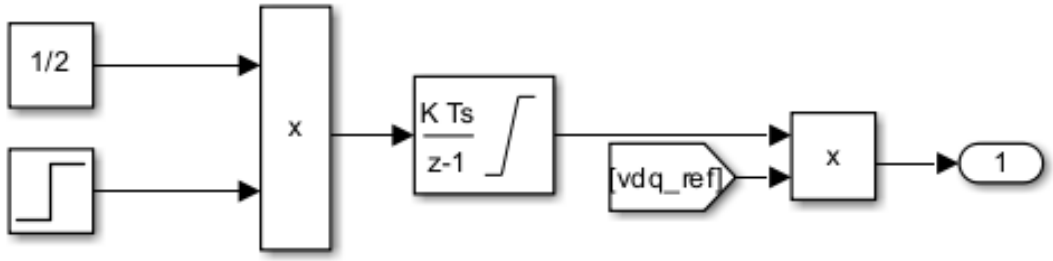


Figura 6.5: Retraso del inicio de la referencia

6.3. Ángulo de la transformada de Park

Para generar el ángulo utilizado como referencia en las transformadas de Park directas e inversas se utiliza un integrador cuya salida está limitada entre los valores 0 y 2π, al que se le introduce una constante de la misma velocidad angular que la de la tensión generada por el inversor. Ilustrado en la Figura 6.6.

6.4. Controladores PI

La Figura 6.7 muestra una versión simplificada del sistema de control introducido en el programa. [1] Todos los valores están en *pu*. Las ganancias $G5$ y $G6$ son

[1] Aunque el control de lazo interno funcionó perfectamente, al integrar el de lazo externo hubo que variar los parámetros calculados en más de un orden de magnitud para conseguir que funcionara. Esto se deja para una futura investigación.

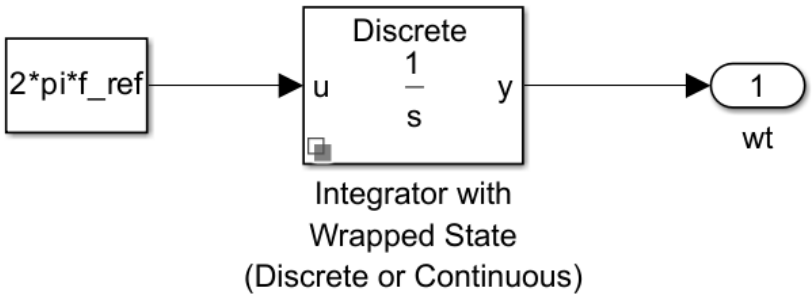


Figura 6.6: Generador del ángulo de las transformadas de Park

las propias del desacoplamiento de tensión y de intensidad, respectivamente, y se calculan de la siguiente manera (explicado en mayor detalle en el capítulo 4):

$$G5 = wC \qquad\qquad G6 = wL \tag{6.3}$$

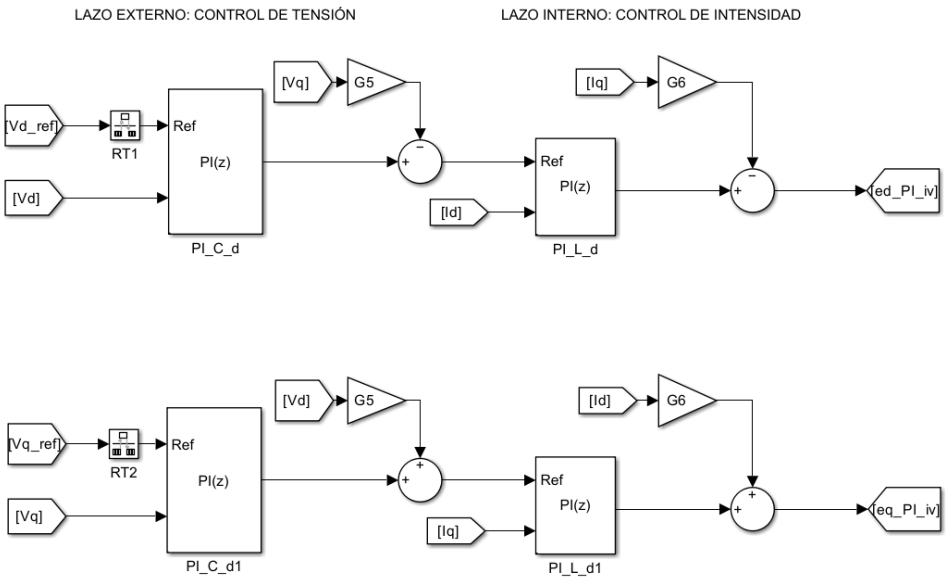


Figura 6.7: Diagrama simplificado de la integración de los controles PI en el prototipo

En la versión real hay también ganancias de tipo binario que permiten al usuario seleccionar el tipo de control a usar (solo el lazo interno con la referencia de intensidad pedida o también el lazo externo con la referencia de tensión pedida).

También se incluyen los controles originales de [2] en caso de querer utilizar el inversor conectado directamente a la carga, sin el filtro LC. Estos incluyen la ganancia $G4 = wL_{pu}$ en el desacoplamiento, donde L_{pu} es el valor en por unidad de la carga trifásica.

Por no ser estrictamente necesario no se suma a la salida del control el valor de la tensión en el condensador (v_d y v_q). Si bien es cierto que puede acelerar el funcionamiento del control cuando se produce un escalón repentino en la carga este tipo de ensayo no se plantea como objetivo principal del proyecto y se puede retrasar hasta una futura continuación de la investigación.

6.5. PWM para controlar los MOSFETs

La Figura 6.8 muestra el sistema encargado de pasar los mandos a magnitudes reales en ejes *abc* y generar las señales PWM que controlan los MOSFETs del inversor.

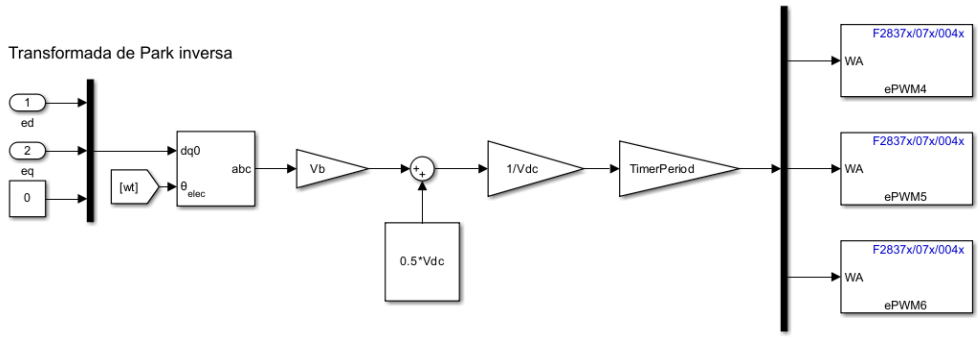


Figura 6.8: Diagrama de la generación de PWM para controlar los MOSFETs del inversor

Cálculo de *TimerPeriod*

Como la frecuencia de resonancia del filtro es cercana a 3 kHz se busca tener una frecuencia de conmutación (f_c) cercana a 15 kHz, evitando así problemas por la resonancia. Además, al tener que guardar el microcontrolador ciertos valores en registros se requiere que se cumplan las siguientes condiciones:

1. $f_{PWM}/f_c = TimerPeriod$, donde $f_{PWM} = 50\,\text{MHz}$ es la frecuencia a la que trabajan los PWM y $TimerPeriod$ debe ser un entero.
2. $f_{PWM}/f_s = N_1$, donde f_s es la frecuencia de muestreo y N_1 debe ser un entero.

3. $f_c/f_s = N_2$, donde N_2 debe ser un entero y valer 3, 4 ó 5.

TimerPeriod es la variable que debe introducirse en la casilla del mismo nombre dentro de los módulos PWM. El valor de esta variable que permite obtener una frecuencia de conmutación parecida a 3 * 15 kHz y además es una potencia de 2 (más çómodo"para el registro binario) es $TimerPeriod = 1024$.

6.6. PWM para lecturas en placa de medidas

Las variables internas del programa se sacan por los coaxiales de la placa de medidas haciendo uso de los PWM del microcontrolador, para que se puedan medir durante la ejecución en tiempo real del programa en el mismo. Mediante un desplegable se permite al usuario seleccionar entre varias opciones: v_d, v_q, v_d^{REF}, v_q^{REF}, i_d, i_q, i_d^{REF} e i_q^{REF}.

Para poder aprovechar el rango completo de los PWM (0 a 3,3 V) cada tipo se aplica una ganancia a cada tipo de magnitud. En la Figura 6.9 se muestra el selector de ganancia empleado, en el cual $G7$ se usa para las intensidades y $G8$ para las tensiones. $G9$ solo se aplica cuando se desea medir una variable de otro tipo, y su valor debe ser ajustado en consecuencia. Por defecto tiene el valor $G9 = 5000$.

Las ganancias $G7$ y $G8$ se calculan buscando obtener por los PWM un valor proporcional al real, en el que los 3,3 V de la placa de medidas correspondan a $\mathrm{I_{max}} = 5\,\mathrm{A}$ de pico en el caso de las intensidades y a $\mathrm{V_{max}} = 16,9\,\mathrm{V}$ de pico en el de las tensiones. Sus expresiones se detallan en (6.4).

$$\begin{aligned} G7 &= \frac{5000}{\mathrm{I_{max}}}\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}\mathrm{I_B} \\ G8 &= \frac{5000}{\mathrm{V_{max}}}\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}\mathrm{V_B} = 5000\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \end{aligned} \tag{6.4}$$

En las dos ecuaciones la fracción $\frac{5000}{\mathrm{I_{max}}}$ realiza el ajuste proporcional mencionado anteriormente, dado que 5000 es el periodo de onda introducido en los PWM de salida. La división por $\sqrt{3}$ pasa de módulo de Park a RMS en *pu* y la multiplicación por $\sqrt{2}$ convierte en valor de pico, pasándose a reales con la multiplicación por la base correspondiente.

La Tabla 6.1 recoge las conversiones necesarias para pasar de las medidas de los PWM a los valores reales y en ejes *dq* de las magnitudes. Estas expresiones están simplificadas para casos en los que una de las dos componentes de los ejes d y q tiene valor nulo. En caso de que esto no se cumpla es necesario generalizar aplicando que $V^{RMS} = |V_d + jV_q|\sqrt{3}$, donde V^{RMS} es el valor eficaz de la magnitud trifásica. Experimentalmente se comprueba que el valor máximo real de los PWM es más cercano a 3,1 V que a 3,3 V, por lo que se establece $V_{PWM} = 3,1\,\mathrm{V}$.

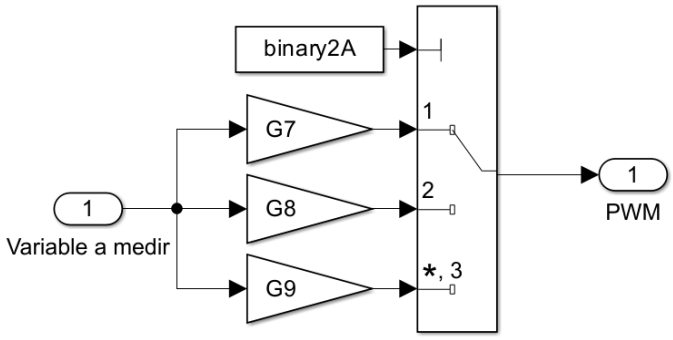


Figura 6.9: Selector de ganancia para la lectura de variables mediante PWM.

Desde (lectura PWM)	**Hasta**	**Expresión**
v_d^{PWM} ó v_q^{PWM}	$\hat{V}$	$\frac{\mathrm{V_B}}{V_{PWM}}$
v_d^{PWM} ó v_q^{PWM}	v_d ó v_q	$\frac{\sqrt{3}}{V_{PWM}\sqrt{2}}$
i_d^{PWM} ó i_q^{PWM}	$\hat{I}$	$\frac{\mathrm{I_{max}}}{V_{PWM}}$
i_d^{PWM} ó i_q^{PWM}	i_d ó i_q	$\frac{\mathrm{I_{max}}\sqrt{3}}{V_{PWM}\mathrm{I_B}\sqrt{2}}$

Tabla 6.1: Expresiones para calcular valores reales de las medidas tomadas en la placa de medidas. La tercera columna muestra la expresión por la que hay que multiplicar la variable de la primera para obtener la de la segunda. $V_{PWM} = 3,1\,\mathrm{V}$.

Ganancia	**Función**	**Expresión**
$G1a$	Lectura tensiones ADC	(6.2)
$G1b$	Lectura tensiones ADC	(6.2)
$G2$	Lectura intensidades ADC	(6.1)
$G3$	Paso de tensión a pu	$1/\mathrm{V_B}$
$G4$	Desacoplamiento controles de [2]	wL_{pu}
$G5$	Desacoplamiento de tensión	(6.3)
$G6$	Desacoplamiento de intensidad	(6.3)
$G7$	PWM para medida de intensidades	(6.4)
$G8$	PWM para medida de tensiones	(6.4)
$G9$	PWM para medida genérica	5000

Tabla 6.2: Ganancias del programa del microcontrolador

Capítulo 7

Resultado de los ensayos

En todas las capturas de osciloscopio las magnitudes medidas están ligeramente separadas de sus referencias para mejorar su visibilidad y evitar solapamientos. Las medidas de ejes *dq* están tomadas a través de los coaxiales de la placa de medidas.

7.1. Lazo interno

La Figura 7.1 muestra el resultado del ensayo de lazo interno, con el lazo externo desconectado, utilizando como referencia una secuencia de rampas y constantes para i_{dq}^{REF}. Se observa cómo ambas fases son capaces de seguir sus respectivas referencias con un error de seguimiento en régimen permanente muy reducido que puede deberse a ligeros desajustes en las ganancias de los ADC.

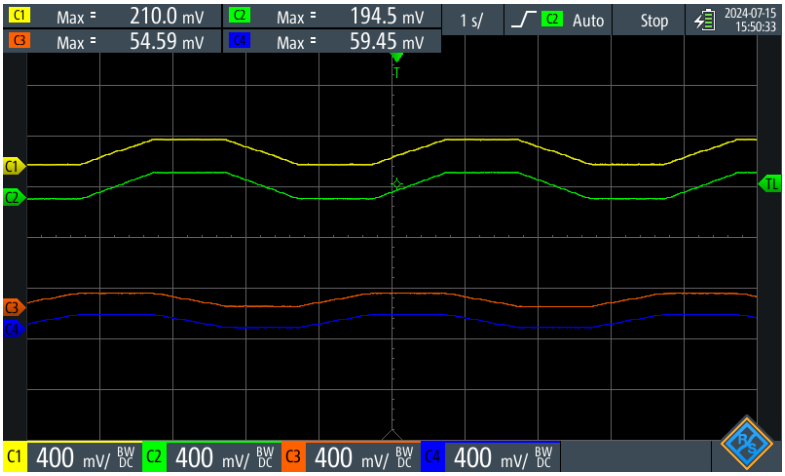


Figura 7.1: Ensayo en prototipo del lazo interno. C1: i_d^{REF}; C2: i_d; C3: i_q^{REF}; C4: i_q.

7.2. Lazo externo

7.2.1. Seguimiento de onda cuadrada

Empleando como referencia de v_d una onda cuadrada con periodo de 4 s se obtiene el resultado mostrado en la Figura 7.2. v_q^{REF} se mantiene constante con valor 0. La Figura 7.3 muestra el detalle de un escalón de subida del mismo ensayo, apreciándose un tiempo de establecimiento cercano a 50 ms y un sobrepaso prácticamente nulo. Ambas figuras incluyen las lecturas de tensión e intensidad en una fase.

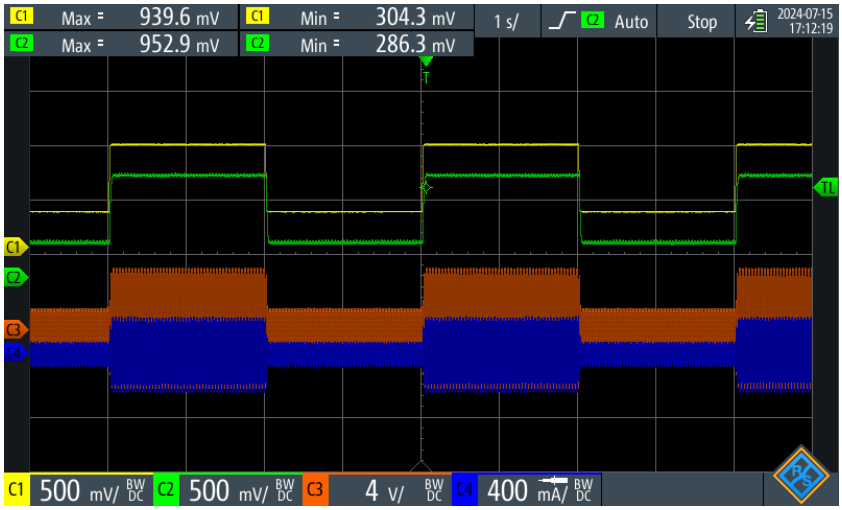


Figura 7.2: Ensayo en prototipo del lazo externo con referencia v_d^{REF} cuadrada. C1: v_d^{REF}; C2: v_d; C3: V_a; C4: I_a^L.

Se muestra también (Figura 7.4) el detalle de un escalón de subida frente a una referencia de onda cuadrada que salta desde 0 hasta el valor máximo de tensión de pico (16,9 V de tensión de pico o 3,1 V en la salida del PWM). Se observa un ligero error de seguimiento en régimen permanente y que la tensión de pico obtenida (15,33 V) no alcanza a la deseada (16,9 V), con un error del $9,3\,\%$. Esto puede deberse a un fallo en el ajuste de las ganancias de la lectura de los ADC.

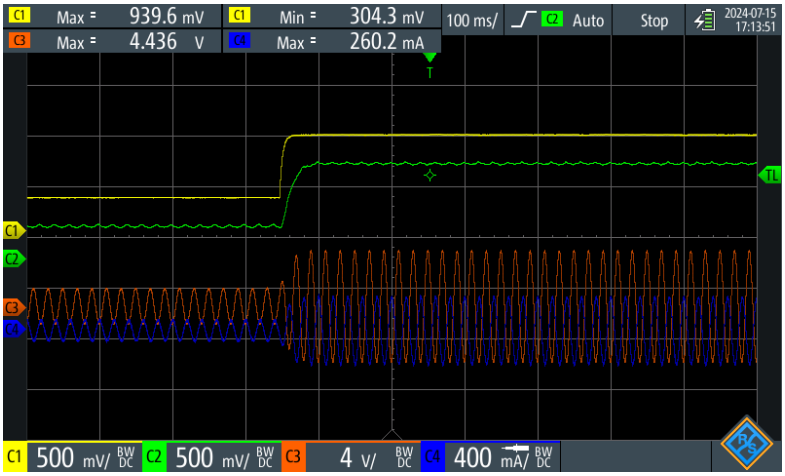


Figura 7.3: Ensayo en prototipo del lazo externo con referencia v_d^{REF} cuadrada. Detalle de escalón de subida. C1: v_d^{REF}; C2: v_d; C3: V_a; C4: I_a^L.

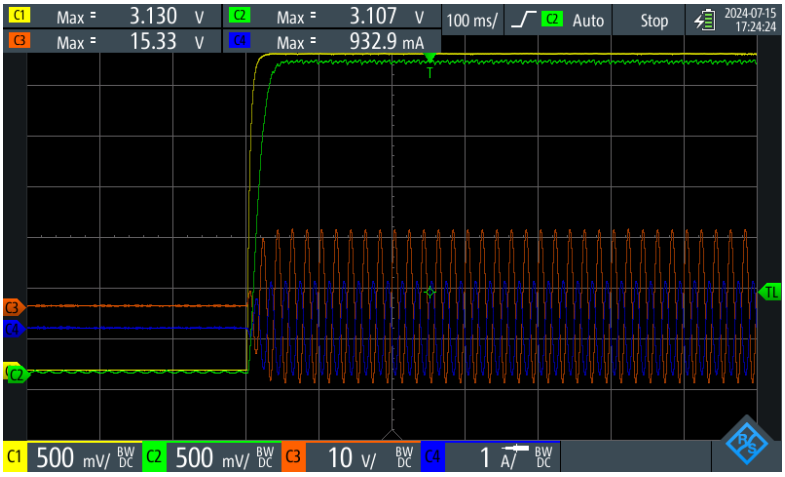


Figura 7.4: Ensayo en prototipo del lazo externo con referencia v_d^{REF} cuadrada de salto máximo. Detalle de escalón de subida. C1: v_d^{REF}; C2: v_d; C3: V_a; C4: I_a^L.

7.2.2. Seguimiento de secuencia

Ensayo similar al realizado con el control del lazo interno. La Figura 7.5 muestra el seguimiento de v_d de una secuencia de rampas y valores constantes en v_d^{REF}, mientras que v_q^{REF} se mantiene nula.

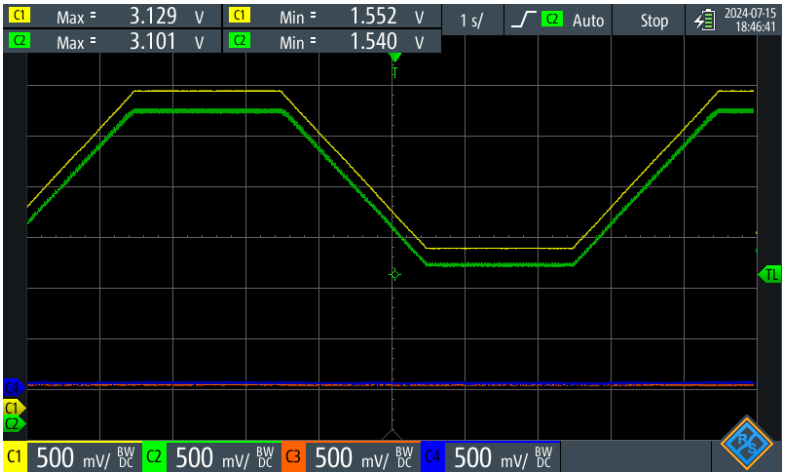


Figura 7.5: Ensayo en prototipo del lazo externo con referencia v_d^{REF} secuencial y v_q^{REF} nula. C1: v_d^{REF}; C2: v_d; C3: V_a; C4: I_a^L.

7.3. Variación de V_{dc}

7.3.1. Variación continua

La *datasheet* del microcontrolador informa de que este funciona para un rango de V_{dc} de 12 a 60 V [6]. Los ensayos se realizan entre 40 y 56 V para poder tomar un número elevado de medidas tanto por encima como por debajo de 48 V. La diferencia en los valores medios de las tensiones no es relevante en esta prueba y se debe a que cada ensayo se realiza con una tensión de referencia distinta.

La gráfica de la Figura 7.6 muestra el comportamiento del valor eficaz de la tensión a la salida del filtro (V_{abc}^{RMS}) cuando se varía ligeramente V_{dc}. La de la Figura 7.7 muestra el comportamiento del valor eficaz de la intensidad de fase (I_{abc}^{RMS}) durante el mismo ensayo.

En ambas gráficas se observa cómo los sistemas de control de lazo cerrado son capaces de mantener la tensión y la intensidad pedidas en todo momento, mientras que en el ensayo de lazo abierto estas varían de manera proporcional al cambio en la tensión de entrada V_{dc}.

Se incluye en la Figura 7.8 el resultado de un ensayo realizado por los codirectores del proyecto (Andrés Tomás Martín y Jorge Suárez Porras) en un osciloscopio de 16 canales de la marca Yokogawa. Se muestra tanto el seguimiento casi perfecto de i_d a la referencia i_d^{REF} (en la imagen están solapadas) como el comportamiento de los mandos m_d y m_q y del valor eficaz de la tensión de la fase a (V_a^{RMS}).

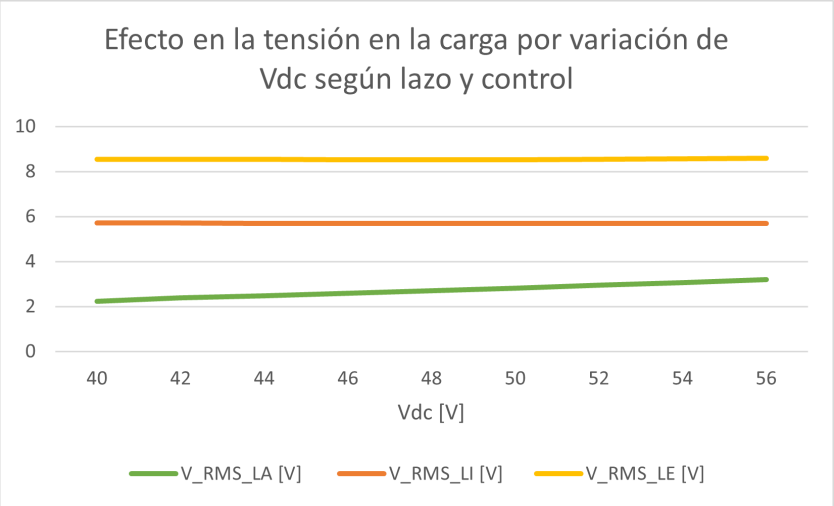


Figura 7.6: Ensayo en prototipo del efecto en el valor eficaz de la tensión en la carga por variación de V_{dc} según lazo y control. V_RMS_LA: lazo abierto; V_RMS_LI: solo control de lazo interno; V_RMS_LE: control completo

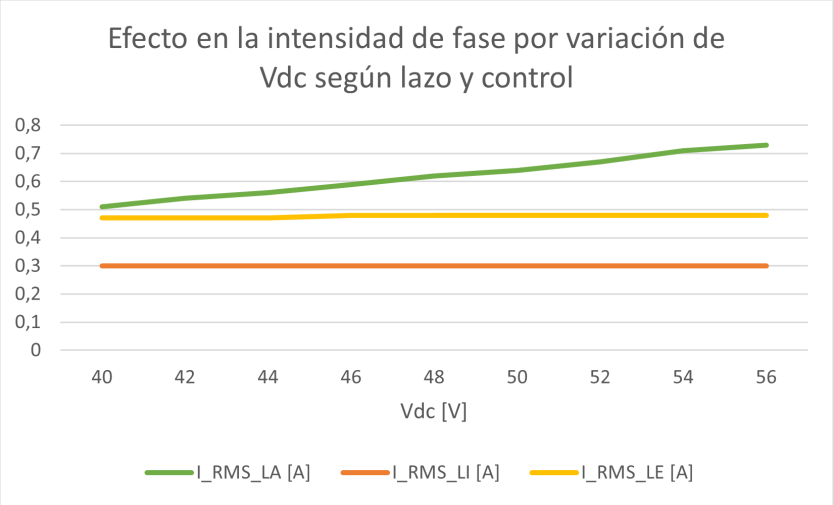


Figura 7.7: Ensayo en prototipo del efecto en el valor eficaz de la intensidad de fase por variación de V_{dc} según lazo y control. I_RMS_LA: lazo abierto; I_RMS_LI: solo control de lazo interno; I_RMS_LE: control completo

7.3.2. Variación brusca con salto de 5 V

Se abre el cortocircuito de una fuente de continua fijada a 5 V durante la ejecución en tiempo real del programa en el microcontrolador con control completo en lazo cerrado, lo que provoca un escalón de subida en la tensión V_{dc} que alimenta

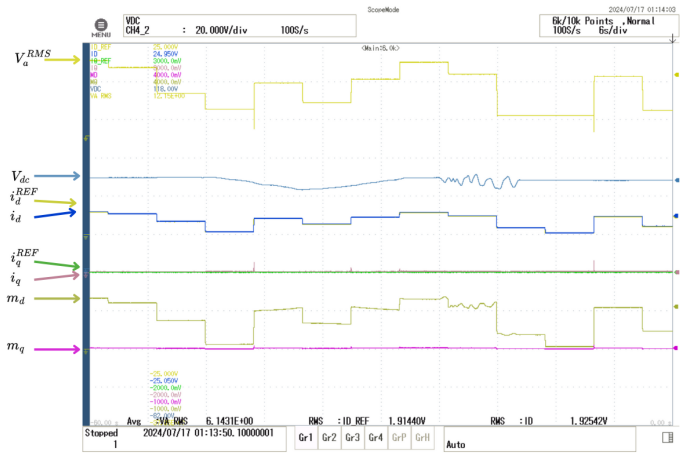


Figura 7.8: Ensayo en prototipo de variación de V_{dc}. Realizado en osciloscopio de 16 canales marca Yokogawa

al inversor. En la Figura 7.9 se observa cómo el valor de v_d se mantiene constante, siguiendo perfectamente la referencia incluso durante el escalón.

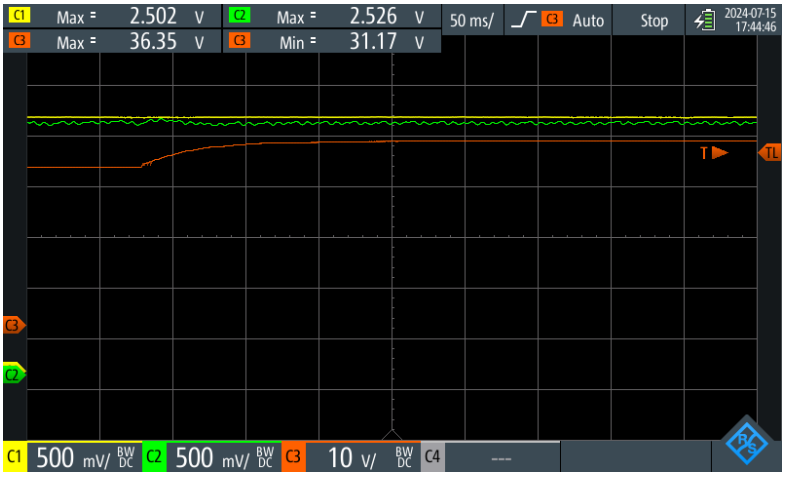


Figura 7.9: Ensayo en prototipo de escalón en V_{dc} con control de tensiones en lazo cerrado. C1: v_d^{REF}; C2: v_d; C3: V_{dc}.

7.4. Variación de carga

Ensayos realizados variando la parte resistiva de la carga trifásica conectada (Tabla 3.1) y manteniendo la inductiva. La Figura 7.10 muestra el comportamiento de las tensiones de salida del inversor cuando la carga está equilibrada en $R^a_{Load} = R^b_{Load} = R^c_{Load} = 20\,\Omega$, y las Figuras 7.11 y 7.12 el efecto que tiene en ellas modificar la resistencia de la fase a, subiéndola o bajándola respectivamente.

Como se puede observar, cualquier desequilibrio en la carga produce una señal de 100 Hz en v_d. Esto es lo esperable cuando se aplica la transformada de Park a un sistema trifásico en el cual las amplitudes están desequilibradas.

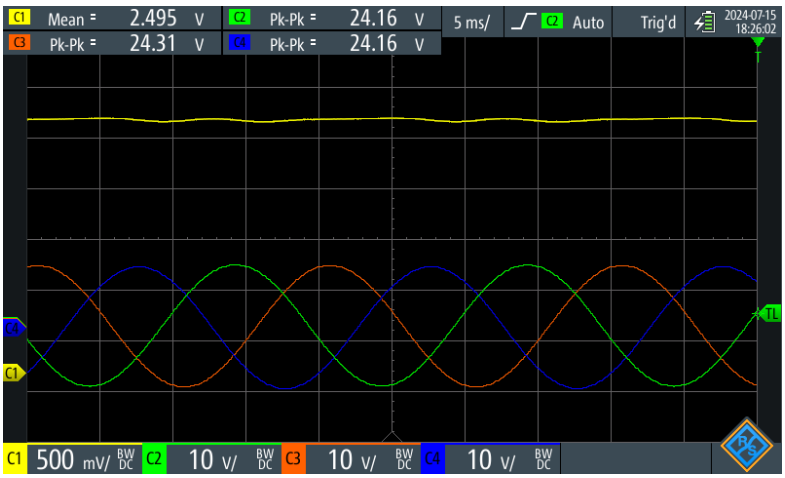


Figura 7.10: Ensayo en prototipo de control en lazo cerrado con carga equilibrada. C1: v_d; C2: V_a; C3: V_b; C4: V_c.

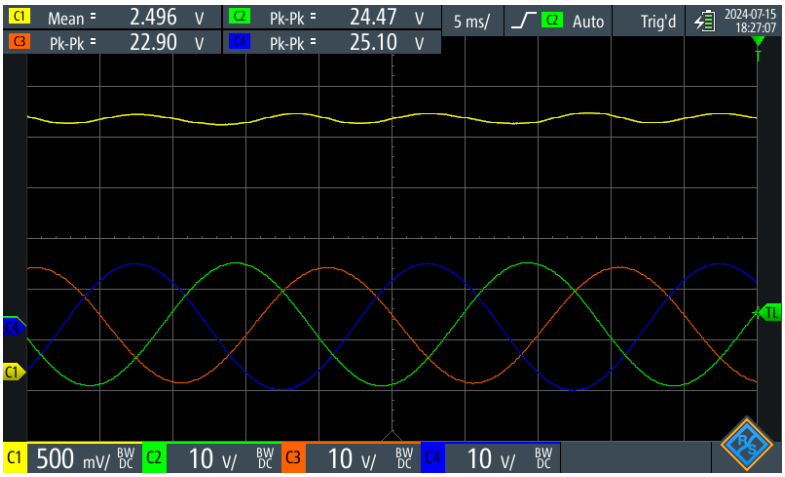


Figura 7.11: Ensayo en prototipo de control en lazo cerrado con carga desequilibrada. $R^a_{Load} = 100\,\Omega$ y $R^b_{Load} = R^c_{Load} = 20\,\Omega$. C1: v_d; C2: V_a; C3: V_b; C4: V_c.

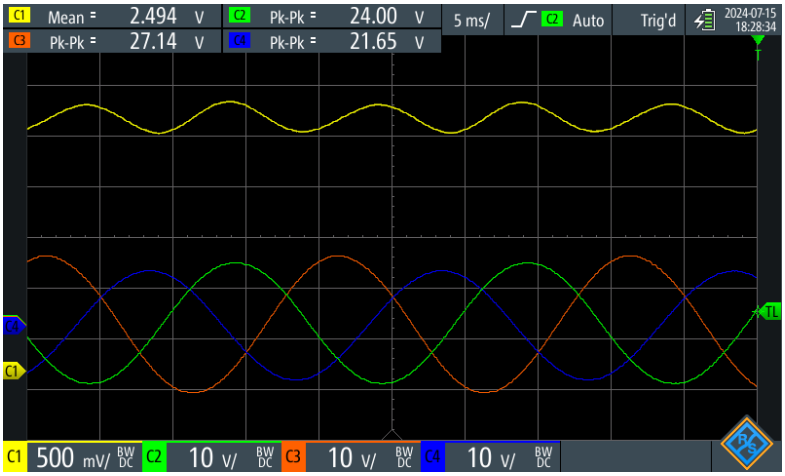


Figura 7.12: Ensayo en prototipo de control en lazo cerrado con carga desequilibrada. $R^a_{Load} \approx 0\,\Omega$ y $R^b_{Load} = R^c_{Load} = 20\,\Omega$. C1: v_d; C2: V_a; C3: V_b; C4: V_c.

Apéndice A

Repositorio de código

Los programas de MATLAB y Simulink diseñados en este proyecto se han subido al siguiente repositorio de GitHub: Grid-Forming_Software_IDR, en la carpeta *SoftwareGitHub.zip*. A continuación se explica detalladamente el funcionamiento de estos códigos.

A.1. Diseño del control

Localizado en subcarpeta Diseno_Control.

Código encargado de calcular los parámetros de los controladores PI, tanto del lazo interno como del externo. En la sección *Parámetros de los controles (MODIFICAR AQUÍ)* del *script diseno_ControlTensiones_script_IDR.m* el usuario debe especificar el método de cálculo de cada uno de los controles (analítico, por margen de fase, por retraso del control integral...) y fijar una serie de parámetros para calcular el resto.

Los resultados se imprimen por consola y pueden ser copiados y pegados directamente tanto en el *script* de la sección A.2 como en el de la A.3.

El archivo *diseno_ControlTensiones_simulink_IDR.slx* modela el comportamiento de las plantas y los controles. No es necesario abrirlo para parametrizar los controles pero debe estar localizado en la misma carpeta que el *script*.

A.2. Simulación del control con *Simscape*

Localizado en subcarpeta Simulacion_Control_Simscape.

Este código se encarga de simular el comportamiento del inversor y el control simulando el primero junto con el filtro mediante la herramienta *Simscape*. Está formado por dos archivos:

1. *ModeladoInversor_Simscape_script_IDR.m*: inicializa las variables y los parámetros. Debe ser ejecutado antes que el *.slx*. Para cambiar los parámetros de los controladores PI solamente es necesario copiar en la línea 37 la salida de consola obtenida al ejecutar el *.m* de la sección A.1.

2. *ModeladoInversor_Simscape_IDR.slx*: modelado en Simulink del sistema completo. Incluye varios *scopes* para obtener los resultados de las simulaciones. Requiere ejecutar el *.m* antes para cargar los valores de los parámetros.

A.3. *Software* del microcontrolador

Localizado en subcarpeta Software_Microcontrolador.

Este código se descarga en el microcontrolador para su ejecución en tiempo real. Está formado por dos archivos, un *script* y un *.slx*.

El primero, *Software_Micro_Script_IDR.m*, inicializa las variables y los parámetros. Debe ser ejecutado antes que el *.slx*. Igual que en la sección A.2, para cambiar los parámetros de los controladores PI solamente es necesario copiar en la línea 37 la salida de consola obtenida al ejecutar el *.m* de la sección A.1. [1]

El otro archivo, *Software_Micro_Simulink_IDR.slx*, genera el código que se descarga al microcontrolador. En la máscara que se encuentra al abrirlo se pueden modificar las siguiente especificaciones:

1. Salidas: selección de las variables internas que se desean sacar por los coaxiales de la placa de medidas.

2. Lazo: selección del tipo de lazo (abierto o cerrado) y especificación de los valores de los mandos del lazo abierto.

3. Control: selección del tipo de control.

4. Referencias: especificación de las referencias de frecuencia, de intensidad (para controles de solo lazo interno, y de tensión (para control de lazo externo). También se puede escoger el tipo de onda deseado en los últimos dos casos. v_q siempre se fija a 0.

[1] Por algún motivo desconocido el programa no es capaz de leer los valores de los parámetros de los controladores originales de [2]. Se soluciona inicializándolos de nuevo desde el código de la máscara, por lo que para modificarlos hay que hacerlo ahí.

Bibliografía

[1] *Objetivos de Desarrollo Sostenible*. Último acceso: 17-07-2024. 2015. URL: https://www.un.org/sustainabledevelopment/es/objetivos-de-desarrollo-sostenible/.

[2] Jorge Suárez Porras. "Control de corriente de un convertidor CC-CA mediante microcontrolador". Último acceso: 23-06-2024. Trabajo Fin de Grado. Universidad Pontificia Comillas ICAI, 2020.

[3] *Electrónica de potencia: la tecnología que convierte, controla y optimiza la energía*. Último acceso: 23-06-2024. 2023. URL: https://zigor.com/innovacion/electronica-de-potencia-tecnologia-de-energia/.

[4] Sertac Bayhan et al. "Power electronic converters and control techniques in AC microgrids". En: *IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. Último acceso: 17-07-2024. 2017, págs. 6179-6186. DOI: 10.1109/IECON.2017.8217073.

[5] Hongbin Sun et al. "Design, Modeling, and Validation of Grid-Forming Inverters for Frequency Synchronization and Restoration". En: *Energies* 17.1 (2024). Último acceso: 15-07-2024, pág. 59.

[6] Texas Instruments. *BOOSTXL-3PhGaNInv User's Guide*. Último acceso: 25-06-2024. June 2017–Revised April 2018. URL: https://www.ti.com/lit/ug/sluubp1a/sluubp1a.pdf?ts=1719111757120.

[7] Texas Instruments. *LAUNCHXL-F28379D Overview*. Último acceso: 25-06-2024. August 2016–Revised March 2019. URL: https://www.ti.com/lit/ug/sprui77c/sprui77c.pdf?ts=1719102475283&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Ftool%252FLAUNCHXL-F28379D.

[8] Texas Instruments. *AMC3330-Q1 Precision, ±1-V Input, Reinforced Isolated Amplifier With Integrated DC/DC Converter*. Último acceso: 20-06-2024. JUNE 2020 – REVISED OCTOBER 2020. URL: https://www.ti.com/lit/ds/symlink/amc3330-q1.pdf?ts=1719079255810&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F.

[9] Microchip. *MCP6002: 1 MHz Bandwidth Low Power Op Amp*. Último acceso: 20-06-2024. 2019. URL: https://ww1.microchip.com/downloads/aemDocuments/documents/MSLD/ProductDocuments/DataSheets/MCP6001-1R-1U-2-4-1-MHz-Low-Power-Op-Amp-DS20001733L.pdf.

[10] E. Clarke. *Circuit Analysis of AC Power Systems, Vol. I- Symmetrical and Related Components*. New York: John Wiley y Sons, 1943.

[11] Aurelio García Cerrada. "Park's Transform Lecture Notes". Último acceso: 23-06-2024. Lecture notes. Universidad Pontificia Comillas ICAI, 2022.

[12] *Dq0 Transform*. Último acceso: 23-06-2024. 2020. URL: https://openelectrical.org/index.php?title=Dq0_Transform.

[13] Renesas. *ISL21080 Datasheet. 300nA NanoPower Voltage References*. Último acceso: 20-06-2024. Sep 28, 2018 – Rev.7.00. URL: https://www.renesas.com/us/en/document/dst/isl21080-datasheet.