



Grado en Ingeniería en Tecnologías Industriales

CONTROL DE CORRIENTE EN UN
CONVERTIDOR CC - CA MEDIANTE
MICROCONTROLADOR

Trabajo Fin de Grado

Autor:
Jorge Suárez Porras

Director:
Aurelio García Cerrada

Madrid
Enero 2020

Página en blanco.

*A la religión, la vida y la ciencia,
que todo lo abarcan y todo lo inundan.*

Página en blanco.

Resumen

El sistema energético actual de producción, distribución y consumo de electricidad procedente de centrales de eléctricas utiliza, principalmente, como materias primas aquellas procedentes de recursos no renovables. Dichas centrales producen y distribuyen la energía en corriente alterna a través de un complejo mallado que interconecta consumidores y productores. El control en la producción y la gestión de la energía en estos sistemas no renovables está bastante extendido y es ampliamente conocido, por lo que su control es, hoy en día, seguro. No obstante, existe una fuerte tendencia hacia la obtención de energía mediante materias primas renovables, como son la energía solar, hidráulica, undimotriz, eólica... etc. Estas nuevas fuentes de energía se están implementando en forma de microrredes (del inglés *micro-grids*) [1], de manera que pueden satisfacer ciertas demandas de energía eléctrica de manera local, por ejemplo, a complejos industriales, vecindarios residenciales, hospitalares... etc [2]. Dado que se conectan de manera directa con la gran red de distribución, los modos de funcionamiento se restringen severamente en función del estado de la red. Es por ello, que en caso de que la red de distribución deje de suministrar potencia a los consumidores, estas fuentes renovables de energía se desconectan de la red por seguridad [3], y no ayudan a paliar el incidente. Un mayor desarrollo de mejores tecnologías para estas conexiones con la red de distribución, unido a un desarrollo en el área de baterías y almacenamiento de energías, ayudarán significativamente a asentar con mayor seguridad fuentes renovables de energía en el sistema energético, haciendo que éste, de manera paulatina, evolucione a un modelo energético más ecológico, eficiente y seguro. Una de las principales tecnologías utilizadas para llevar a cabo una conexión de fuentes de energías renovables a la gran red de distribución, son los convertidores electrónicos de potencia CC - CA fuente de tensión (en inglés *Voltage Source Converter* o *VSC*).

Dada la naturaleza del proyecto (destinado a docencia), las bajas tensiones que se operan y por facilidad de manejo y programación del control y su posterior implantación, se decidió utilizar un VSC que tiene como particularidad MOSFETS de GaN. El nitruro de galio o GaN se usa actualmente [4] para los interruptores de potencia destinados a ciertas aplicaciones [5]. Estos interruptores se enmarcan dentro de los llamados “de banda prohibida” o “de banda ancha” (en inglés *wide-bandgap semiconductors* o *WBG semiconductors*) y con ellos se pretende mejorar la commu-

tación (aumentándola), disminuir las pérdidas en conducción y conseguir tensiones de bloqueo más altas que las que se obtienen con los interruptores de Si (que está limitada, teóricamente, a unos 6.5kV)[6]. En el presente documento, en primer lugar, se describirá cuál es el objetivo principal del proyecto. A continuación, se trata el aparato matemático que se utiliza para el control de los VSC. Seguidamente, se describirán los fundamentos de este tipo de convertidores; qué son, cómo se utilizan y controlan, de qué se componen... etc. Más adelante, se mostrará el convertidor electrónico que se ha utilizado en el proyecto, así como el microcontrolador y los componentes que se han usado para construir el prototipo. Por último, se estudiarán una serie de controles, mostrando simulaciones en tiempos continuo y discreto, y su validación experimental en el prototipo.

Palabras clave

Inversor, VSC, Control de Corriente, Transformada de Park, LAUNCHPADXL - F28379D, TMS320F28379D, BOOSTXL - 3PhGaNInv.

Índice general

Resumen	I
Palabras Clave	II
1. Introducción	1
1.1. Motivación del proyecto	2
1.2. Objetivos	2
2. Convertidores fuente de tensión.	3
2.1. Breve descripción del PWM.	3
2.2. Transistores de Potencia	5
2.3. VSCs con modulación de ancho de pulso	10
2.4. Descripción de un VSC	11
3. Conexión de convertidores electrónicos de tensión a la red eléctrica	16
3.1. Sincronización con la red	20
3.2. Algunos filtros simples	22
4. Control del dispositivo	24
4.1. Ecuaciones del sistema	24
4.2. Variables trifásicas y sistemas de referencia	26
4.3. Modelo en ejes d-q de una bobina trifásica	30
4.4. Magnitudes Base	31
5. Diseño, simulación e implantación de controles P - PI	33
5.1. Diseño de un control P - PI en tiempo continuo	35
5.2. Descripción del simulador	40
5.3. Control P	43
5.4. Control PI	51
6. Componentes Principales del Prototipo	59
6.1. Microporcesadores y microcontroladores	59
6.2. VSC BOOSTXL-3PhGaNInv	69
6.3. Configuración Software del prototipo	81

7. Resultados Experimentales	100
8. Presupuesto	109
8.1. Presupuesto Materiales	109
8.2. Presupuesto Mano de Obra	110
8.3. Presupuesto Total	110
Referencias	111
9. Anexo I: Instalación del Paquete TI C2000 para Matlab	116
10. Anexo II: Interfaz del Simulador	124
11. Anexo III: Archivos	129
12. Anexo IV: Objetivos de Desarrollo Sostenible	130

Índice de figuras

2.1. Esquema de un VSC trifásico. Vdc es la tensión continua de entrada, Va0, Vb0 y Vc0 son las tensiones alternas de salida.	4
2.2. Generación de PWM mediante comparación con una triangular [11]	4
2.3. Tensiones en Vectores Espaciales [10]	4
2.4. Diagrama de un transistor MOSFET a) canal n y b) canal p. [13] . .	5
2.5. Diagrama de un transistor MOSFET canal n y (b) Diagrama de un transistor MOSFET canal p. [13]	6
2.6. Diagrama de un transistor BJT en conducción directa [15]	6
2.7. Diagrama de un IGBT como a) BJT b) MOSFET	7
2.8. Banda de conducción de materiales semiconductores[13].	8
2.9. Hipotético cortocircuito de la fase A	9
2.10. Tiempo de encendido y apagado de un semiconductor	9
2.11. Tiempo en el que una rama se cortocircuita.	10
2.12. Circuito analógico para satisfacer el Dead Time.	10
2.13. Definición del factor de servicio.	11
2.14. Esquema de un VSC alimentando una carga. Vdc es la tensión de continua de entrada gobernable. T1 a T6 son los interruptores dis- parados con el microprocesador. Va0, Vb0 y Vc0 son las tensiones alternas de salida e ia, ib e ic las corrientes por la carga. L y R es la carga que se alimenta.	12
2.15. Diagrama funcional del VSC utilizado en el prototipo.	13
2.16. Sincronización del ADC con PWM con un único disparo por ciclo. .	14
2.17. Sincronización del ADC con PWM con doble disparo por ciclo. . .	15
3.1. Diagrama de un convertidor en formato <i>grid-forming</i> [22].	16
3.2. Diagrama de un convertidor en formato <i>grid-feeding</i> [22].	17
3.3. Diagrama de un convertidor en formato <i>grid-supporting-forming</i> con modelo de fuente de tensión [23].	18
3.4. Diagrama de un convertidor en formato <i>grid-supporting-feeding</i> con modelo de fuente de corriente [23].	19
3.5. Diagrama de un bloque <i>PLL</i> [26].	20
3.6. Modelo linealizado de un <i>PLL</i> [25].	20
3.7. Modelo linealizado de un <i>SRF-PLL</i> [27].	21

3.8. Filtro en L	22
3.9. Filtro en LC.	23
3.10. Filtro en LCL.	23
3.11. Esquema de inversor trifásico con carga RL.	23
4.1. Esquema vectorial del circuito. Va0, Vb0 y Vc0 son las tensiones de salida del inversor. Va, Vb y Vc las tensiones que determina el control e ia, ib e ic las variables medidas.	24
4.2. Transformada de Clarke.	27
4.3. Transformada de Park.	28
4.4. Diagrama de control de corriente en ejes d-q [25]	30
5.1. Diagrama de bloques de un control.	34
5.2. Diagrama de bloque de un control en tiempo continuo [41].	35
5.3. Diagrama de bloques de un control PI en formato paralelo.	36
5.4. Simulink para la obtención de la planta en tiempo continuo.	37
5.5. Diagrama de bloques de un control en tiempo discreto.	38
5.6. Bloque PID de implantación Software y Hardware.	40
5.7. Interfaz para la configuración del simulador. Idéntica a la que se utiliza en el hardware del prototipo. El desarrollo se describe en el Anexo II.	41
5.8. Configuraciones de los parametros del simulador.	42
5.9. Respuesta temporal de eje d de un Control P en tiempo continuo. Pulso de Id = 1 en 0.3s. Pulso de Iq = 1 en 0.8s.	43
5.10. Respuesta temporal de eje q de un Control P en tiempo continuo. Pulso de Id = 1 en 0.3s. Pulso de Iq = 1 en 0.8s.	44
5.11. Respuesta en frecuencia de lazo abierto de un Control P en tiempo continuo.	45
5.12. Configuración de un simulador con un control P. Idéntica a la que se utiliza en el simulador. El desarrollo se describe en el Anexo II.	47
5.13. Scope de un simulador con un control P. El bloque PID de simulink se implanta en tiempo discreto. Los valores del control de la simulación se recogen en la Tabla 5.2	48
5.14. Gráfica de error de seguimiento de referencia de corriente de eje d con un Control P. Implantación hardware. Los datos del eje y están escalados a un 0.1 del valor en pu.	50
5.15. Respuesta temporal de Id con margen de fase constante con el control PI en tiempo continuo. Pulso de Id = 1 en 0.3s. Pulso de Iq = 1 en 0.8s.	52
5.16. Respuesta temporal de Iq con margen de fase constant con el control PI en tiempo continuo. Pulso de Id = 1 en 0.3s. Pulso de Iq = 1 en 0.8s.	52

5.17. Respuesta temporal de Id con pulsación de cruce constante con el control PI en tiempo continuo. Pulso de Id = 1 en 0.3s. Pulso de Iq = 1 en 0.8s.	53
5.18. Respuesta temporal de Iq con pulsación de cruce constante con el control PI en tiempo continuo. Pulso de Id = 1 en 0.3s. Pulso de Iq = 1 en 0.8s.	53
5.19. Respuesta en lazo abierto con margen de fase constante con el control PI en tiempo continuo.	54
5.20. Respuesta en lazo abierto con pulsación de cruce constante con el control PI en tiempo continuo.	54
5.21. Configuración aplicada al simulador con un Control PI. Idéntica a la que se utiliza en el simulador. El desarrollo se describe en el Anexo II.	55
5.22. Scope de un simulador con un control PI. El bloque PID se implanta en tiempo discreto. Se puede observar en los saltos que se producen en los ejes <i>dq</i> cuando su referencia es nula, que las variaciones en eje <i>q</i> son perturbaciones en eje <i>d</i> y viceversa. Los valores del control de la simulación se recogen en la Tabla 5.4	56
5.23. Gráfica de error de seguimiento de referencia de corriente de eje d con un Control PI. Implantación hardware. Los valores de los ejes están escalados a un 0.1 del valor real en pu. Se observa que la bobina satura para valores superiores a 3pu (Aprox. 6.1A).	58
 6.1. Esquema de un computador.	59
6.2. Esquema de un microcontrolador.	60
6.3. Evolución de la familia TMS320 [43].	61
6.4. Vista superior del LaunchPad F28379D.	62
6.5. Vista inferior del LaunchPad F28379D.	62
6.6. Tarjeta LAUNCHXL - F28379D [44]	63
6.7. Vista en detalle parte superior tarjeta LAUNCHXL - F28379D [44]	63
6.8. Tarjeta LAUNCHXL - F28379D Pinout [45].	63
6.9. Vista de detalle de la tarjeta LAUNCHXL - F28379D Pinout lado izquierdo [45]. Se recuadran las salidas del DAC para las que existe un bloque en el toolbox de Simulink.	64
6.10. Vista de detalle de la tarjeta LAUNCHXL - F28379D Pinout lado derecho [45]. Se recuadran los pines para los que no existe un bloque específico de Simulink y no pueden utilizarse con dicha librería como DAC.	65
6.11. Toolbox de los procesadores C2000 de Texas Instruments.[46]	67
6.12. Toolbox para el LaunchPad F2837xD de Texas Instruments.[46]	68
6.13. Vista superior del BOOSTXL-3PhGaNInv. Los recuadros son las resistencias cambiadas.	69
6.14. Vista inferior del BOOSTXL-3PhGaNInv.	70
6.15. Diagrama funcional del BOOSTXL-3PhGaNInv [47].	71
6.16. a) apagado y b) encendido del LMG5200 [49].	72

6.17. Diagrama funcional del INA240 [47]	72
6.18. Tipos de INA240 en función de su ganancia [50].	72
6.19. Circuito electrónico del INA240. [48]	73
6.20. Conexiones lado izquierdo (J1) del BOOSTXL - 3PhGaNInv [51].	74
6.21. Conexiones lado derecho (J2) del BOOSTXL - 3PhGaNInv [51].	74
6.22. Conjunto LaunchPad con VSC con la conexión en la parte superior.	75
6.23. Conjunto LaunchPad con VSC con la conexión en la parte inferior. .	75
6.24. Conjunto LaunchPad con VSC con la conexión en la parte inferior. Vista lateral.	77
6.25. Conjunto LaunchPad con VSC con la conexión en la parte inferior. Vista en perspectiva.	77
6.26. Encapsulado del VSC y Launchpad. Entrada de tensión continua.	78
6.27. Encapsulado del VSC y Launchpad. Salidas de tensión alterna y co- nexión USB.	79
6.28. Encapsulado del VSC y Launchpad. Pines para osciloscopio.	80
6.29. Bloque ePWM de Simulink. Librería TI C2000.	81
6.30. Opciones de formas de generación de PWM en el bloque ePWM de Simulink [46].	83
6.31. Bloque ePWM de Simulink. Librería TI C2000.	84
6.32. Diagrama de la nomenclatura de los PWM en Simulink para el VSC conectado al LaunchPad en su parte inferior (Sección 6.2.2).	85
6.33. Configuración ePWMxA.	86
6.34. Aspecto final del Bloque ePWM. Entrada del factor de servicio. . .	86
6.35. Configuración del <i>Counter Compare</i>	87
6.36. Configuración ePWMxB.	87
6.37. Configuración ePWMxB desde el <i>DeadBand Unit</i>	88
6.38. Configuración del inicio de ADC sincronizado con el ePWM.	88
6.39. Configuración PWM enable del VSC.	89
6.40. Configuración pestaña <i>ePWMB</i> para obtención de señales por PWM. .	90
6.41. Configuración pestaña <i>Counter Compare</i> para obtención de señales por PWM. Contadores <i>CMPA</i> y <i>CMPB</i>	90
6.42. Configuración pestaña <i>Counter Compare</i> para obtención de señales por PWM. Contadores <i>CMPA</i> y <i>CMPB</i>	91
6.43. Configuración pestaña <i>Deadband Unit</i> para obtención de señales por PWM.	91
6.44. Aspecto final del Bloque ePWM para obtención de señales. Entradas factores de servicio.	91
6.45. Bloque ADC de Simulink. Librería TI C2000.	92
6.46. Configuración de los Bloque ADC.	93
6.47. Bloque DAC de Simulink. Librería TI C2000.	94
6.48. Diferencia en las medidas de PWM - DAC.	95
6.49. Corriente por una fase, salida por el DAC, por el PWM y medida con pinza amperimétrica.	95

6.50. Diagrama de bloques para obtener una señal por el DAC o PWM. El valor medio de 1.5V real podría variar.	96
6.51. Señal saturada por la salida del DAC.	97
6.52. Configuración de la pestaña <i>Solver</i> para implemntación en el prototipo.	98
6.53. Configuración de la pestaña <i>Hardware Implementation</i> para implem-tación en el prototipo.	99
 7.1. Entorno de trabajo.	100
7.2. Corrientes trifásicas por las bobinas. La identificación de las señales se muestra en detalle en la figura. Ver Tabla 7.1.	101
7.3. Corrientes trifásicas por las bobinas saturadas.	102
7.4. Corrientes trifásicas por las bobinas con referencia de eje corriente de eje d en forma de pulsos. Referencia de $I_q = 0$. La identificación de las señales se muestra en detalle en la figura.	103
7.5. Corrientes trifásicas por las bobinas con referencia de eje corriente de eje d en forma senoidal de 4Hz. La identificación de las señales se muestran en detalle en la figura. Referencia de $I_q = 0$	104
7.6. Detalle de las corrientes trifásicas por las bobinas con referencia de eje corriente de eje d en forma senoidal de 4Hz. La identificación de las señales se muestran en detalle en la figura. Referencia de $I_q = 0$	105
7.7. Corrientes trifásicas por las bobinas. Respuesta temporal de corriente de eje d y eje q. Aplicación de las referencias de manera simultanea. La identificación de las señales se muestran en detalle en la figura.	106
7.8. Corrientes trifásicas por las bobinas. Respuesta temporal de corriente de eje d y eje q inversamente aplicado. La identificación de las señales se muestran en detalle en la figura.	107
7.9. Corrientes trifásicas por las bobinas. Respuesta temporal de corriente de eje q. Referencia de $I_d = 0$. La identificación de las señales se muestran en detalle en la figura.	108
 9.1. Menu Add-Ons de Matlab.	117
9.2. Pantalla de Configuración 1 de la librería <i>C2000 Processors</i>	117
9.3. Pantalla de Configuración 2 de la librería <i>C2000 Processors</i>	118
9.4. Pantalla de Configuración 3 de la librería <i>C2000 Processors</i>	118
9.5. Pantalla de Configuración 4 de la librería <i>C2000 Processors</i>	119
9.6. Pantalla de Configuración 5 de la librería <i>C2000 Processors</i>	119
9.7. Página de descarga del <i>TI controlSUITE</i>	121
9.8. Página de descarga del <i>TI Code Composer Studio</i>	121
9.9. Página de descarga del <i>TI C2000Ware</i>	122
9.10. Pantalla de ubicación de la descarga del <i>TI controlSUITE</i>	123
9.11. Pantalla de ubicación de la descarga del <i>TI controlSUITE</i>	123
9.12. Pantalla de ubicación de la descarga del <i>TI controlSUITE</i>	123
 10.1. Creación de variables para la interfaz.	125

10.2. Ventana principal máscara de simulink.	125
10.3. Configuraciones y descripciones de la pestaña <i>Parameters and Dialog</i>	126
10.4. Configuraciones y descripciones del <i>Popup Options</i>	127
10.5. Configuraciones y descripciones de la pestaña <i>Initialization</i>	128

Capítulo 1

Introducción

El presente proyecto consiste en el desarrollo y control de un prototipo de un convertidor electrónico CC-CA fuente de tensión (en inglés *Voltage Source Converter* o *VSC*) trifásico para docencia. Tradicionalmente los VSCs se designaban en castellano como “inversores”, porque la energía iba de la parte de continua a la parte de alterna, al contrario que en los rectificadores, no obstante esta nomenclatura resulta hoy en día un tanto obsoleta, ya que las nuevas tecnologías de los VSC permiten que sean dispositivos completamente reversibles. Este tipo de dispositivo tiene especial interés en campos como la inyección de potencia a la red eléctrica, proveniente por ejemplo de una granja solar, o bien para el control de motores eléctricos.

Las tareas que se desarrollan serán:

1. Elección de los componentes.
2. Modelado del sistema que se quiere controlar.
3. Simulación del sistema completo.
4. Simulación en tiempo continuo con un regulador proporcional.
5. Simulación en tiempo continuo con un regulador proporcional - integral.
6. Simulación en tiempo discreto de los reguladores anteriores con el mayor número de detalles posibles que reflejen la implantación que se va a realizar.
7. Implementación con los reguladores anteriores en una tarjeta de evaluación del microcontrolador TMS320F28739D.
8. Prueba del prototipo y análisis de resultados.

1.1. Motivación del proyecto

La transición social hacia un desarrollo más sostenible, debe pasar necesariamente, por una mayor solidez en la implantación de las energías renovables en el sistema energético. Esta implantación debe hacerse, hoy en día, a través de convertidores electrónicos de potencia. Cualquier avance, análisis, diseño, prueba o desarrollo que contribuya a la comprensión de estos sistemas facilitará dicha transición necesaria del modelo energético. La forma de redactar el proyecto se realizará siempre tratando de, como dice Carl Sagan en *El mundo y sus demonios*[7], «hacerse accesible a la más amplia escala de comprensión fundamental de los descubrimientos y métodos de la ciencia».

1.2. Objetivos

El objetivo de este proyecto es realizar un control en lazo cerrado de la corriente de una bobina trifásica para ilustrar la conexión de un VSC (Voltage Source Converter) a la red eléctrica en la aplicación de las energías renovables. El resultado obtenido en el presente proyecto se pretende utilizar para docencia en diversas asignaturas relacionadas con la electrónica de potencia de grado y máster en la Universidad Pontificia Comillas.

Capítulo 2

Convertidores fuente de tensión.

Los convertidores fuentes de tensión (en inglés Voltage Source Converter o VSC) son dispositivos electrónicos de potencia, los cuales se basan en la conmutación de dispositivos semiconductores de potencia, que transforman una tensión continua de entrada en una tensión alterna de salida.

Los convertidores electrónicos de potencia fuente de tensión, permiten, si a la entrada se tiene una tensión variable, a la salida puede obtenerse, mediante la ganancia del sistema, una tensión variable. Sin embargo, si a la entrada se tiene una tensión constante, a la salida puede también obtenerse una tensión variable si se controla el VSC mediante modulación de ancho de pulso [8], siendo este último caso un convertidor CC - CA como el desarrollado en el presente proyecto.

El esquema básico del sistema se muestra en la Fig. 2.1.

2.1. Breve descripción del PWM.

La técnica de control de los VSC mediante modulación de ancho de pulso (del inglés Pulse Width Modulation o PWM), permite obtener una tensión cuyo armónico fundamental será de amplitud variable (alterna), a partir de una tensión de entrada fija (continua). Una salida PWM consiste en pulsos de frecuencia de conmutación y magnitud fija, pero ancho de pulso variable [9]. No obstante existen casos en los que la frecuencia de conmutación puede ser variable, como en la mitigación del ruido audible en determinadas aplicaciones de electrónica de potencia. Una salida PWM puede generarse mediante dos técnicas principalmente, comparación de una senoidal con una triangular, como en la Fig. 2.2 y mediante PWM en vectores espaciales (del inglés *Space Vector based on PWM* o *SVPWM*), representado en la Fig. 2.3. Esta última técnica, SVPWM, se adapta a la conmutación de los transistores de potencia (ver Sección 2.2), en función de la carga a la que se conecta el VSC [10].

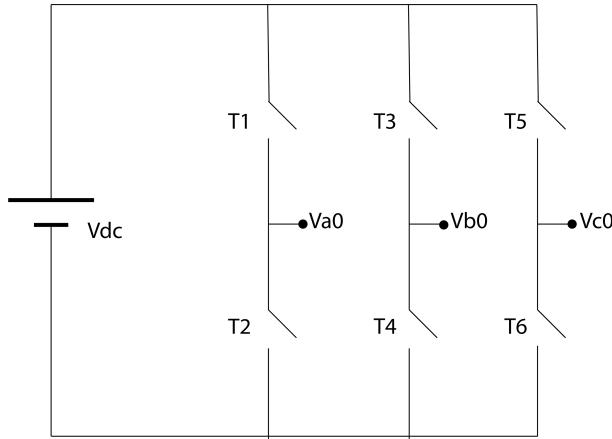


Figura 2.1: Esquema de un VSC trifásico. V_{dc} es la tensión continua de entrada, V_{a0} , V_{b0} y V_{c0} son las tensiones alternas de salida.

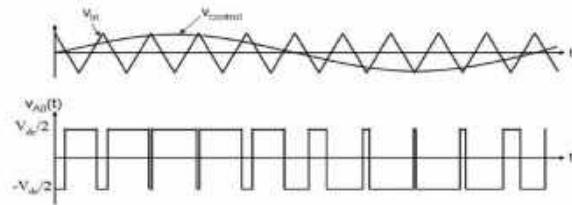


Figura 2.2: Generación de PWM mediante comparación con una triangular [11]

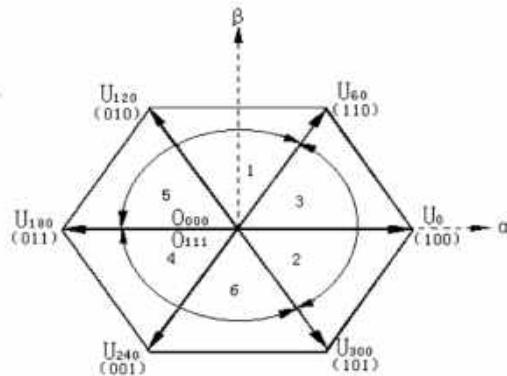


Figura 2.3: Tensiones en Vectores Espaciales [10]

2.2. Transistores de Potencia

Los transistores de potencia son interruptores que pueden activarse (cortocircuito) o desactivarse (circuito abierto) usando una señal de control. Hoy en día, dada la gran evolución de estos dispositivos en la industria, permiten conmutar entre los estados activo e inactivo a velocidades mucho mayores que antes, lo que facilita la incorporación de los transistores en convertidores electrónicos de potencia CC - CA, así como CA - CC [8]. Se describen a continuación tres de los grandes grupos en los que puede dividirse el basto mundo de los transistores de potencia.

2.2.1. Transistor tipo MOSFET

Los transistores tipo MOSFET (del inglés *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*) son interruptores controlados en tensión, requiriendo una corriente de entrada en el terminal de control (G, en la Fig. 2.4) solo en los primeros instantes de la conmutación [8]. Permiten frecuencias de conmutación muy elevadas [12], facilitando así su inmersión en los convertidores electrónicos de potencia. En la Fig. 2.4 [13] puede verse un diagrama de un MOSFET en configuración canal tipo n (Fig. 2.4-a) y configuración canal tipo p (Fig. 2.4-b)

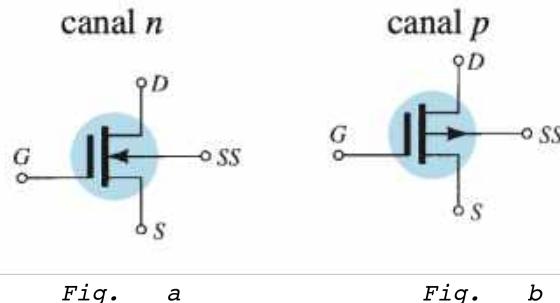


Figura 2.4: Diagrama de un transistor MOSFET a) canal n y b) canal p. [13]

En caso de que el sustrato no se encuentre accesible (y esto ocurre siempre en electrónica de potencia), la Fig. 2.5 muestra su simbología.

2.2.2. Transistor tipo BJT

Los transistores bipolares de juntura o BTJ (del inglés *Bipolar Junction Transistor*) son dispositivos que se controlan por corriente. Éstos requieren de un flujo de corriente por la base (terminal de control, B en la Fig. 2.6), para que, al crear una diferencia de potencial entre la base y el emisor, se permita el flujo de corriente por

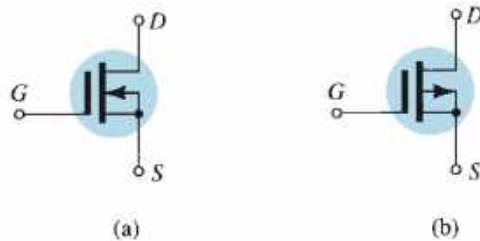


Figura 2.5: Diagrama de un transistor MOSFET canal n y (b) Diagrama de un transistor MOSFET canal p. [13]

el colector. En estos dispositivos, la ganancia de corriente es altamente dependiente de la temperatura [14]. En la Fig. 2.6 [15] se muestra un transistor de este tipo en conducción directa. Un transistor BJT necesita corriente en B mientras que tenga que estar activo (conduciendo).

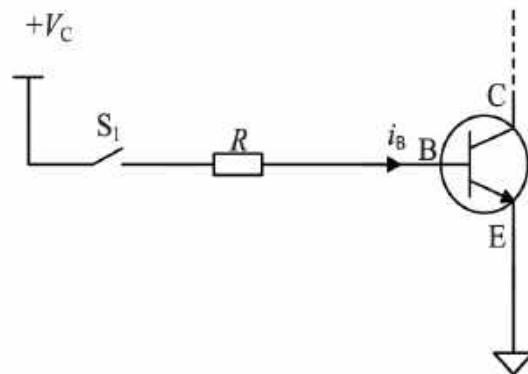


Figura 2.6: Diagrama de un transistor BJT en conducción directa [15]

Los BJT fueron populares en convertidores CC-CA en la década de 1975-1985, pero han sido sustituidos por MOSFETs en aplicaciones de baja tensión y baja-media potencia o por IGBTs en aplicaciones de media-alta tensión y media-alta potencia, o por otros interruptores en aplicaciones de muy alta tensión y potencia [8].

2.2.3. Transistor tipo IGBT

Los transistores de potencia IGBT también permiten la conmutación entre estados activo e inactivo a alta frecuencia [16], pero la frecuencia de conmutación máxima es sensiblemente menor en los IGBTs que en los MOSFETs. Un transistor IGBT tiene una alta impedancia de entrada y bajas pérdidas en conducción en activo [14]. Al comportarse de manera similar a una combinación entre un BJT y un MOSFET, su representación puede realizarse como BJT (Fig. 2.7-a) o como MOSFET (Fig. 2.7-b).

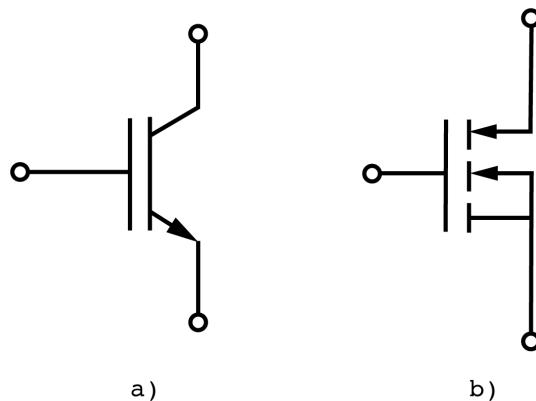


Figura 2.7: Diagrama de un IGBT como a) BJT b) MOSFET

2.2.4. Materiales de los semiconductores

Los materiales con los que se fabrican los transistores de potencia han sufrido grandes evoluciones en los últimos años gracias al desarrollo e implantación de la electrónica de potencia en campos como el almacenamiento de energía, el auge de los vehículos eléctricos, el desarrollo de las llamadas microrredes (del inglés *micro grids*)... etc. Típicamente, los materiales semiconductores más utilizados son el germanio (Ge), el silicio (Si) y el arseniuro de galio (GaAs). Existen, dentro de estos, materiales intrínsecos y extrínsecos. Un material intrínseco es aquel que ha sido refinado de manera que presenta un bajo índice de impurezas, mientras que un material extrínseco es aquél que ha sido dopado con impurezas. Dentro de estos últimos, existen materiales extrínsecos de canal n y de canal p. Un material extrínseco tipo n se forma añadiendo átomos que tienen cinco electrones de valencia (arsénico, fósforo...), mientras que un material extrínseco de canal p se forma añadiendo átomos que tienen tres electrones de valencia (boro, galio, indio...). En cualquiera de los tipos, la activación o desactivación del material semiconductor se produce debido a flujos de electrones o huecos de éstos [13].

Los materiales semiconductores pueden ser controlados para comutar entre modo activo o inactivo. La transición entre estos dos niveles se lleva a cabo cuando se le aplica suficiente energía a los electrones para poder superar la llamada *banda prohibida* (del inglés *bandgap*), como puede observarse en la Fig. 2.8.

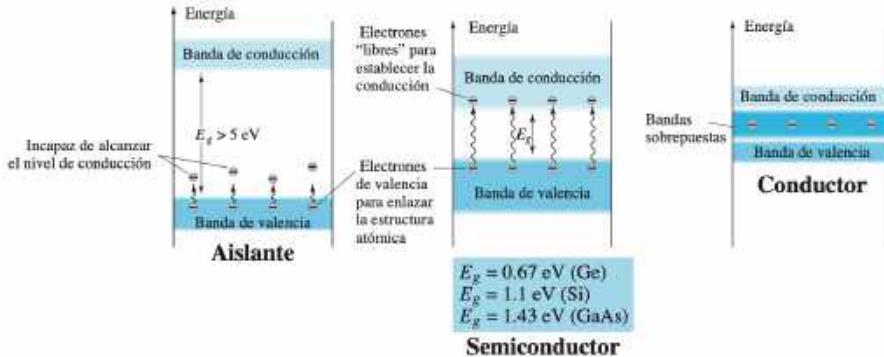


Figura 2.8: Banda de conducción de materiales semiconductores[13].

Hoy en día se está utilizando el nitrógeno de galio (GaN) o el carburo de silicio (SiC) para construir interruptores con ventajas frente a los de silicio: menos pérdidas en conmutación, menor resistencia de canal en MOSFETs, mayores tensiones de bloqueo...etc. [17].

2.2.5. Tiempo Muerto

Para que no se produzca un cortocircuito en la fuente de tensión del convertidor electrónico, es necesario que los interruptores de la misma rama cambien su estado de t_{on} a t_{off} y de t_{off} a t_{on} de manera que no coincidan en modo activo al mismo tiempo. Véase la Fig. 2.9. Los semiconductores, por norma general, pueden pasar de un estado *off* a un estado *on* en un periodo muy corto de tiempo. Sin embargo, el tiempo que tardan los semiconductores en pasar de un estado en *on* a un estado en *off*, es considerablemente mayor [13], Fig. 2.10.

Por lo tanto, dado que los interruptores no se apagan ni encienden de forma instantánea, se debe retrasar el encendido de cada interruptor de cada rama, de manera que el semiconductor complementario tenga tiempo de apagarse completamente, como puede observarse en la Fig. 2.11. Así se evita que dos interruptores de la misma rama conduzcan simultáneamente. Este efecto recibe el nombre de *tiempo muerto* (en inglés, *dead time*).

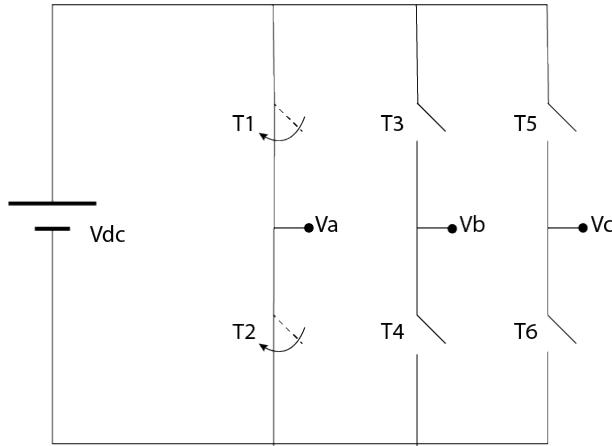


Figura 2.9: Hipotético cortocircuito de la fase A

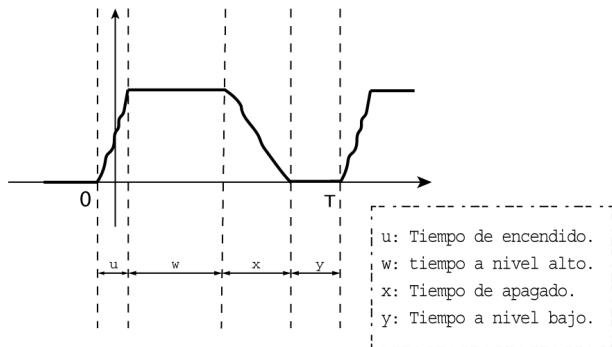


Figura 2.10: Tiempo de encendido y apagado de un semiconductor

2.2.6. Método analógico

Analógicamente, el desfase necesario para abarcar el Dead Time descrito en la Sección 2.2.5, puede realizarse mediante un circuito analógico sencillo como se muestra en la Fig. 2.12.

2.2.7. Método digital

Dependiendo de la arquitectura y el lenguaje en el que se programan los cálculos para el disparo de los semiconductores, la metodología puede variar. No obstante, consiste típicamente en retrasar el encendido del semiconductor complementario de una fase, de manera que en ningún caso se cortocircuite la fuente de alimentación.

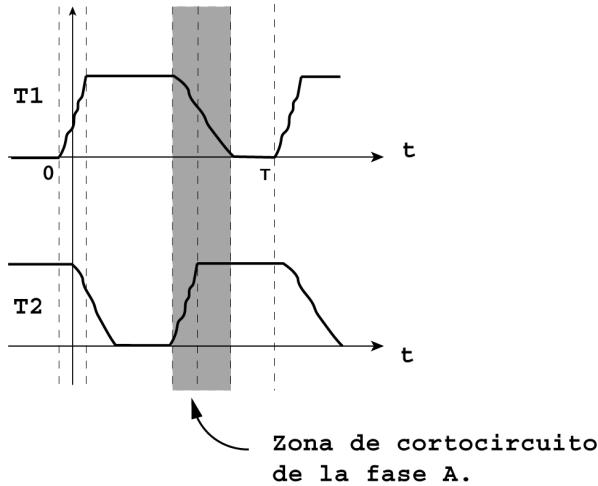


Figura 2.11: Tiempo en el que una rama se cortocircuita.

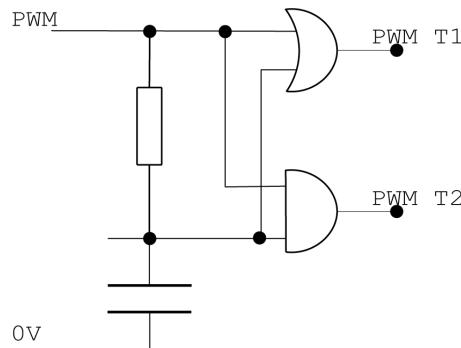


Figura 2.12: Circuito analógico para satisfacer el Dead Time.

2.3. VSCs con modulación de ancho de pulso

Los MOSFETs, como se describe en la Sección 2.2, se controlan mediante una tensión entre puerta y fuente (*Gate* y *Source*). Una vez se activa la conducción por el MOSFET, no es necesario seguir suministrándole corriente.

Estas tensiones tendrán una forma de onda cuadrada cuyo factor de servicio (del inglés *Duty Cycle*) se define como el tiempo en el que la onda se encuentra a nivel alto (t_{on}) dividido entre el periodo total de la onda (T), como puede verse en (2.1) y en la Fig. 2.13. Dado que a la salida quiere tenerse una forma de onda senoidal, los factores de servicio deberán variar senoidalmente.

Estos pulsos que encienden y apagan los semiconductores se realizan individualmente para cada fase, y en concreto, para cada semiconductor. Dado que se pretende realizar un VSC con la salida de alterna en trifásica, se computarán y producirán un total de 6 señales de PWM distintas, es decir, seis ondas diferentes. No obstante, existe cierta relación entre los semiconductores que actúan sobre una fase. Esto se debe a que dos semiconductores de la misma rama no pueden estar encendidos al mismo tiempo, para evitar un cortocircuito en la fuente de tensión continua. Más detalles en la Sección 2.2.5.

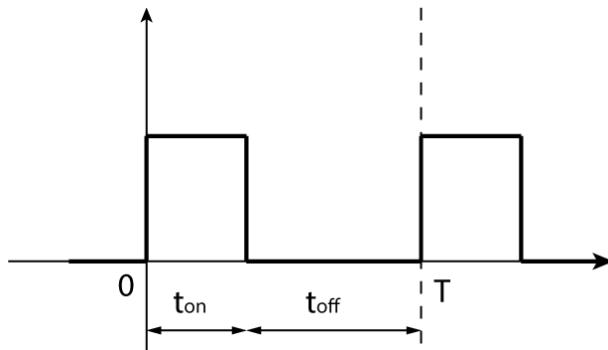


Figura 2.13: Definición del factor de servicio.

$$D = t_{on}/T \quad (2.1)$$

Con:

$$T = t_{on} + t_{off} \quad (2.2)$$

2.4. Descripción de un VSC

Un VSC fuente de tensión CC-CA consiste en una fuente de tensión continua gobernable, una serie de interruptores controlados mediante un microprocesador, una salida de tensión alterna que surge de la conmutación de los interruptores y una carga a la que se conecta (En el presente proyecto es una bobina trifásica.)

El sistema de control del sistema, consiste en [18]:

1. Se coloca la posición inicial de las salidas de los contadores para PWM.
2. Se disparan los ADC y se espera a que acaben de convertir.
3. Se calcula la tensión que hay que aplicar a la carga.

4. Se convierte dicho valor de tensión en un factor de servicio para cada rama.
5. Se actualiza la generación de PWM (si procede).

Un modelo de VSC alimentando una carga, se ilustra en la Fig. 2.14. Mientras que en la Fig. 2.15 se muestra el diagrama funcional del VSC utilizado en el prototipo.

En el caso del presente prototipo, dado que consiste en un control de corriente, se muestran las intensidades que circulan por la carga (i_a , i_b e i_c en Fig. 2.14), utilizadas para controlar la tensión que alimenta la carga y así seguir la referencia impuesta en el control.

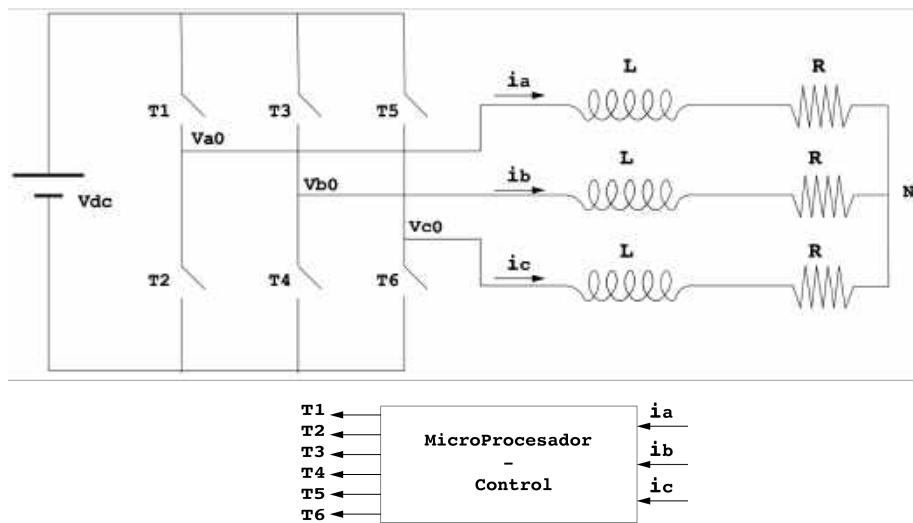


Figura 2.14: Esquema de un VSC alimentando una carga. V_{dc} es la tensión de continua de entrada gobernable. T_1 a T_6 son los interruptores disparados con el microprocesador. V_{a0} , V_{b0} y V_{c0} son las tensiones alternas de salida e i_a , i_b e i_c las corrientes por la carga. L y R es la carga que se alimenta.

2.4.1. Muestreo de las señales

El ADC de los microcontroladores muestrea la señal de salida (procedente de las sondas de tensión y corriente) entre un instante k y un instante consecutivo $k + 1$. Será estrictamente necesario que los ADC comiencen su muestreo en k y es condición indispensable que los niveles de los PWM de las señales de las tres fases del inversor, estén simultáneamente a nivel alto o nivel bajo. Como puede observarse en la Fig. 2.16.

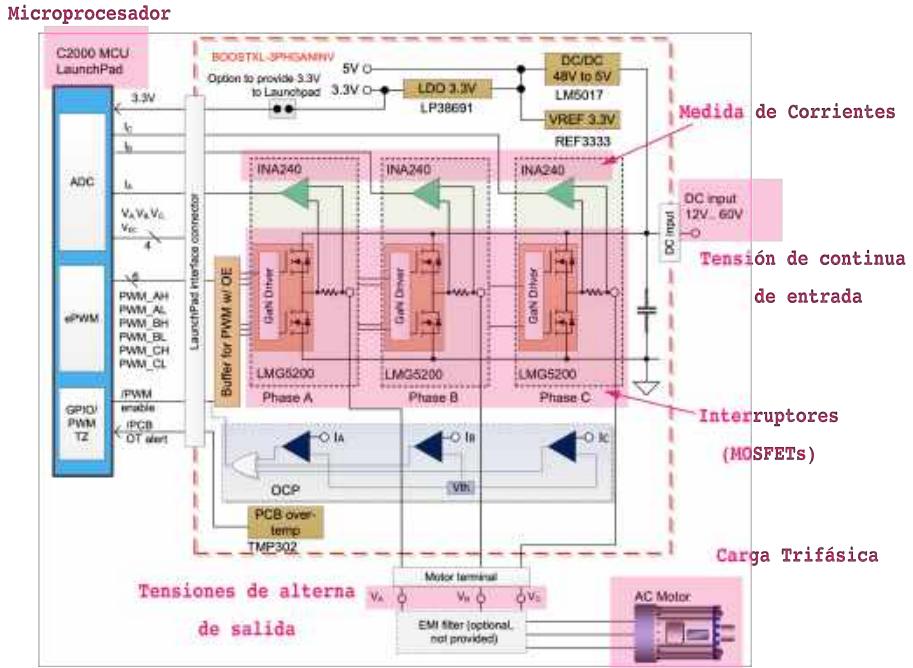


Figura 2.15: Diagrama funcional del VSC utilizado en el prototipo.

Así mismo, para conseguir la condición anterior, se pueden utilizar distintos métodos. El método que se va a emplear en el prototipo, es el de dividir el pulso a nivel alto del PWM de cada ciclo en dos partes iguales, es decir, conseguir el mismo factor de servicio D en un ciclo de periodo T (no necesariamente igual al tiempo comprendido entre k y $k + 1$), mediante la división en dos pulsos de valor $D/2$ para el mismo periodo T , como se muestra en Fig. 2.17. De esta manera, se consigue con mayor seguridad que los tres PWM se encuentren a nivel alto cuando convierte el ADC.

Dada la gran potencia de los microcontroladores actuales, pueden realizarse los cálculos necesarios para hallar el valor del factor de servicio de los PWM para obtener como resultado la variable de control, en un breve periodo de tiempo. Dicho periodo de tiempo, estará comprendido entre k y $k + 1$. Es por ello, que ha de analizarse la necesidad o no de ejecutar la orden de actualizar el valor del nuevo factor de servicio antes de que acabe el ciclo entre k y $k + 1$, o en su defecto, esperar a que se complete el ciclo y actualizar el valor en $k + 1$. Dada la extensión y objetivo de este proyecto, se opta por la segunda opción: esperar a que se complete el ciclo.

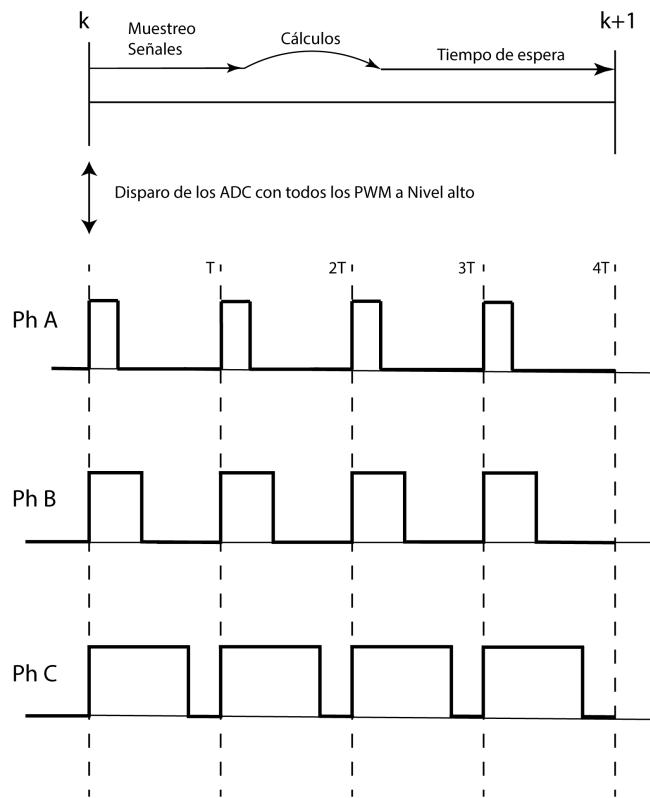


Figura 2.16: Sincronización del ADC con PWM con un único disparo por ciclo.

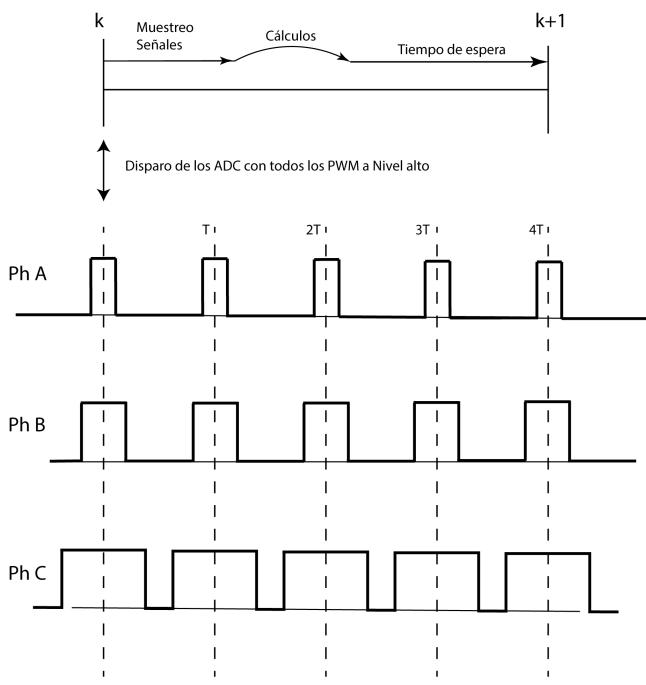


Figura 2.17: Sincronización del ADC con PWM con doble disparo por ciclo.

Capítulo 3

Conexión de convertidores electrónicos de tensión a la red eléctrica

Los convertidores electrónicos CC - CA pueden conectarse a la red eléctrica de tres maneras, en formato *grid-forming*, en formato *grid-supporting* y en formato *grid-feeding* [19].

Los VSC utilizados en formato *grid-forming* pueden asemejarse a un modelo de fuente de tensión alterna ideal, con una amplitud y una frecuencia constante, teniendo una impedancia de salida muy pequeña, como se muestra en la Fig. 3.1. La amplitud y la frecuencia de la tensión viene determinada por la red local a la que quiere conectarse [19] o en su defecto, en funcionamiento en modo aislado [20], debe seguir una referencia fija [21]

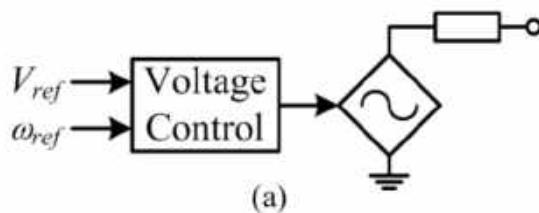


Figura 3.1: Diagrama de un convertidor en formato *grid-forming*[22].

El formato *grid-feeding* se utiliza para poder controlar las potencias que circulan por la red, consumiendo o generando potencias activa o reactiva, de manera fija o variable [19]. Debe estar perfectamente sincronizada con la red local a la que

quiere conectarse [21]. Se modelan como una fuente de intensidad ideal conectada en paralelo con una gran impedancia, Fig. 3.2.

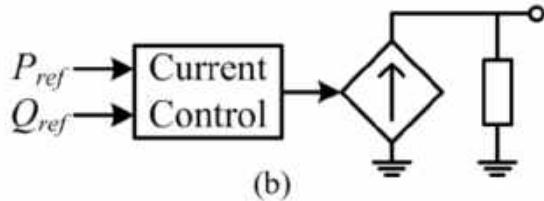


Figura 3.2: Diagrama de un convertidor en formato *grid-feeding*[22].

Por último, el formato *grid-supporting* puede controlar la frecuencia y amplitud de la tensión de salida, mediante un modelo basado en una fuente de tensión de alterna en serie con una impedancia, como se muestra en la Fig. 3.3, o bien controlar las potencias de la red mediante el modelado de una fuente de corriente en paralelo con una carga, como se muestra en la Fig. 3.4. El formato *grid-supporting* consiste en actuar, bien sobre las potencias inyectadas o consumidas a partir de las medidas de tensión y frecuencia de la red (*grid-supporting-feeding*), o bien actuar sobre la tensión y frecuencia a partir de las medidas de potencias activa y reactiva de la red (*grid-supporting-forming*). [23]. La potencia activa está fuertemente relacionada con la frecuencia de la red, mientras que la potencia reactiva se relaciona con el perfil de tensiones [24].

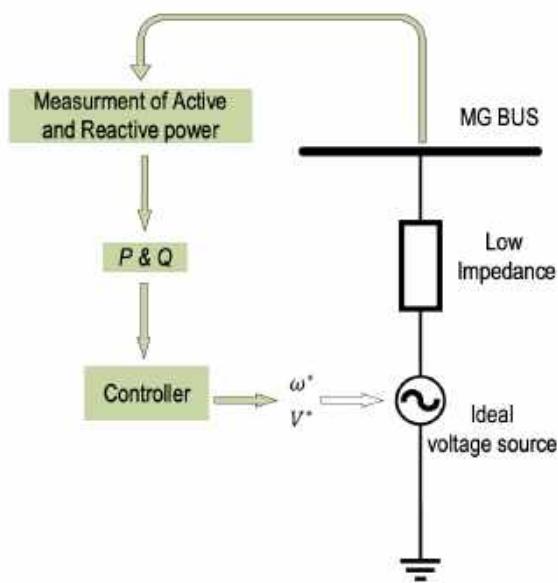


Figura 3.3: Diagrama de un convertidor en formato *grid-supporting-forming* con modelo de fuente de tensión [23].

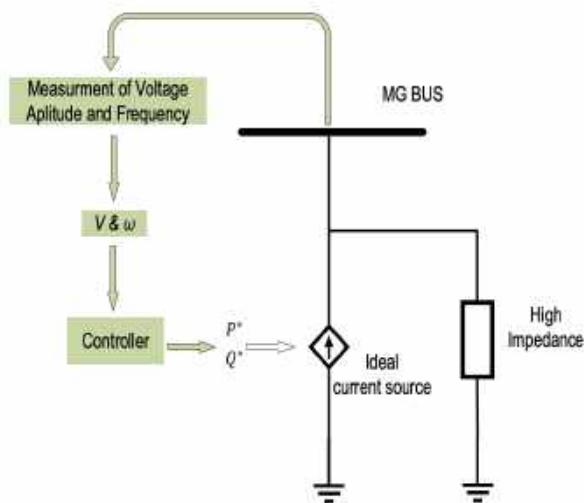


Figura 3.4: Diagrama de un convertidor en formato *grid-supporting-feeding* con modelo de fuente de corriente [23].

3.1. Sincronización con la red

La sincronización de los convertidores eléctricos CC - CA con la red es fundamental para su correcto funcionamiento. Esta sincronización depende en primera instancia del formato de funcionamiento del VSC. Cuando el VSC se encuentra conectado a la red, la frecuencia de funcionamiento viene determinada por la frecuencia de la red, en cambio, funcionando en modo isla o aislado, la frecuencia de funcionamiento será una referencia impuesta por el operador del VSC. En caso de estar conectado a la red, la sincronización se realiza a través de un bloque de sincronización *PLL* [19] (del inglés *Phase-Locked Loop*), ver Fig. 3.5. Este bloque consiste en un seguidor de referencia senoidal, que reproduce la frecuencia de la red eléctrica a la salida, en la Fig. 3.5, el ángulo θ . Se puede comprobar en la Fig. 3.6 cómo se utilizaría un *PLL* en un VSC funcionando en formato *grid-forming* [20], [25].

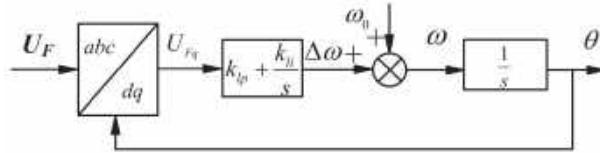


Figura 3.5: Diagrama de un bloque *PLL* [26].

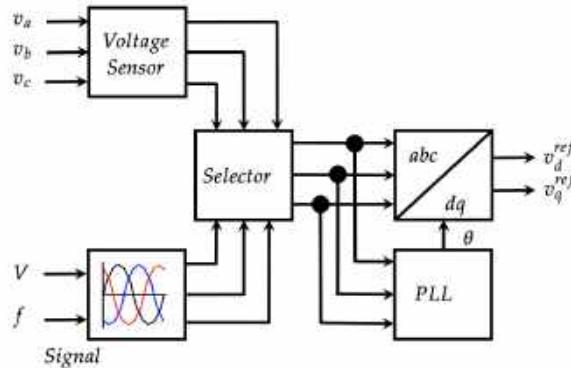


Figura 3.6: Modelo linealizado de un *PLL* [25].

En el caso de querer sincronizar una red alterna trifásica, se utiliza el bloque *SRF-PLL* [27] (del inglés *Synchronous Reference Frame Phase-Locked Loop*), ver Fig. 3.7)

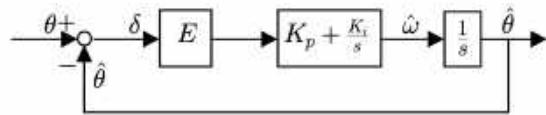


Figura 3.7: Modelo linealizado de un *SRF-PLL* [27].

3.2. Algunos filtros simples

Hoy en día existe una fuerte tendencia en la aplicación de los VSC a la hora de integrar fuentes de energía renovables al sistema eléctrico, el cuál opera en magnitudes alternas. Dicha conexión a la red eléctrica, requiere de la implantación de filtros para poder generar ondas trifásicas que se sincronicen con la red y que supriman los armónicos [28]. Los filtros van desde los más sencillos como los filtros en L, LC y LCL [20], [29], [30], hasta llegar a filtros de mucha mayor complejidad. En el presente prototipo se utilizará un filtro en L. Además, será meramente experimental, sin conectar el convertidor a la red eléctrica.

No obstante, la utilización de los VSC también está extendido al control de motores eléctricos, que, debido a su construcción, son cargas fuertemente inductivas. Esto hace que no sea necesaria la implantación de filtros a la salida del VSC en muchas ocasiones.

El modelado de la red eléctrica se realiza suponiendo que ésta es equivalente a una carga trifásica. La aplicación de conectar el VSC a la red sí requiere la utilización de filtros, siendo los que se enumeran a continuación los más sencillos,

1. Filtro L. En la alimentación de una carga pasiva con un filtro L como el de la Fig. 3.8 a la salida del inversor, se controlará la corriente por cada una de las fases.
2. Filtro LC. En la alimentación de una carga pasiva con un filtro LC como el de la Fig. 3.9 a la salida del inversor, se controlará la tensión trifásica que alimenta a la carga.
3. Filtro LCL. En la alimentación de una carga pasiva con un filtro LCL como el de la Fig. 3.10 a la salida del inversor, se controlará la corriente de cada una de las fases que circula por la bobina conectada a la carga [24], [31].

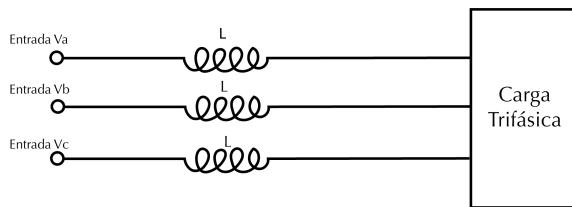


Figura 3.8: Filtro en L.

Los prototipos serán de la forma que puede observarse en la Fig. 3.11. La resistencia serie mostrada en cada fase representa la resistencia del cable de la bobina.

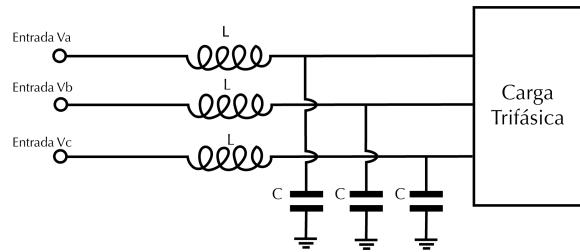


Figura 3.9: Filtro en LC.

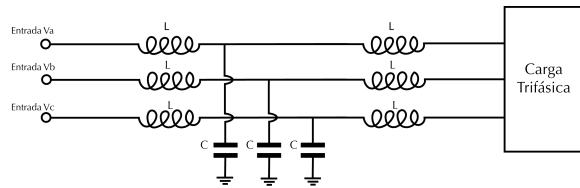


Figura 3.10: Filtro en LCL.

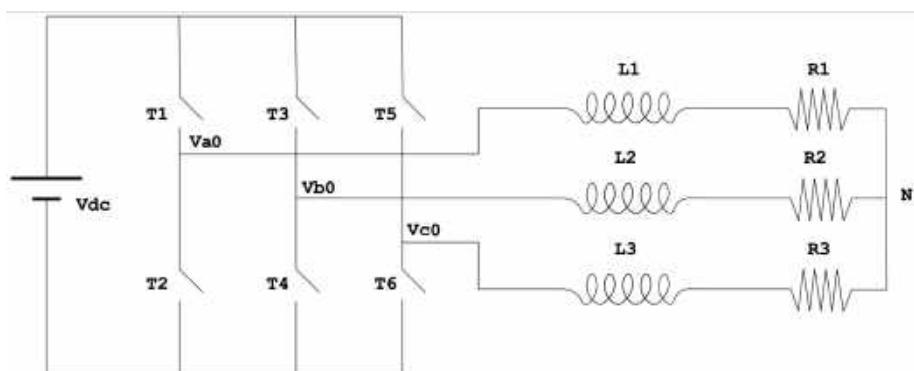


Figura 3.11: Esquema de inversor trifásico con carga RL.

Capítulo 4

Control del dispositivo

4.1. Ecuaciones del sistema

Sea el sistema de tensiones y corrientes de la Figura 4.1.

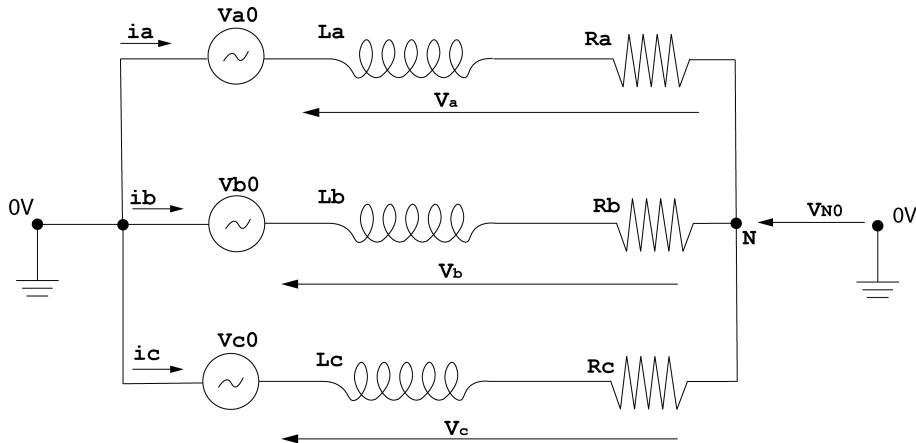


Figura 4.1: Esquema vectorial del circuito. V_{a0} , V_{b0} y V_{c0} son las tensiones de salida del inversor. V_a , V_b y V_c las tensiones que determina el control e i_a , i_b e i_c las variables medidas.

El control que se diseñará, calculará la tensión que ha de aplicarse a la carga, en la Fig. 4.1, las tensiones V_a , V_b y V_c . En (4.1) se muestra el sistema de ecuaciones de las fases del sistema. En ellas, V_{a0} , V_{b0} y V_{c0} son las tensiones de salida del VSC.

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{a0} = V_a + V_{N0} \rightarrow V_a = V_{a0} - V_{N0} \\ V_{b0} = V_b + V_{N0} \rightarrow V_b = V_{b0} - V_{N0} \\ V_{c0} = V_c + V_{N0} \rightarrow V_c = V_{c0} - V_{N0} \end{array} \right. \quad (4.1)$$

Sumando las ecuaciones anteriores, resulta:

$$(V_a + V_b + V_c) = (V_{a0} + V_{b0} + V_{c0}) - 3 \cdot V_{N0} \quad (4.2)$$

Se supondrá que los valores de las inductancias y resistencia del cable de las tres bobinas serán iguales, de tal manera que el sistema sea equilibrado:

$$\left\{ \begin{array}{l} L_a = L_b = L_c = L \\ R_a = R_b = R_c = R \end{array} \right. \quad (4.3)$$

Así mismo, la tensión que ha de caer en cada una de las bobinas y su resistencia, siendo la impedancia la suma de la inductancia y la resistencia del cable:

$$\left\{ \begin{array}{l} V_a = L \cdot \frac{di_a}{dt} + R \cdot i_a \\ V_b = L \cdot \frac{di_b}{dt} + R \cdot i_b \\ V_c = L \cdot \frac{di_c}{dt} + R \cdot i_c \end{array} \right. \quad (4.4)$$

Por lo tanto, suponiendo un sistema trifásico equilibrado, se aplica la ley de Kirchhoff de que la suma de corrientes en un nudo debe ser igual a cero [32]:

$$V_a + V_b + V_c = 0 \quad (4.5)$$

Y operando(4.2) en (4.5), resulta:

$$V_{N0} = \frac{1}{3} \cdot (V_{a0} + V_{b0} + V_{c0}) \quad (4.6)$$

Las formas de onda de tensión de continua y del armónico fundamental de V_{a0} , V_{b0} y V_{c0} serán ¹ de la forma en (4.7), con i = *las tres fases* y m_a el índice de modulación de amplitudes, que variará en función de la tensión que se aplica a la carga,

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{a0} = m_a \frac{V_{dc}}{2} + m_a \cdot \frac{V_{dc}}{2} \cdot \sin(\omega t) \\ V_{b0} = m_a \frac{V_{dc}}{2} + m_a \cdot \frac{V_{dc}}{2} \cdot \sin(\omega t + 120^\circ) \\ V_{c0} = m_a \frac{V_{dc}}{2} + m_a \cdot \frac{V_{dc}}{2} \cdot \sin(\omega t - 120^\circ) \end{array} \right. \quad (4.7)$$

¹Obtenido de los apuntes de la asignatura de Aplicaciones de Electrónica de Potencia. Último acceso: 18/12/2018. Accesible a los alumnos matriculados de la asignatura en la Universidad Pontificia de Comillas.

Y sustituyendo y operando (4.7) en (4.6):

$$V_{N0} = \frac{1}{3} \cdot \left(3 \cdot \frac{m_a \cdot V_{dc}}{2} \right) = \frac{m_a \cdot V_{dc}}{2} \quad (4.8)$$

4.2. Variables trifásicas y sistemas de referencia

Las variables que desean controlarse, en cualquier caso, son trifásicas y serán de la forma:

$$v_i = \hat{V}_i \sin(\omega t + \varphi_i) \quad (4.9)$$

Siendo:

1. v_i la tensión de la fase i en un instante de tiempo dado.
2. \hat{V}_i la tensión de pico de la fase i .
3. ω la pulsación de la senoidal de salida.
4. φ_i el adelanto o retraso inicial de la fase i .

El control de variables de la forma anterior resulta tedioso por contener funciones senoidales. Además, el ser magnitudes trifásicas obliga a controlar cada rama por separado. La solución a tan ardua tarea es la de aprovechar aparatos matemáticos como son la transformada de Clarke y la transformada de Park.

4.2.1. Transformada de Clarke

La transformada de Clarke consiste en la proyección de tres ejes coplanares, no necesariamente ortogonales entre sí, de componentes a , b y c , sobre un sistema cartesiano de ejes ortonormales, de componentes α , β y 0 [33], siendo generalmente 0 la componente homopolar de la transformación. En caso de tener un sistema trifásico en la que los vectores están desfasados entre sí 120° , se tiene el sistema representado en la Fig. 4.2. Si el sistema no tiene un cuarto hilo que conecte el neutro de la carga a tierra, la componente homopolar de la corriente, es nula, lo cual sucede en casi todos los casos y en el prototipo así será. De ahora en adelante se ignorará la componente homopolar.

$$U_{\alpha,\beta,0} = CU_{a,b,c} \quad (4.10)$$

La matriz de cambio de base que resulta de la Fig. 4.2, ignorando de nuevo la componente homopolar, es

$$C_{a,b,c \rightarrow \alpha,\beta} = \begin{pmatrix} \cos(0) & \cos(2\pi/3) & \cos(-2\pi/3) \\ \sin(0) & \sin(2\pi/3) & \sin(-2\pi/3) \end{pmatrix} \quad (4.11)$$

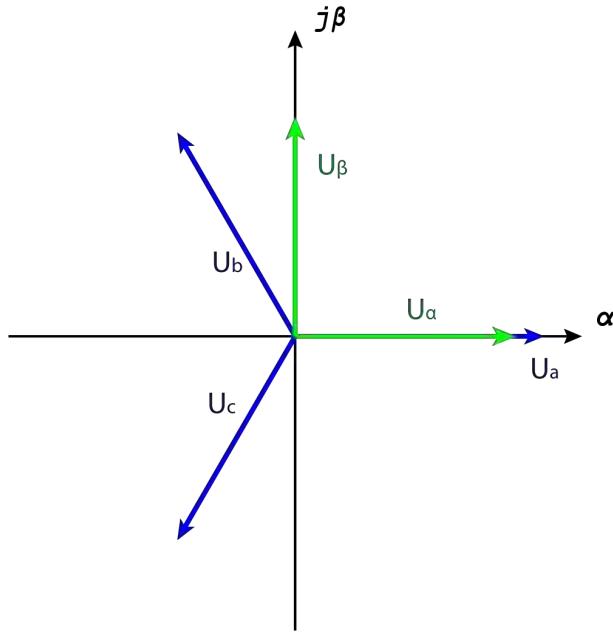


Figura 4.2: Transformada de Clarke.

$$C_{a,b,c \rightarrow \alpha,\beta} = \begin{pmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt(3)/2 & -\sqrt(3)/2 \end{pmatrix} \quad (4.12)$$

Y a la inversa

$$C_{a,b,c \rightarrow \alpha,\beta}^t = C_{\alpha,\beta \rightarrow a,b,c} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt(3)/2 \\ -1/2 & -\sqrt(3)/2 \end{pmatrix} \quad (4.13)$$

4.2.2. Transformada de Park

La transformada de Park [34] consiste en aplicar a la transformación de Clarke, a los ejes ortonormales α, β , una segunda transformación en forma de rotación alrededor del centro de los ejes coordenados, llevandolos a unos nuevos ejes d, q [33]. Dicha rotación puede ser fija, un ángulo θ , o bien, si el giro es constante, los ejes pueden rotar a velocidad angular ω . La transformación de Park que traslada los ejes ortonormales α, β a ejes dq puede expresarse de las formas La representación gráfica puede observarse en la Fig. 4.3.

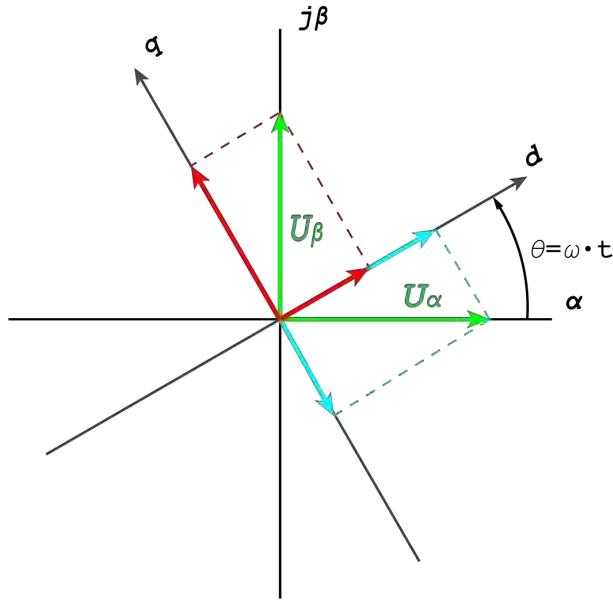


Figura 4.3: Transformada de Park.

1. Si la rotación de los ejes se produce un ángulo θ :

$$\begin{pmatrix} u_d \\ u_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{pmatrix} \quad (4.14)$$

2. Si la rotación de los ejes se produce a velocidad constante ω :

$$\begin{pmatrix} u_d \\ u_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\omega t) & \sin(\omega t) \\ -\sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{pmatrix} \quad (4.15)$$

Y la matriz de paso que relaciona los ejes iniciales coplanarios A, B y C con los nuevos ejes d, q es:

$$P_{a,b,c \rightarrow d,q} = \begin{pmatrix} \cos(\omega t) & \sin(\omega t) \\ -\sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{pmatrix} C_{a,b,c \rightarrow \alpha,\beta} \quad (4.16)$$

Y sustituyendo (4.12) en (4.16)

$$P_{a,b,c \rightarrow d,q} = \begin{pmatrix} \left(\frac{2}{3}\right) \cos(\omega t) & \left(\frac{2}{3}\right) \cos(\omega t - 2\pi/3) & \left(\frac{2}{3}\right) \cos(\omega t + 2\pi/3) \\ -\left(\frac{2}{3}\right) \sin(\omega t) & -\left(\frac{2}{3}\right) \sin(\omega t - 2\pi/3) & -\left(\frac{2}{3}\right) \sin(\omega t + 2\pi/3) \end{pmatrix} \quad (4.17)$$

Dado que los vectores en A, B y C coplanarios pueden no tener la misma magnitud que en los ejes $d - q$, se aplica una homotecia a (4.17), incluyendo también la componente homopolar:

$$P_{a,b,c \rightarrow d,q,0} = K \begin{pmatrix} \left(\frac{2}{3}\right) \cos(\omega t) & \left(\frac{2}{3}\right) \cos(\omega t - 2\pi/3) & \left(\frac{2}{3}\right) \cos(\omega t + 2\pi/3) \\ -\left(\frac{2}{3}\right) \sin(\omega t) & -\left(\frac{2}{3}\right) \sin(\omega t - 2\pi/3) & -\left(\frac{2}{3}\right) \sin(\omega t + 2\pi/3) \\ a & a & a \end{pmatrix} \quad (4.18)$$

Con:

$$P_{d,q \rightarrow a,b,c} = P_{a,b,c \rightarrow d,q,0}^{-1} = \frac{(Adj(P_{a,b,c \rightarrow d,q}))^t}{|P_{a,b,c \rightarrow d,q}|} \quad (4.19)$$

Más representativamente, transformando un vector (x_a, x_b, x_c) en uno (x_d, x_q, x_0) sería:

$$\begin{pmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{pmatrix} = K \begin{pmatrix} \left(\frac{2}{3}\right) \cos(\omega t) & \left(\frac{2}{3}\right) \cos(\omega t - 2\pi/3) & \left(\frac{2}{3}\right) \cos(\omega t + 2\pi/3) \\ -\left(\frac{2}{3}\right) \sin(\omega t) & -\left(\frac{2}{3}\right) \sin(\omega t - 2\pi/3) & -\left(\frac{2}{3}\right) \sin(\omega t + 2\pi/3) \\ a & a & a \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{pmatrix} \quad (4.20)$$

De esta manera, pueden distinguirse distintos casos en función del valor de K en (4.18).

- $K = 1$ y $a = 1/3$: Se denomina invariante en módulo. El módulo del número complejo $u_d + j u_q$ es igual a la amplitud de las variables trifásicas.
- $K = 1/\sqrt{2}$ y $a = 1/3$: Se denomina invariante en valor eficaz. El módulo del número complejo $u_d + j u_q$ es igual al valor eficaz de las variables trifásicas.
- $K = \sqrt{3/2}$ y $a = \sqrt{2}/3$: Se denomina invariante en potencia. Modo de funcionamiento del prototipo. En este caso, respecto de la potencia instantánea se cumple

$$p(t) = v_a(t) \cdot i_a(t) + v_b(t) \cdot i_b(t) + v_c(t) \cdot i_c(t) = v_d(t) \cdot i_d(t) + v_q(t) \cdot i_q(t) + v_0(t) \cdot i_0(t)$$

De esta manera, teniendo las matrices anteriores de cambio de variable, se pueden escribir modelos trifásicos de manera sencilla en solo dos coordenadas cartesianas (omitiendo la secuencia homopolar). Se puede convertir así, un vector que gira a velocidad constante alrededor de un punto fijo en un sistema de coordenadas estático, en un vector fijo en otro sistema de referencia que rota a dicha velocidad constante entorno al mismo punto fijo.

El prototipo que se diseña y fabrica en el presente proyecto es el que consiste en un VSC conectado a una bobina trifásica. La variable a controlar será la intensidad por las fases, que llevados a ejes $d - q$, consiste en el control de las variables i_d e i_q , realizando así un diseño de control de corriente[35].

Con la transformada de Park invariante en potencia, las potencias activas y reactivas instantáneas son [36]:

$$p = v_d \cdot i_d + v_q \cdot i_q \quad (4.21)$$

$$q = v_d \cdot i_q - v_q \cdot i_d \quad (4.22)$$

4.3. Modelo en ejes d-q de una bobina trifásica

Debido a las transformaciones de magnitudes trifásicas, alternas, variables en el tiempo, en magnitudes constantes, es necesario analizar el comportamiento de los componentes en los nuevos ejes tras la transformación [30], [31], [37]. En particular, las bobinas en los nuevos ejes d y q , tendrán un modelo peculiar, en el que se relacionan las corrientes y tensiones de los nuevos ejes entre sí, Fig. 4.4.

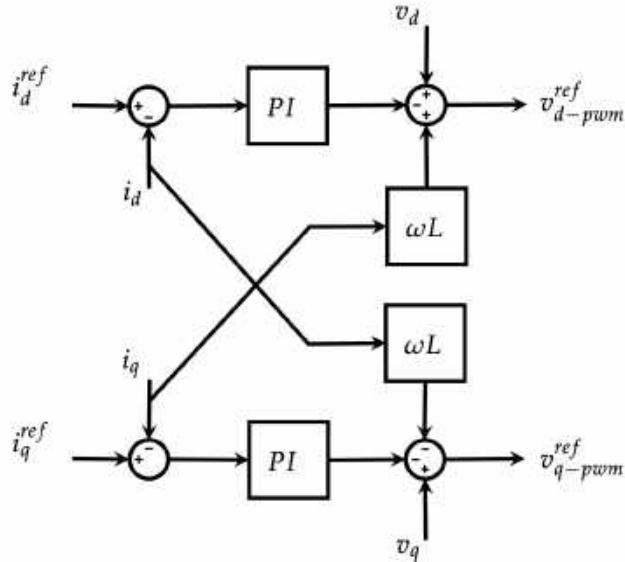


Figura 4.4: Diagrama de control de corriente en ejes d-q [25]

Sea (4.23) la ecuación que rige el comportamiento de las tensiones de las bobinas en los ejes abc . Siendo v_a , v_b y v_c las tensiones a las que están sometidas las bobinas en cada fase.

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = R \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + L \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (4.23)$$

Aplicando la matriz de transformación en (4.19) resulta (4.24) (para simplificar $P_{d,q \rightarrow a,b,c} = P$)

$$P \cdot \begin{bmatrix} v_q \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} = R \cdot P \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} + L \cdot P \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (4.24)$$

y despejando las tensiones matricialmente en (4.24):

$$\underbrace{P^{-1} \cdot P}_{\mathbf{I}_{33}} \cdot \begin{bmatrix} v_q \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} = P^{-1} \cdot R \cdot P \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} + P^{-1} \cdot L \cdot P \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (4.25)$$

Operando las operaciones matriciales y despejando las tensiones en (4.25):

$$\begin{cases} v_d = R \cdot i_d + \frac{d(L \cdot i_d)}{dt} - \omega_1 \cdot L \cdot i_q \\ v_q = R \cdot i_q + \frac{d(L \cdot i_q)}{dt} + \omega_1 \cdot L \cdot i_d \end{cases} \quad (4.26)$$

Pueden escribirse las ecuaciones de (4.26) en valores por unidad, definiendo:

$$\begin{cases} v_{pu} = \frac{v}{U_b}, \quad i_{pu} = \frac{i}{I_b}, \quad S_b = 3U_b I_b \\ L_{pu} = \frac{L}{L_b}, \quad R_{pu} = \frac{R}{Z_b}, \quad Z_b = 3\frac{U_b^2}{S_b} \\ Z_b = L_b \omega_b, \quad \omega_{1,pu} = \frac{\omega_1}{\omega_b} \end{cases} \quad (4.27)$$

De manera que se obtienen las ecuaciones de tensión de la inductancia y resistencia serie en valores por unidad siguientes:

$$\begin{cases} \omega_b \cdot v_{d,pu} = \omega_b \cdot (R_{pu} \cdot i_{d,pu}) + \frac{d(L_{pu} \cdot i_{d,pu})}{dt} - \omega_b (\omega_1 \cdot L_{pu} \cdot i_{q,pu}) \\ \omega_b \cdot v_{q,pu} = \omega_b \cdot (R_{pu} \cdot i_{q,pu}) + \frac{d(L_{pu} \cdot i_{q,pu})}{dt} + \omega_b (\omega_1 \cdot L_{pu} \cdot i_{d,pu}) \end{cases} \quad (4.28)$$

Observando el comportamiento de (4.26), se comprueba que en el régimen transitorio, las magnitudes de ejes d y q se ven influenciadas entre sí. Sin embargo, en régimen permanente las componentes de eje d solo dependen de las componentes de eje q y que las componentes de eje q solo dependen de las componentes de eje d [38].

$$v_d = -\omega_1 \cdot L \cdot i_q \quad (4.29)$$

$$v_q = \omega_1 \cdot L \cdot i_d \quad (4.30)$$

4.4. Magnitudes Base

Es necesario determinar una serie de magnitudes eléctricas base, dado que más adelante, se diseñará un regulador PID tanto en tiempo continuo como en tiempo discreto. Haciendo uso de la documentación técnica de los componentes [39], sabemos que la tensión nominal del inversor, en su entrada de tensión continua, es de $V_{dc} = 48V$. La corriente máxima del VSC es de $I_{mx}^{inversor} = 10A$. Las bobinas

admiten una corriente máxima de $I_{mx}^L = 5A$. La inductancia de las bobinas (por fase) es de $L = 5,881mH$. La resistencia de la inductancia (por fase) es de $R_L = 1,1 \Omega$.

Así mismo, dado que consiste en un prototipo para docencia, se trabajará con una intensidad por fase máxima de 2,5A. También, haciendo uso de (4.31), sustituyendo en está, por seguridad, un índice de modulación de amplitudes máximo de $m_a = 1$, tendremos una magnitud de tensión base para la tensión compuesta, es decir, tensión entre dos fases,

$$V_{f-f} = 0,61 \cdot m_a \cdot Vdc = 0,61 \cdot 1 \cdot 48 = 29,28V \quad (4.31)$$

Y la tensión que soporta una sola bobina respecto al neutro de la fuente de tensión, será:

$$V_f = \frac{V_{f-f}}{\sqrt{3}}$$

Las magnitudes base serán:

$$\begin{aligned} V_{dc} &= 48V \\ V_b &= V_{f-f} = 29,28V \\ I_b &= 2,5A \\ S_b &= \sqrt{3} \cdot V_b \cdot I_b \\ Z_b &= \frac{V_b}{I_b} \\ \omega_b &= 2 \cdot \pi \cdot f = 2 \cdot \pi \cdot 50 \\ L_b &= \frac{Z_b}{\omega_b} \end{aligned}$$

Capítulo 5

Diseño, simulación e implantación de controles P - PI

Los controles sobre variables se han venido usando durante siglos para poder controlar todo tipo de variables. Los primeros controles se realizaban de manera analógica, mediante mecanismos [40]. Hoy en día, se implementan los controles, en su inmensa mayoría, digitalmente. La implantación de un control de manera digital requiere de un computador (o microcomputador) para realizar todas las operaciones pertinentes. (Véase la Sección 6.1). Existen numerosos tipos de controles de variables, como por ejemplo, controles proporcionales, integrales y diferenciales (PID), o controles en espacio de estado, mediante realimentación de estado.

En el presente proyecto se realizará un control PI sobre la corriente de las bobinas, no obstante, es posible realizar controles PID completos [35], a pesar de que estos sistemas pueden resultar muy ruidosos por la conmutación de los semiconductores (perjudicial utilizando un control diferencial). El diseño de un control PI en un sistema de ejes rotacionales $d - q$ proporcionan un error nulo en regimen permanente en seguimiento de referencia [31]

La función de transferencia entre referencia (R) y salida (Y) de todo sistema se define como en (5.1) en tiempo continuo utilizando la variable de Laplace (s).

$$F(s) = \frac{R(s)}{Y(s)} \quad (5.1)$$

Sea el diagrama de bloques de un sistema en tiempo continuo representado en la Fig. 5.1, en la cuál, el control diseñado es $C(s)$, la planta del sistema es $P(s)$ y la realimentación es $H(s)$. Así mismo:

- $r(t)$: es la señal de referencia del control.

- $e(t)$: es el error entre la medida de la salida ($y_m(t)$) y la salida ($y(t)$).
- $u(t)$: es el mando que se aplica a la planta.
- $y(t)$: es la salida del sistema.
- $y_m(t)$: es la medida de la salida.

Se denomina $G(s)$ a la función de transferencia entre referencia y salida en lazo abierto, véase (5.2) . Mientras que se denomina $F(s)$, a la función de transferencia entre referencia y salida en lazo cerrado, veáse (5.3).

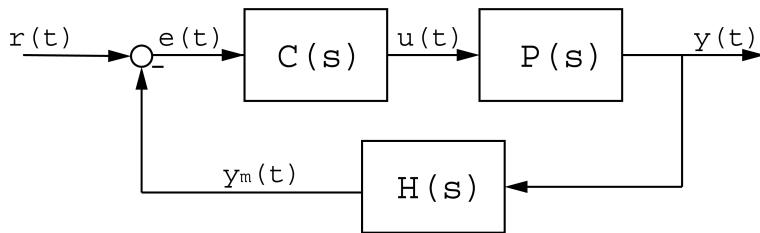


Figura 5.1: Diagrama de bloques de un control.

$$G(s) = C(s) \cdot P(s) \cdot H(s) \quad (5.2)$$

$$F(s) = C(s) \cdot \frac{P(s)}{1 + G(s)} \quad (5.3)$$

El diseño de controles PID se realiza mediante respuesta temporal o respuesta en frecuencia. La respuesta de ambos controles en función de los valores de los parámetros del control diseñado. Entre las principales cuestiones a tener en cuenta serán, respecto a su respuesta temporal para un control PI, analizando su respuesta a un escalón en referencia en lazo cerrado:

- Error de seguimiento.
- Sobrepaso.

Y respecto su respuesta en frecuencia, analizando el diagrama de Black en lazo abierto:

- Margen de ganancia.
- Pulsación de oscilación.

El diseño por respuesta en frecuencia se relaciona con su respuesta temporal mediante:

$$\text{Amortiguamiento} \iff \text{Margen de ganancia}$$

$$\text{Velocidad} \iff \text{Pulsación de cruce}$$

5.1. Diseño de un control P - PI en tiempo continuo

En primer lugar, se diseñará un control en tiempo continuo con la forma de la Fig. 5.2.

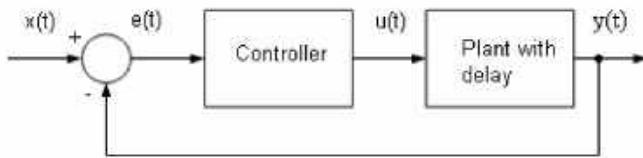


Figura 5.2: Diagrama de bloque de un control en tiempo continuo [41].

El retardo sobre la planta se realiza multiplicando ésta por $e^{-\frac{T_s}{2} \cdot s}$ [41], emulando así el retardo del muestreo en tiempo continuo.

El diseño de un control en tiempo continuo requiere de una variable que varie con el tiempo y que lo represente. Se utilizará para el diseño en tiempo continuo del control la variable de Laplace (s).

Su diseño puede realizarse tanto en formato serie como en formato paralelo. Los parámetros en formato paralelo son:

- K : Parámetro correspondiente a la parte proporcional del control.
- T_i : Parámetro correspondiente a la parte integral del control.
- b : Parámetro de ponderación de la referencia correspondiente a la parte integral del control.

El diagrama de bloques del control PI en formato paralelo puede observarse en la Fig. 5.3.

La función de transferencia, entre referencia y salida, de un control PI en formato paralelo y tiempo continuo tendrá, como función de transferencia del control en (5.4), con $b = 1$, lo cuál se utiliza en el control del prototipo:

$$C_{\text{paralelo}}(s) = K \cdot \left(b + \frac{1}{T_i \cdot s} \right) \quad (5.4)$$

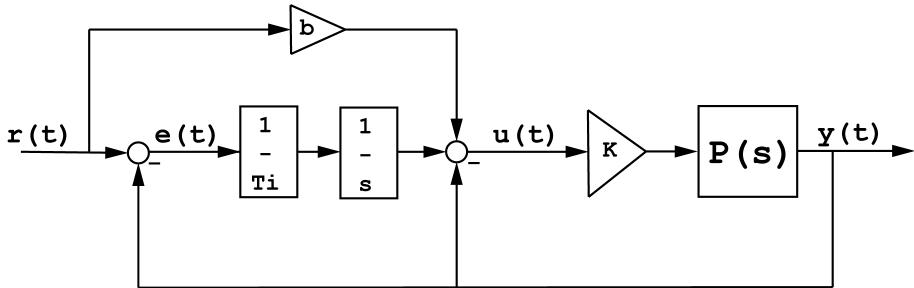


Figura 5.3: Diagrama de bloques de un control PI en formato paralelo.

Los parámetros en formato serie son:

- K_p : Parámetro correspondiente a la parte proporcional del control.
- I : Parámetro correspondiente a la parte integral del control.

La función de transferencia del control tendrá la forma de (5.5);

$$C_{serie}(s) = K_p \cdot \frac{1 + I \cdot s}{I \cdot s} \quad (5.5)$$

La ecuación que relaciona ambos formatos es:

$$\mu = 1$$

$$K = \mu \cdot K_p$$

$$T_i = \mu \cdot I$$

La obtención de las funciones de transferencia en lazo abierto y lazo cerrado entre referencia y salida, se realizarán mediante la ejecución de un fichero de simulink, representado en la Fig. 5.4, en el cuál se implementará un modelo de acoplamiento y desacoplamiento de las bobinas en ejes $d-q$. De esta manera, al ejecutar el script en Matlab que compile el fichero de simulink, se obtendrán las funciones de transferencia en dichos ejes, así como la planta en tiempo continuo. No obstante, es necesario determinar unas magnitudes base (véase la Sección 4.4) para los componentes, como las bobinas, resistencias, tensiones, intensidades, etc.

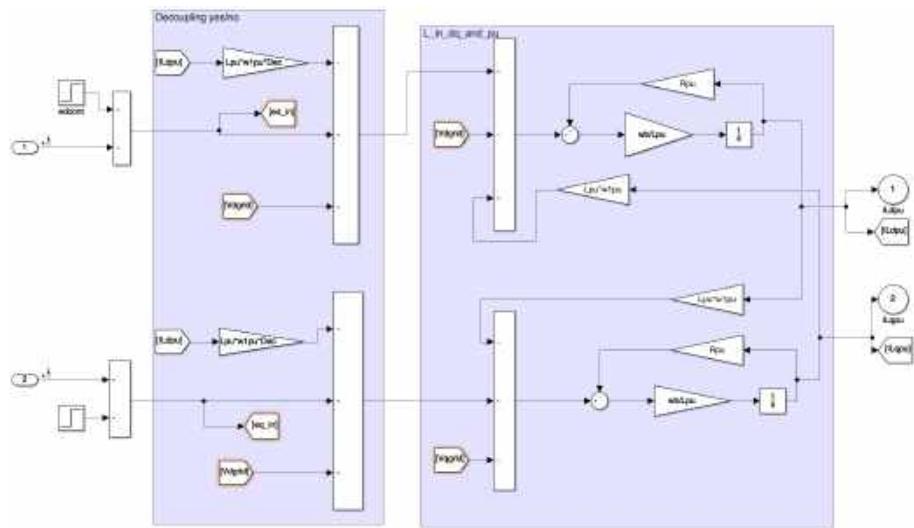


Figura 5.4: Simulink para la obtención de la planta en tiempo continuo.

5.1.1. Diseño de un control PI en tiempo discreto

El diseño de un control PI en tiempo discreto puede realizarse de distintas maneras:

- Mediante la discretización de un control en tiempo continuo.
- Mediante el diseño íntegro en tiempo discreto.

5.1.2. Discretización de un control en tiempo continuo

La discretización de un sistema en tiempo continuo a tiempo discreto, requiere de una variable en tiempo discreto y y de un periodo de muestreo especificado. Utilizando la variable en tiempo discreto z y un periodo de muestreo T_s , puede hallarse una ecuación que relacione los polos y ceros de un sistema en tiempo continuo con los correspondientes en tiempo discreto, véase (5.6).

$$z = e^{s \cdot T_s} \quad (5.6)$$

Así mismo, es posible discretizar el control mediante otros métodos, como son:

- Aproximación de la derivada o de la integral: Utilizando una transformación de tiempo continuo a tiempo discreto haciendo uso de las variables s y z .
- Transformación invariante: Suponiendo que existe un retenedor en la entrada, por ejemplo, de orden 0, de manera que la discretización mantiene un valor constante durante el periodo de muestreo.

El diagrama de bloques de un control en tiempo discreto puede observarse en la Fig. 5.5. Es necesaria la implantación de dos bloques que permiten el paso de tiempo continuo a discreto y viceversa. Dichos bloques son:

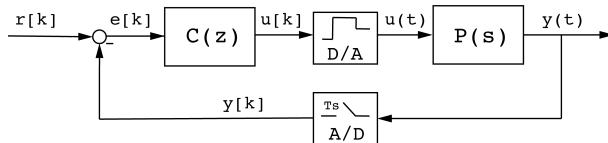


Figura 5.5: Diagrama de bloques de un control en tiempo discreto.

- D/A : Es el bloque retenedor. Consiste en mantener un cierto valor durante el tiempo de muestreo, de manera que la salida “vea” una señal continua.
- A/D : Es el bloque muestrador, permite convertir los valores en tiempo continuo de la salida a valores discretos, cada periodo de muestreo.

El método de discretización utilizado será el de la derivada en adelanto de la integral, cuya definición se demuestra en (5.7)¹, donde k representa el instante actual y $k - 1$ el instante un periodo de muestreo (T_s) anterior.

$$y[k] = \int_0^{k \cdot T_s} u(\tau) d\tau \simeq \int_0^{(k-1) \cdot T_s} u(\tau) d\tau + u \cdot [k - 1] \cdot T_s \quad (5.7)$$

Siendo,

$$\int_0^{(k-1) \cdot T_s} u(\tau) d\tau = y \cdot [k - 1] \quad (5.8)$$

Y aplicando la transformada Z resulta la igualdad de la ecuación,

$$\frac{1}{s} = \frac{z^{-1} \cdot T_s}{1 - z^{-1}} = \frac{T_s}{z - 1} \quad (5.9)$$

De esta manera, el control aplicado, utilizando (5.9), discretizamos el control en z .

La determinación del periodo de muestreo no es trivial, dado que, como se explica en la Sección 2.4.1, es necesario que el periodo de muestreo sea mayor que el periodo de un ciclo de PWM. Por lo tanto, si deseamos que el inversor commute a una frecuencia f_c , es decir, que el periodo de conmutación sea de $T_c = \frac{1}{f_c}$, el periodo de muestreo ha de ser:

$$T_s = k \cdot T_c \quad (5.10)$$

Para evitar efectos indeseados en el muestreo, trabajando por debajo de la frecuencia de nyquist, evitando así aliasing, calcularemos el periodo de muestreo de (5.10) con $k = 3$, de manera que el ADC inicie la conversión de valores cada tres periodos de conmutación del PWM, por lo tanto tendremos que el periodo de muestreo será,

$$T_s = k \cdot T_c = 3 \cdot \frac{1}{f_c} = 3 \cdot \frac{1}{10kHz} = 0,3ms \quad (5.11)$$

Considerando por lo tanto un periodo de muestreo de $T_s = 0,3ms$ y una pulsación de cruce de $\omega_o = 500rad/s$ (utilizada en las simulaciones, pudiendo ser diferente dicho valor),

$$\omega_o \cdot T_s = 500rad/s \cdot 0,0003s = 0,15rad$$

Lo cuál se considera un periodo de muestreo mediano, al estar comprendido entre $[0,1]$, siguiendo un criterio de clasificación del periodo de muestreo ¹. Siendo un periodo de muestreo mediano, el retraso que produce la acción integral debe de estar comprendido entre 5° y 30° . El retraso de fase del control integral es de $\phi_{pi} = 15,3428^\circ$ para los valores anteriormente fijados, verificando así la validez del control. Al discretizar la acción integral con un periodo de muestreo mediano, el método de discretización utilizado es correcto.

¹Obtenido de los apuntes de la asignatura de Control Digital. Último acceso: 20/06/2019. Material accesible para los alumnos matriculados en la asignatura de Control Digital en la Universidad Pontificia de Comillas.

La aplicación de (5.9) a la función de transferencia en tiempo continuo del control PI desarrollado en la Sección 5.1, es decir, discretizando el control de (5.5) de la página 36, resulta:

$$C(z) = K_p \cdot \frac{I + \frac{z-1}{T_s}}{I \cdot \frac{z-1}{T_s}} = K_p \cdot \frac{I + \frac{T_s}{z-1}}{I} \quad (5.12)$$

El bloque de Simulink que permite la implantación software y hardware del control PID se muestra en la Fig. 5.6. En dicha figura se muestra como ha de introducirse el valor de la integral de tal manera que responda al comportamiento de las ecuaciones anteriormente descritas.

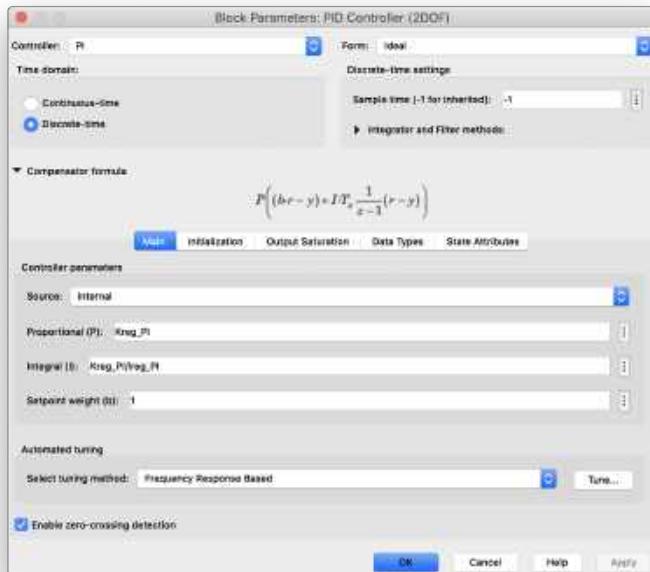


Figura 5.6: Bloque PID de implantación Software y Hardware.

5.2. Descripción del simulador

El simulador diseñado en Simulink permite configurar:

- Salidas por el scope. Tanto en formato de magnitudes teóricas como las que se obtendrían por el osciloscopio al ejecutar el programa en el LaunchPad.

- Referencias en ejes d y q.
- Lazo abierto, lazo cerrado y acoplamiento
- Tipo de control, P o PI.

En dicho simulador se han introducido las magnitudes base descritas en la Sección 4.4. La forma de introducir las opciones anteriormente descritas se realiza mediante una interfaz (idéntica a la que se utiliza para el hardware en el prototipo) como las mostradas en la Fig. 5.7.

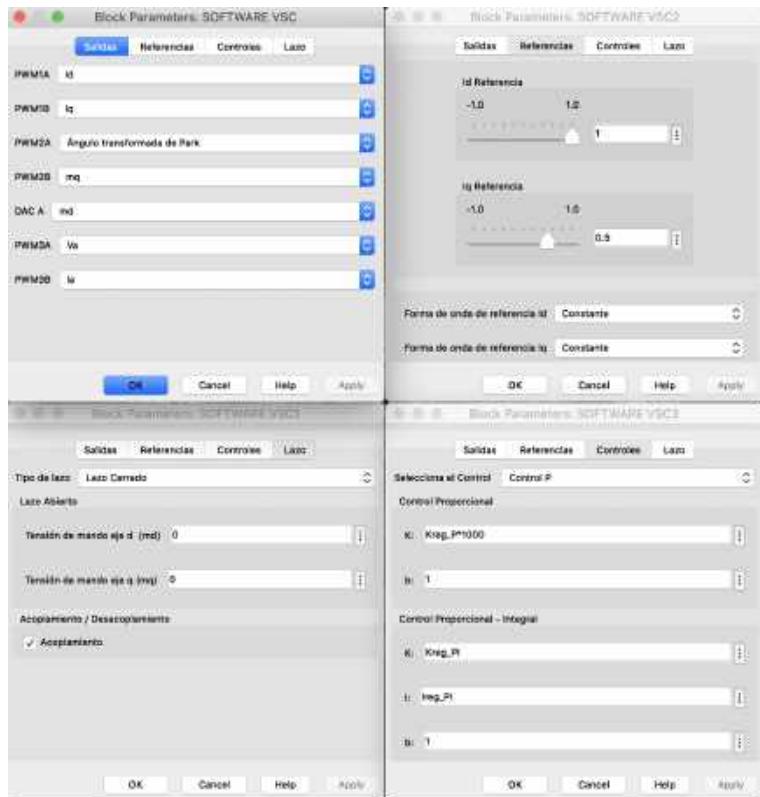


Figura 5.7: Interfaz para la configuración del simulador. Idéntica a la que se utiliza en el hardware del prototipo. El desarrollo se describe en el Anexo II.

La configuración de los parámetros del Simulink se hará como se muestra en la Fig. 5.8.

Cabe destacar que para que la simulación se ejecute correctamente, el valor del *Fixed Step* debe ser necesariamente un valor más pequeño que el periodo más corto que tenga el sistema y debe ser un divisor sub-multiplo suyo. Dado que el periodo

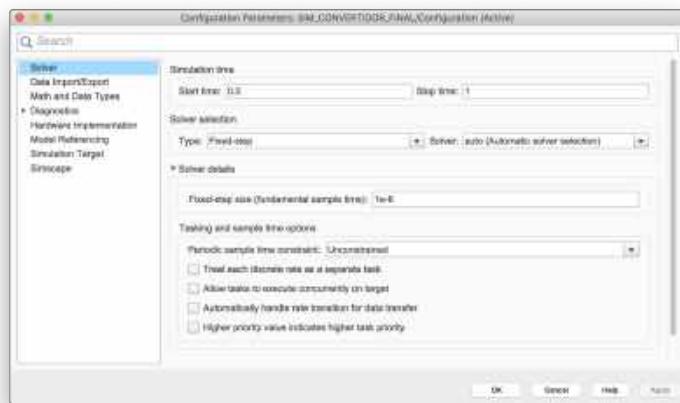


Figura 5.8: Configuraciones de los parametros del simulador.

más pequeño es el periodo de conmutación, de $1e - 4s$, el *Fixed Step* que simula correctamente el sistema, con una buena calidad en las salidas, con un tiempo de simulación razonable, de $1e - 6s$.

5.3. Control P

5.3.1. Diseño de un control P. Tiempo Continuo.

Las ecuaciones de diseño de un control P en tiempo continuo mediante respuesta en frecuencia se describen a continuación.

$$\omega_0 = -180 + \phi_m - \angle P \quad (5.13)$$

$$K = \frac{1}{|P(\omega_0)|} \quad (5.14)$$

$$(5.15)$$

Dado que el control proporcional es una ganancia K:

$$C(s) = C(z) = K \quad (5.16)$$

Probando distintos valores para el margen de fase de (5.14), se obtienen las distintas respuestas temporales y de estabilidad en lazo abierto de las Fig. 5.9, 5.10 y 5.11.

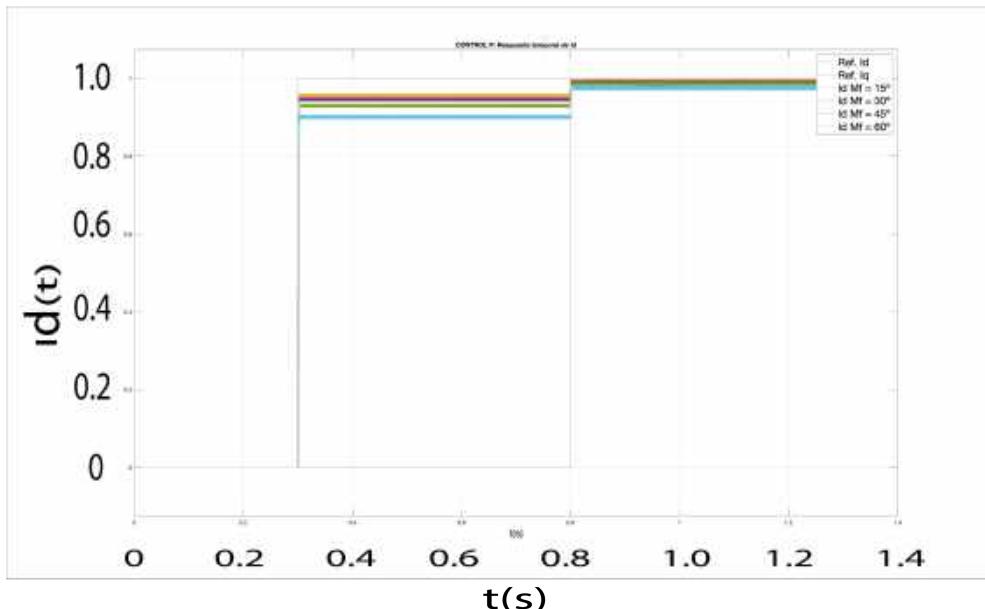


Figura 5.9: Respuesta temporal de eje d de un Control P en tiempo continuo. Pulso de Id = 1 en 0.3s. Pulso de Iq = 1 en 0.8s.

Los resultados de los márgenes de fase y ganancias se recogen en la Tabla 5.1:

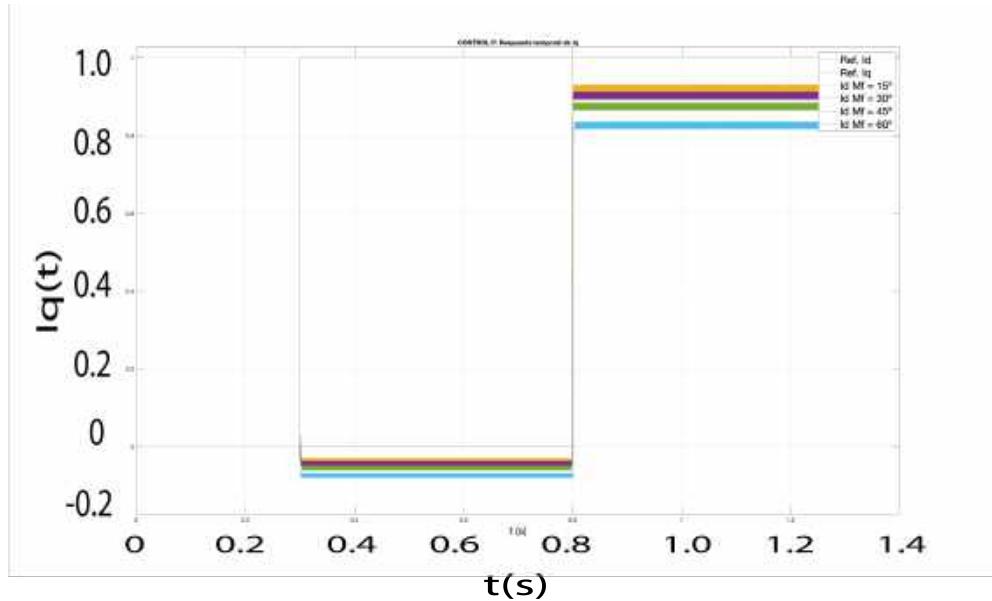


Figura 5.10: Respuesta temporal de eje q de un Control P en tiempo continuo. Pulso de Id = 1 en 0.3s. Pulso de Iq = 1 en 0.8s.

Margen de Fase (ϕ_m)	Pulsación de Cruce (ω_0)	Ganancia del Control P (K)
15°	8867 rad/s	7.7138
30°	7155.3 rad/s	6.2255
45°	5463.8 rad/s	4.755
60°	3816.7 rad/s	3.3238

Tabla 5.1: Tabla con los datos de un Control P.

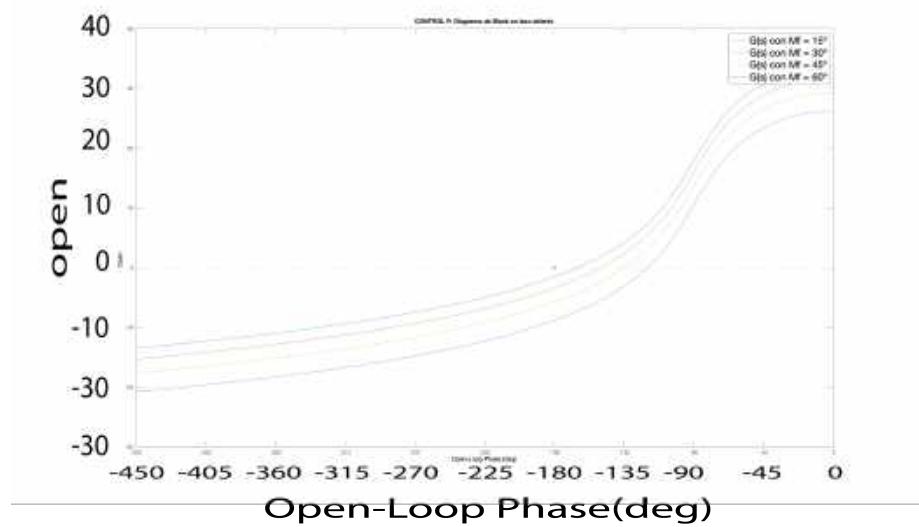


Figura 5.11: Respuesta en frecuencia de lazo abierto de un Control P en tiempo continuo.

5.3.2. Simulador de un Control P. Tiempo Discreto.

Aplicando una configuración como la que puede observarse en la Fig. 5.12, se obtiene las salidas que pueden observarse en la Fig. 5.13. La Tabla 5.2 muestra los datos del control aplicado al simulador. Puede observarse que existe un error en régimen permanente de seguimiento de referencias en ejes $d - q$ debido a que es un control proporcional, sin integrador.

Variable	Valor
Margen de Fase (ϕ_m)	30°
Ponderación de la referencia (b)	1
Constante de proporcionalidad (K)	0.5
Índice de modulación (m)	0.5

Tabla 5.2: Tabla con los valores de un Control P aplicado al simulador.

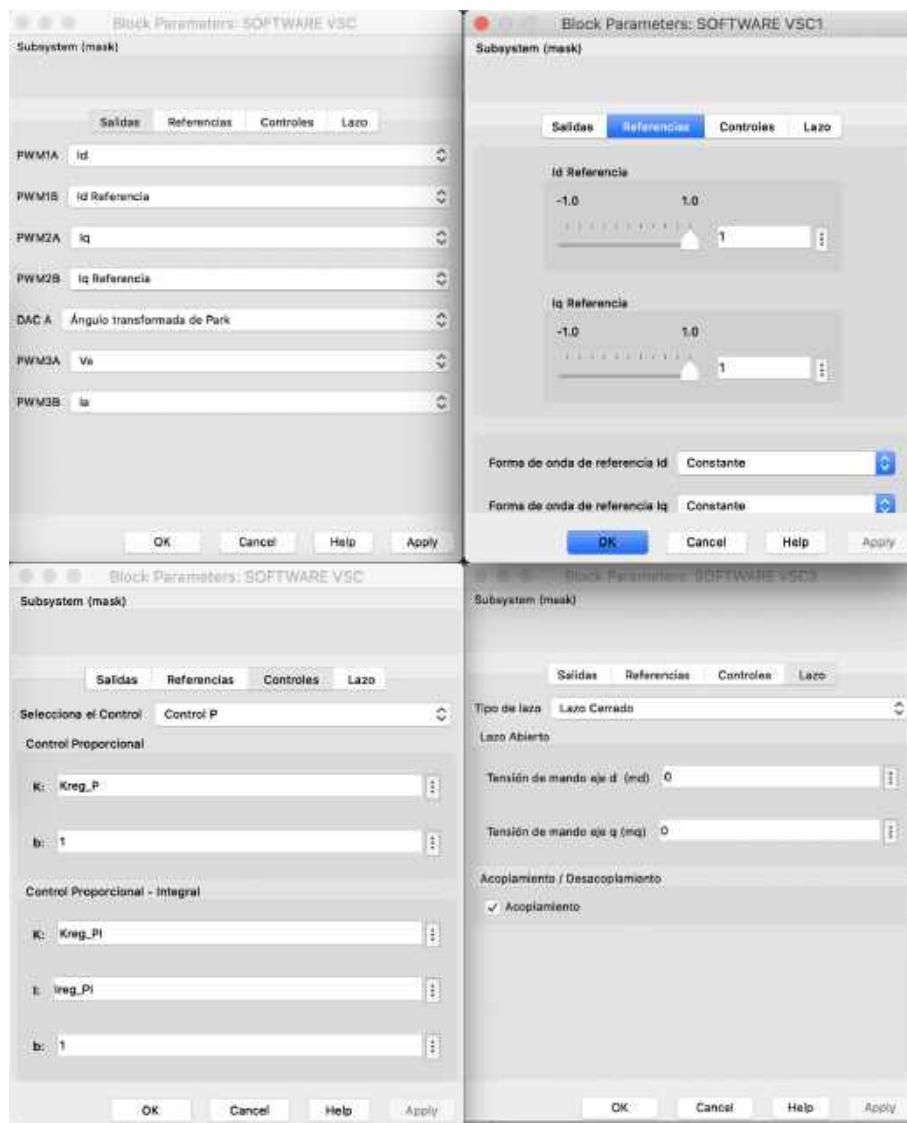


Figura 5.12: Configuración de un simulador con un control P. Idéntica a la que se utiliza en el simulador. El desarrollo se describe en el Anexo II.

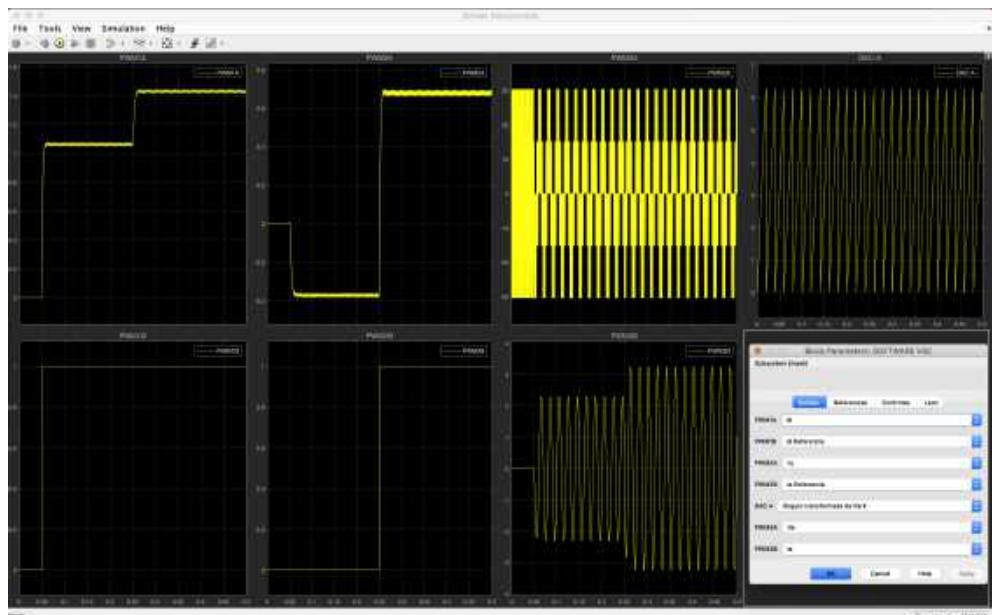


Figura 5.13: Scope de un simulador con un control P. El bloque PID de simulink se implanta en tiempo discreto. Los valores del control de la simulación se recogen en la Tabla 5.2

5.3.3. Implantación de un Control P en el prototipo

La implantación de un Control P implica necesariamente la existencia en régimen permanente de un error de seguimiento de referencia. Se tomaron experimentalmente datos de los errores de seguimiento de eje d, con distintos valores de referencia de eje d y referencia de eje q nula. Las condiciones de funcionamiento del prototipo se registran en la Tabla 5.3. En todos ellos, se ha utilizado un margen de fase $\phi_m = 30^\circ$. El desacoplado explicado en la Sección 4.3 de la página 30, hace que la corriente de eje q no varíe con la referencia de eje d, de esta manera, la salida de Iq siempre será 0 en régimen permanente cuando la referencia de Iq sea 0. No obstante, dado que el eje d representa una perturbación en el eje q y viceversa, y aplicando un control P, se produce un error de seguimiento y por tanto la salida de Iq es distinta de 0 en régimen permanente. Así mismo, la tensión de alimentación del VSC fue de 48V.

Id Referencia (pu)	Id Salida (pu)	Error Id(pu)
0.02	0.016	0.004
0.08	0.03733	0.0427
0.1	0.044	0.056
0.12	0.0533	0.0667
0.14	0.06	0.08
0.16	0.0667	0.0933

Tabla 5.3: Tabla con los datos de un Control P. Implementación hardware.

En la Fig. 5.14 se muestran los datos de la Tabla 5.3 en una gráfica.

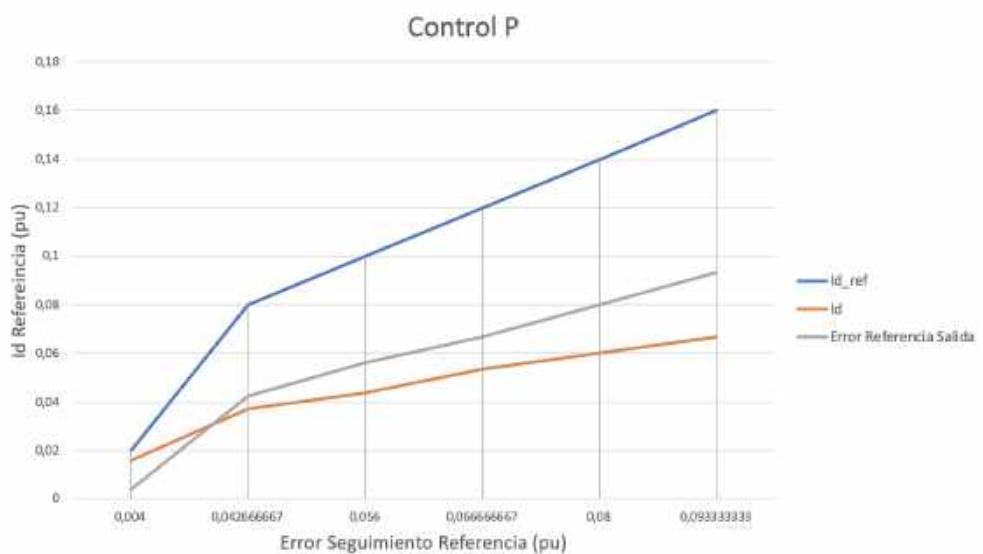


Figura 5.14: Gráfica de error de seguimiento de referencia de corriente de eje d con un Control P. Implementación hardware. Los datos del eje y están escalados a un 0.1 del valor en pu.

5.4. Control PI

5.4.1. Diseño de un control PI

Se diseñará el control mediante su respuesta en frecuencia, utilizando la planta en tiempo continuo obtenida en la Sección 5.1. Las ecuaciones de diseño por respuesta en frecuencia para un control PI serán:

$$\phi_c = -180 + \phi_m - \angle P(\omega_0) \quad (5.17)$$

$$Ac = \frac{1}{|P(\omega_0)|} \quad (5.18)$$

$$I = \tan\left(\frac{90 + \phi_c}{\omega_0}\right) \quad (5.19)$$

$$K = Ac \cdot \frac{I \cdot \omega_0}{\sqrt{1 + (I \cdot \omega_0)^2}} \quad (5.20)$$

$$(5.21)$$

El diseño del control proporcional integral, es decir, de las variables de la función de transferencia del control en (5.22) se diseñará ajustando los parámetros de pulsación de cruce y de margen de fase. El procedimiento a seguir será el de iteración para ajustar los valores de pulsación de cruce y margen de fase a los valores óptimos.

$$C_{serie}(s) = K_p \cdot \frac{1 + I \cdot s}{I \cdot s} \quad (5.22)$$

Dado que existen dos valores que pueden variar, en una primera instancia se variará el valor del margen de fase. Las Fig. 5.15, 5.16, 5.17 y 5.18, muestran las diferentes respuestas temporales en tiempo continuo que podemos tener tomando, por ejemplo, cuatro valores diferentes para el margen de fase (manteniendo constante la pulsación de cruce) y otros cuatro valores diferentes para la pulsación de cruce (manteniendo constante el margen de fase).

Así mismo, las Fig. 5.19 y 5.20 son diagramas de Black que permiten analizar la estabilidad del sistema en lazo abierto.

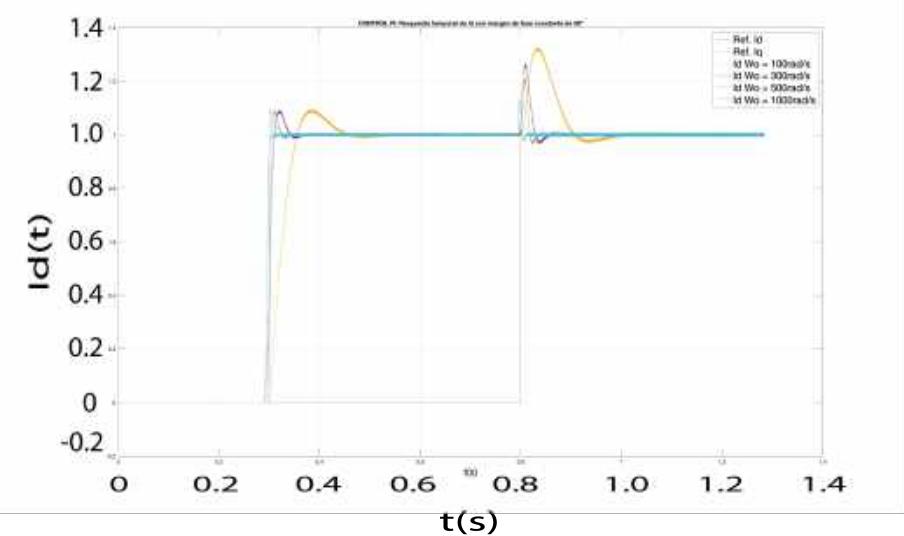


Figura 5.15: Respuesta temporal de Id con margen de fase constante con el control PI en tiempo continuo. Pulso de Id = 1 en 0.3s. Pulso de Iq = 1 en 0.8s.

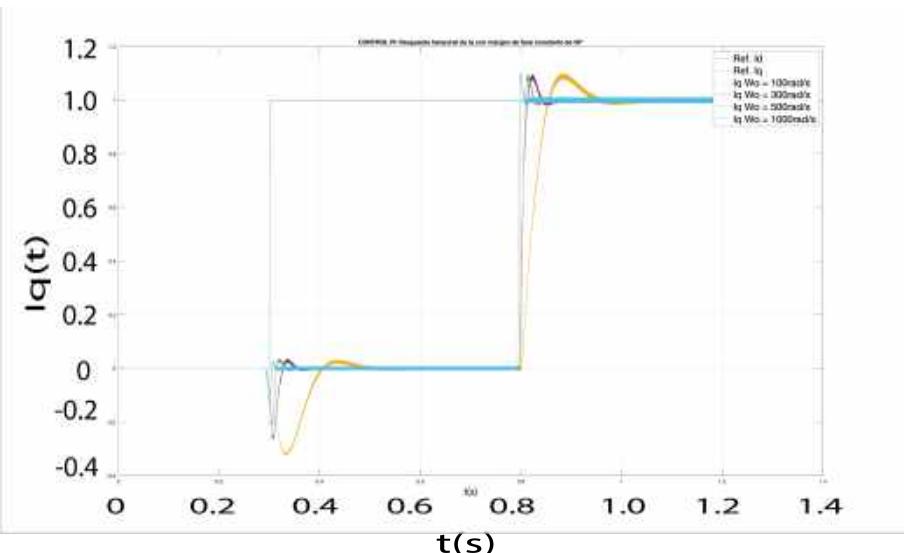


Figura 5.16: Respuesta temporal de Iq con margen de fase constante con el control PI en tiempo continuo. Pulso de Id = 1 en 0.3s. Pulso de Iq = 1 en 0.8s.

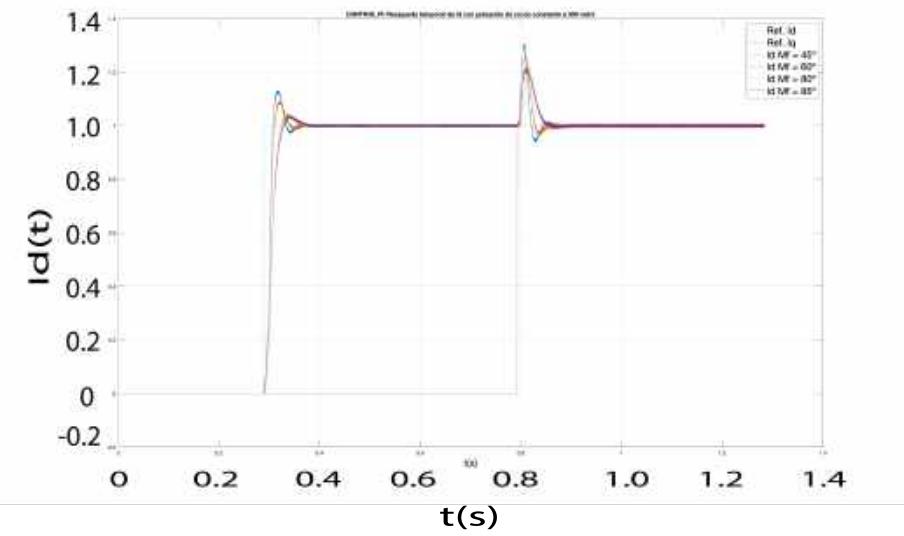


Figura 5.17: Respuesta temporal de Id con pulsación de cruce constante con el control PI en tiempo continuo. Pulso de Id = 1 en 0.3s. Pulso de Iq = 1 en 0.8s.

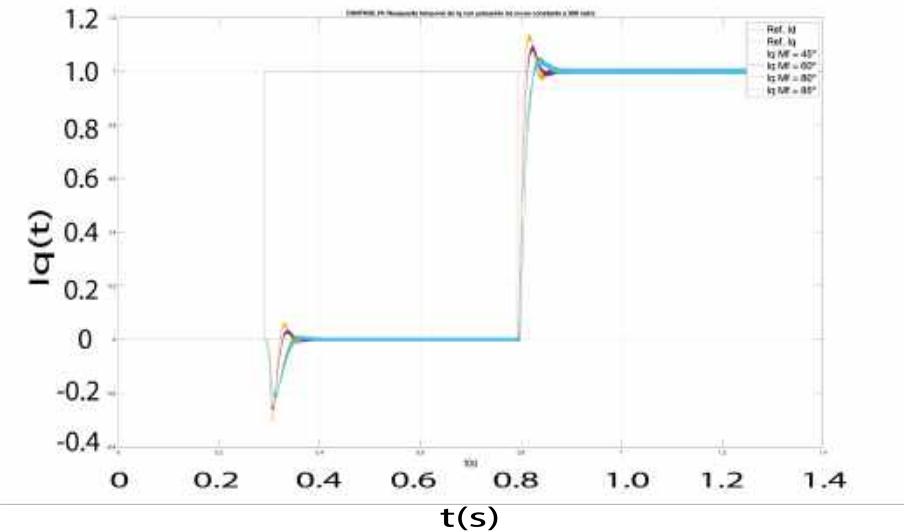


Figura 5.18: Respuesta temporal de Iq con pulsación de cruce constante con el control PI en tiempo continuo. Pulso de Id = 1 en 0.3s. Pulso de Iq = 1 en 0.8s.

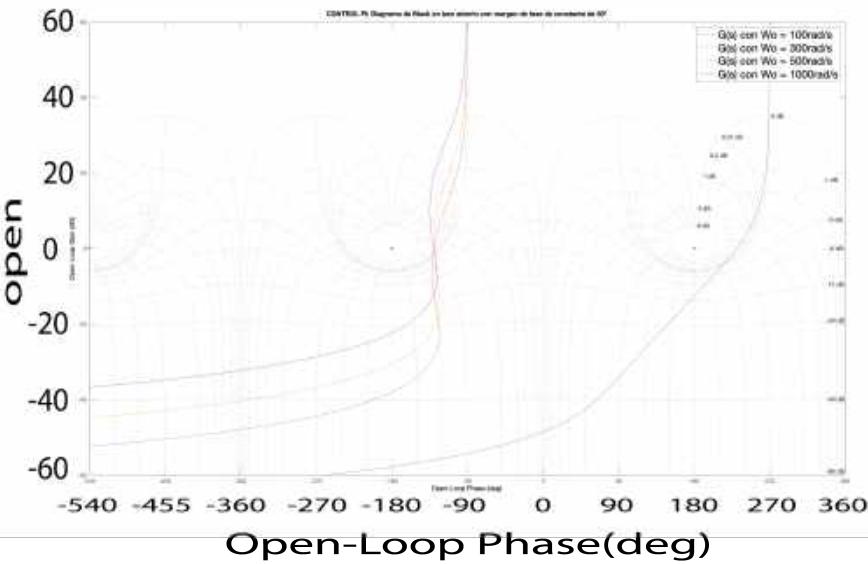


Figura 5.19: Respuesta en lazo abierto con margen de fase constante con el control PI en tiempo continuo.

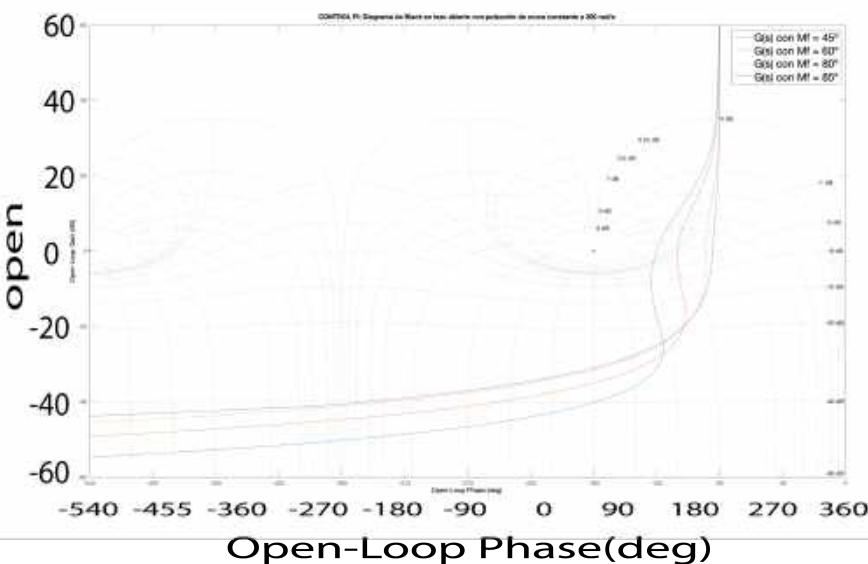


Figura 5.20: Respuesta en lazo abierto con pulsación de cruce constante con el control PI en tiempo continuo.

5.4.2. Simulador de un Control PI

Para la simulación del control PI, se aplicará una configuración como la de la Fig. 5.21 a la interfaz creada para el simulador.

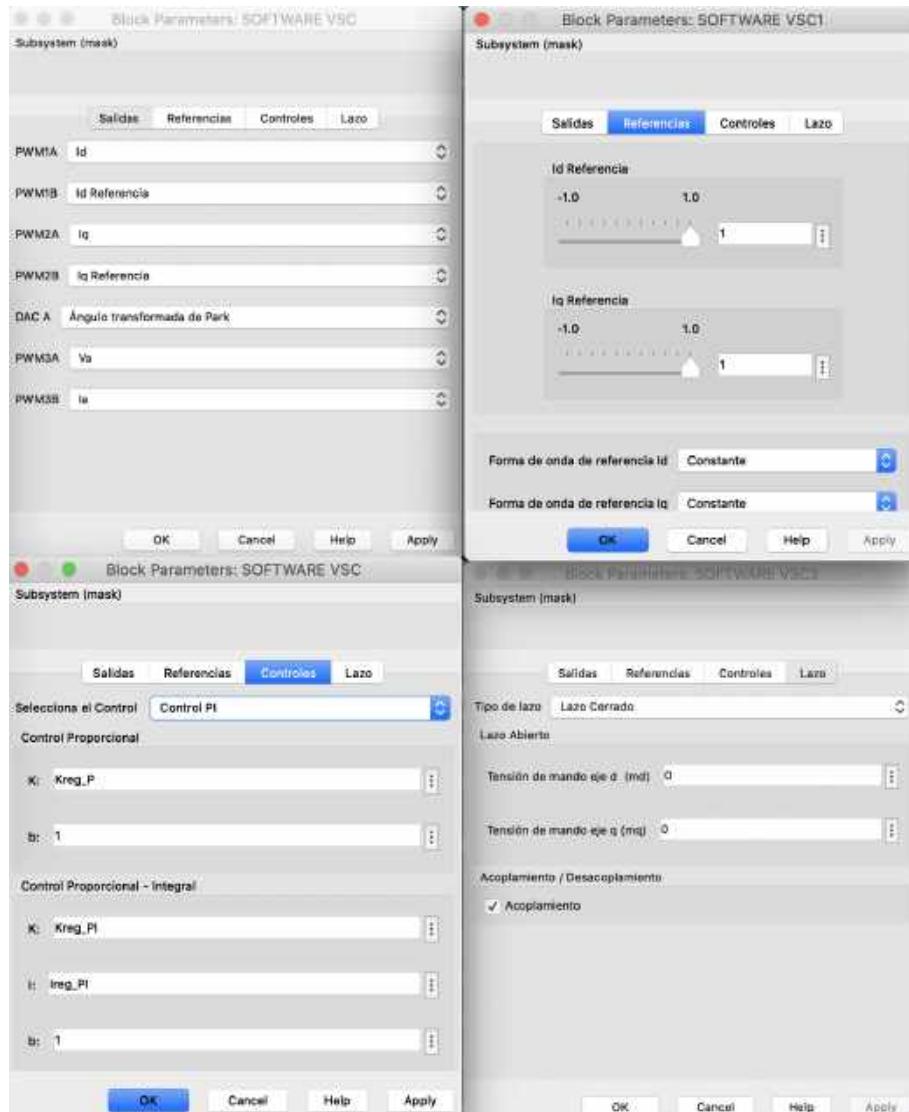


Figura 5.21: Configuración aplicada al simulador con un Control PI. Idéntica a la que se utiliza en el simulador. El desarrollo se describe en el Anexo II.

La salida del simulador, aplicando la configuración de la Fig. 5.21 es la que se

observa en la Fig. 5.22. Se puede observar en los saltos que se producen en los ejes cuando su referencia es nula, que las variaciones en eje q son perturbaciones en eje d y viceversa. Los valores del control PI aplicado al simulador son los descritos en la Tabla 5.4:

Variable	Valor
Margen de Fase (ϕ_m)	50
Pulsación de cruce (ω_0)	500
Ponderación de la referencia (b)	1
Constante de proporcionalidad (K)	0.2582
Constante de integración (I)	0.0013
Índice de modulación (m)	0.5

Tabla 5.4: Tabla con los valores de un Control PI aplicado al simulador.

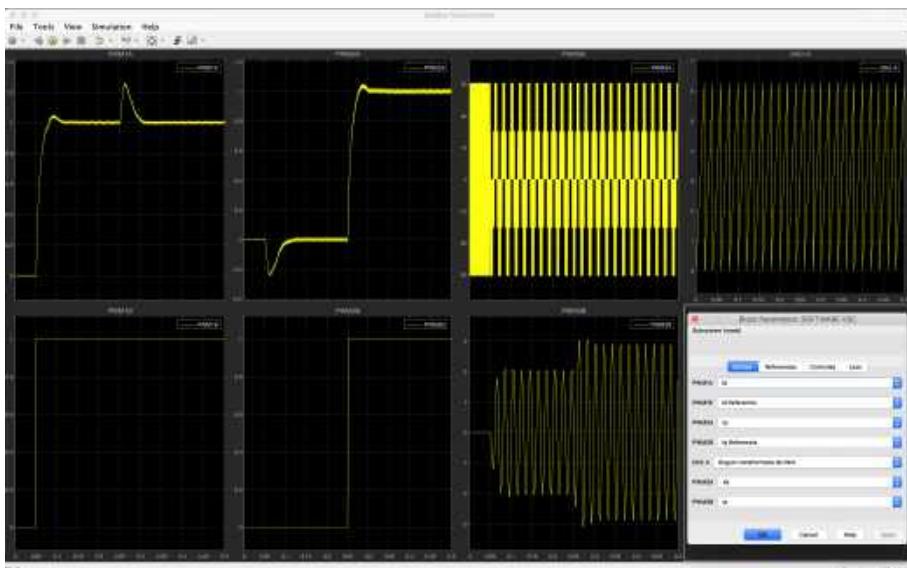


Figura 5.22: Scope de un simulador con un control PI. El bloque PID se implanta en tiempo discreto. Se puede observar en los saltos que se producen en los ejes dq cuando su referencia es nula, que las variaciones en eje q son perturbaciones en eje d y viceversa. Los valores del control de la simulación se recogen en la Tabla 5.4

5.4.3. Implantación de un Control PI en el prototipo

Todo control diseñado en tiempo continuo, necesariamente, se ejecuta en tiempo discreto en el microcontrolador. A continuación, se muestra en la Tabla 5.5 las condiciones en las que se implementó el control PI en el prototipo. En todas ellas, se aplica una tensión de alimentación nominal de 48V, y una corriente de referencia de eje q de 0. En todos los casos se aplica un margen de fase de 50°, una pulsación de cruce de $500rad/s$, y un índice de modulación de 0,5.

Id Referencia (pu)	Id Salida (pu)	Error Id(pu)
0.02	0.0253	-0.0053
0.04	0.04	0
0.08	0.08	0
0.1	0.0933	0.0067
0.12	0.12	0
0.14	0.144	0.004
0.16	0.16	0
0.2	0.2053	-0.00533
0.25	0.2533	-0.0033
0.3	0.3067	-0.0067
0.35	0.3333	0.0167
0.4	0.3227	0.0773
0.5	0.2493	0.2507

Tabla 5.5: Tabla con los datos de un Control PI. Implementación hardware.

En la Fig. 5.23 se muestra una gráfica con los datos de la Tabla 5.5.

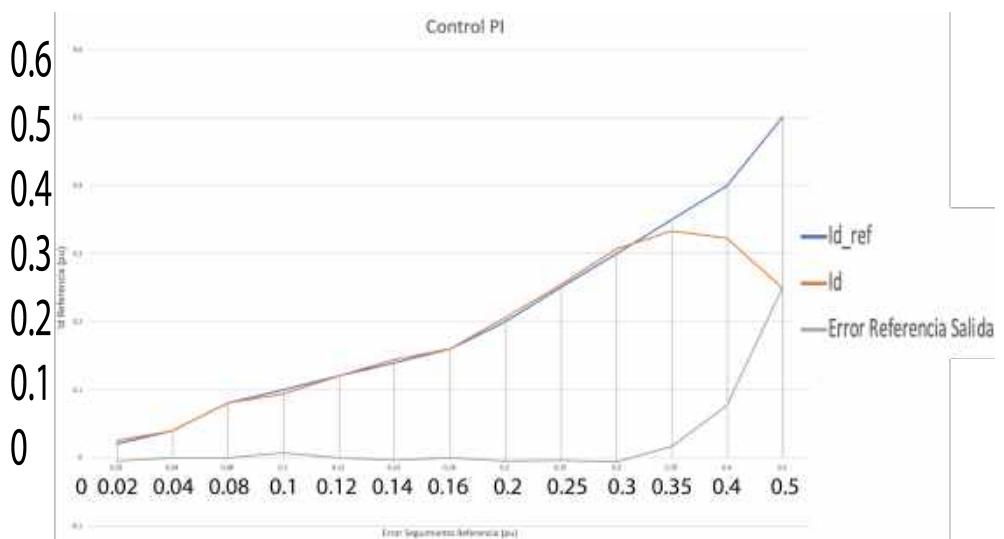


Figura 5.23: Gráfica de error de seguimiento de referencia de corriente de eje d con Control PI. Implementación hardware. Los valores de los ejes están escalados a un 0.1 del valor real en pu. Se observa que la bobina satura para valores superiores a 3pu (Aprox. 6.1A).

Capítulo 6

Componentes Principales del Prototipo

6.1. Microprocesadores y microcontroladores

La arquitectura de todo microcomputador puede resumirse como aparece en la Fig. 6.1, según el modelo de Harvard¹. El microprocesador o CPU que puede verse, es la unidad donde se procesan, analizan y ejecutan todas las instrucciones que provienenentes del resto de perifericos.



Figura 6.1: Esquema de un computador.

Un microcontrolador es un microcomputador o CPU comprimido todo en una sola unidad física o circuito integrado, como en la Fig. 6.2. Para el desarrollo del presente proyecto, se ha tenido que discernir entre distintos microcontroladores para el correcto funcionamiento del VSC. Primero se consideró la RaspberryPi 3B+. No obstante, se decidió no utilizar éste módulo porque se buscaban unas frecuencias de conmutación mayores de las que podían conseguirse con periféricos de los que se

¹ Obtenido de los apuntes de la asignatura de Microprocesadores. Último acceso: 09/01/2020. Material accesible para los alumnos matriculados en la asignatura de Microprocesadores en la Universidad Pontificia de Comillas.

disponía. Así mismo, las comunicaciones con los periféricos debían hacerse por i2c, lo que aumentaba la complejidad de los diagramas de Matlab/Simulink.

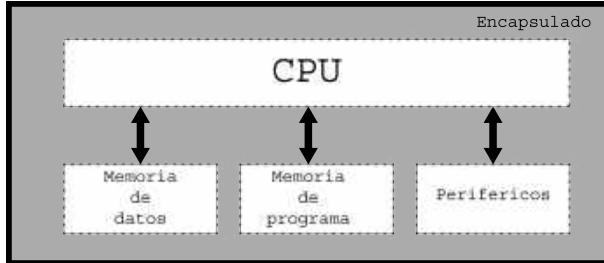


Figura 6.2: Esquema de un microcontrolador.

Será en el microcontrolador donde se correrá en tiempo real los controles diseñados. (Véase la Sección 5). Dichos controles se diseñarán en Matlab - Simulink.

6.1.1. Familia TMS320

Los microcontroladores TMS320 aparecieron en el mercado en el año 1982 con el microcontrolador TMS32010, de coma fija de 16-bits, de la mano del fabricante Texas Instruments. Desde entonces, la familia de DSP (del inglés *Digital Signal Processor*) se ha extendido mundialmente en multitud de variantes y subfamilias [42].

La familia TMS320 consiste en DSPs de 16-bits de coma fija, 32-bits de coma flotante y multiprocesadores de 64-bits [43]. Las características de esta familia de *chips*, permiten utilizar estos microcontroladores en diversos sectores,

- Conjunto de instrucciones flexibles.
- Flexibilidad operativa.
- Gran velocidad de procesamiento.
- Arquitectura paralela.
- Gran eficiencia respecto a su costo.

En la Fig. 6.3 puede observarse las diversas familias de controladores de la familia TMS320 hasta nuestros días.

6.1.2. TMS320F28379D

El microcontrolador utilizado en el proyecto es del fabricante Texas Instruments, modelo TMS320F28379D. Analizando la nomenclatura del microcontrolador [43],

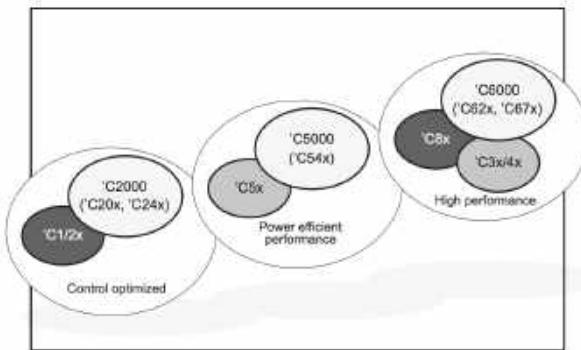


Figura 6.3: Evolución de la familia TMS320 [43].

- TMS : Dispositivo cualificado.
- 320: Familia TMS320.
- F : CMOS con memoria flash.
- 28739 : generación del microprocesador.
- D : Doble nucleo [39].

Entre sus principales características de funcionamiento, cabría destacar las siguientes [39]:

- Doble núcleo de 32-bits.
- Reloj interno a 200MHz.
- Memoria interna flash de 512Kb o 1Mb.
- Dos osciladores internos de 10 MHz.
- Hasta cuatro canales de conversión ADC con hasta veinticuatro puertos diferenciales.
- Tres canales DAC de 12 bits.
- Veinticuatro puertos PWM. Dieciseis de ellos de alta resolución.

No obstante, el microcontrolador tiene limitaciones a la hora de incorporarlo en la tarjeta que lo incorpora, la LAUNCHPADXL - F28379D, como se comenta en la Sección 6.1.4.

6.1.3. LAUNCHPADXL - F28379D

El LAUNCHPADXL - F28379D utilizado en el proyecto se muestra en las Fig. 6.4 y 6.5, del fabricante Texas Instruments, modelo del microcontrolador que incorpora, el TMS320F28379D, mostrado ensamblado en el LaunchPad en las Fig. 6.6 y 6.7, dentro de la serie C2000 Microcontrollers.



Figura 6.4: Vista superior del LaunchPad F28379D.



Figura 6.5: Vista inferior del LaunchPad F28379D.

Los pines se localizan de tal manera que la placa del LaunchPad se acoplan directamente al VSC BOOSTXL-3PhGaNInv, y la programación se simplifica considerablemente.

Los pines de entrada y de salida del microcontrolador se muestran en las Fig. 6.8, 6.9 y 6.10.

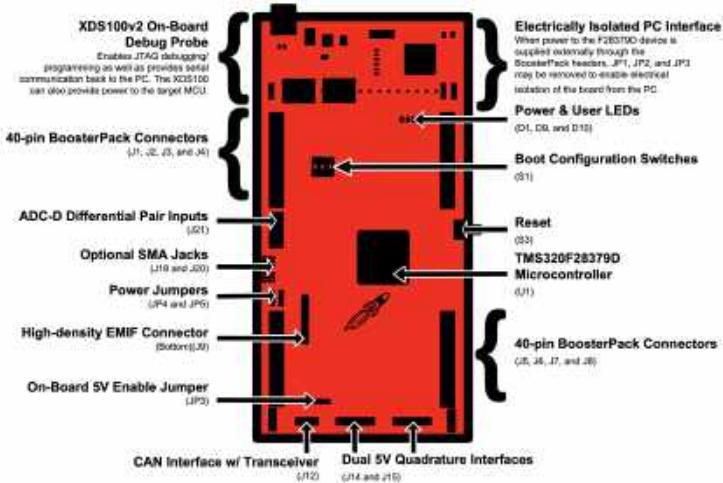


Figura 6.6: Tarjeta LAUNCHXL - F28379D [44]

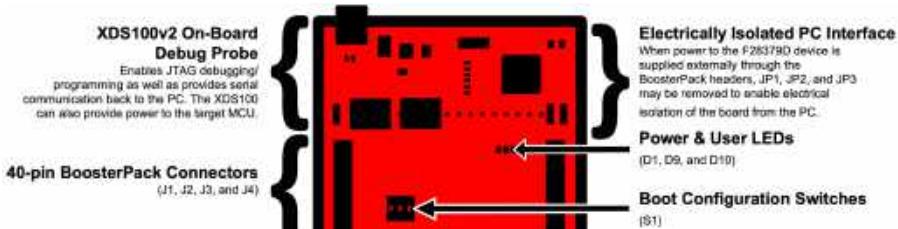


Figura 6.7: Vista en detalle parte superior tarjeta LAUNCHXL - F28379D [44]

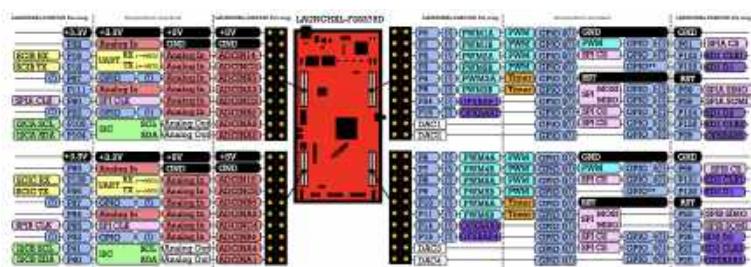


Figura 6.8: Tarjeta LAUNCHXL - F28379D Pinout [45].

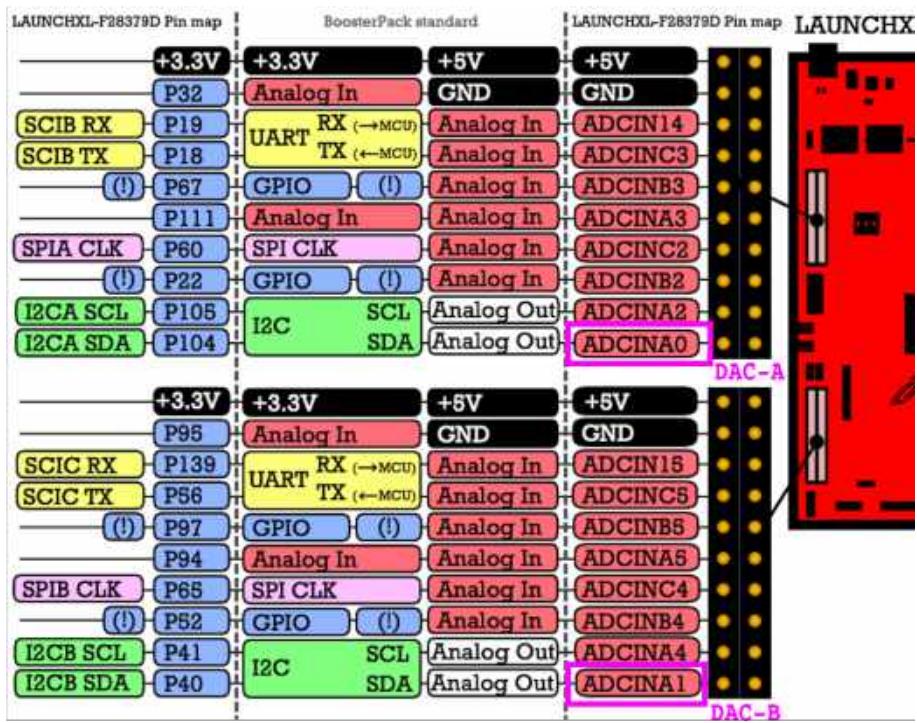


Figura 6.9: Vista de detalle de la tarjeta LAUNCHXL - F28379D Pinout lado izquierdo [45]. Se recuadran las salidas del DAC para las que existe un bloque en el toolbox de Simulink.

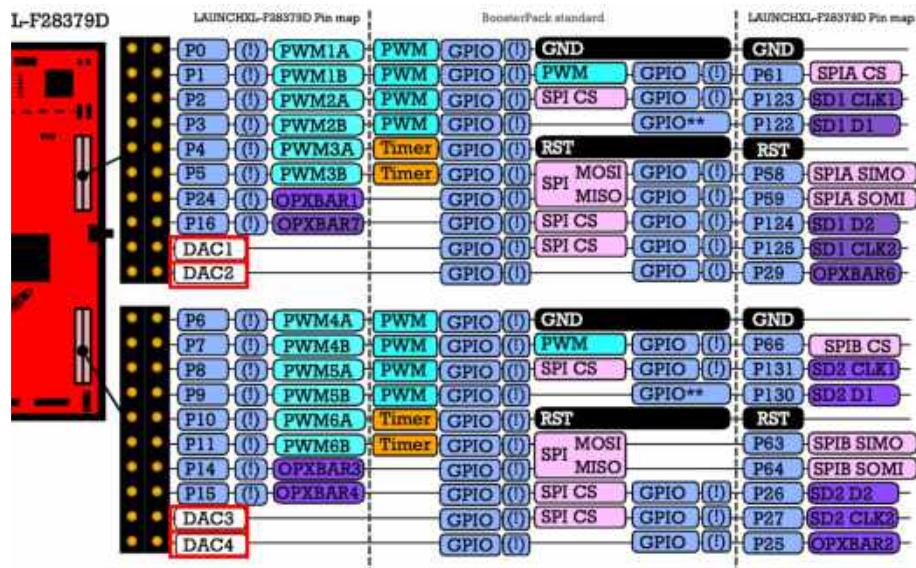


Figura 6.10: Vista de detalle de la tarjeta LAUNCHXL - F28379D Pinout lado derecho [45]. Se recuadran los pines para los que no existe un bloque específico de Simulink y no pueden utilizarse con dicha librería como DAC.

6.1.4. Rectificaciones PINOUT

Las Fig. 6.8, 6.9 y 6.10 muestran los pines genéricos para el microcontrolador TMS320F28379D, no obstante, el LAUNCHPADXL - F28379D presenta algunas diferencias en su PINOUT. Existen ciertas modificaciones que se han encontrado a la hora de desarrollar el proyecto, enumeradas a continuación:

1. El pin ADCINA0 puede comportarse como ADC o como DAC-A (recuadrado en la Fig. 6.9).
2. El pin ADCINA1 puede comportarse como ADC o como DAC-B (recuadrado en la Fig. 6.9).
3. Los pines DAC1, DAC2, DAC3 y DAC4 no son accesibles desde un bloque de la librería de Simulink (recuadrados en la Fig. 6.10).

6.1.5. Matlab y Simulink

El software utilizado para el control de variables del inversor será Matlab en la versión R2019. Dentro de éste, se desarrollarán scripts para:

- El cálculo de variables para los controles de seguimiento.
- Inicialización de las variables de los valores reales del modelo.
- El cálculo de las funciones de transferencia que puedan ser relevantes para su análisis.
- Inicialización de los protocolos de comunicación con los diferentes sensores y sondas que se hallen en el VSC.
- La programación de los PWM que disparan los semiconductores del VSC.

Seguidamente, se hará uso del módulo de Simulink, perteneciente a Matlab, que se implementará en el microcontrolador y correrá en tiempo real en el mismo.

Existen librerías y ficheros específicos para esta placa (y otras del mismo fabricante) disponibles en una *toolbox* en SIMULINK. En la Fig. 6.11 se muestran los distintos bloques de Simulink para los procesadores de la serie C2000 LaunchPad. Dentro de éstos, el prototipo se desarrolla con el LaunchPad F28379D, por lo tanto, se utiliza la librería *F2837xD*, desplegada en la Fig. 6.12. Al compilar los ficheros de Matlab y Simulink, se genera un código mediante un compilador propio del fabricante. Este código es el que se ejecuta en el LaunchPad. Para instalar la *toolbox* necesaria, ver el Anexo I.

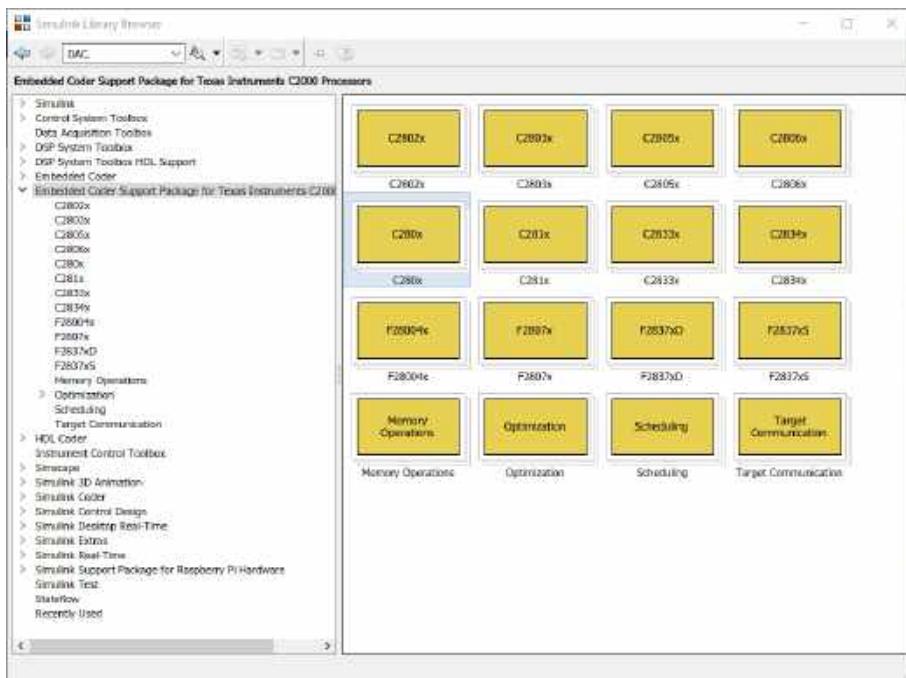


Figura 6.11: Toolbox de los procesadores C2000 de Texas Instruments.[46]

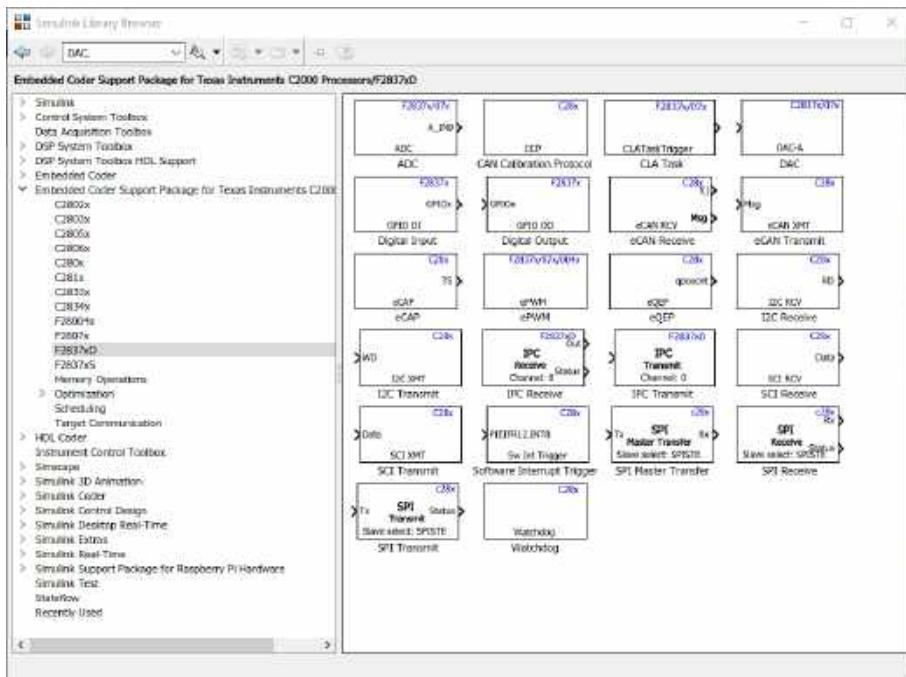


Figura 6.12: Toolbox para el LaunchPad F2837xD de Texas Instruments.[46]

6.2. VSC BOOSTXL-3PhGaNInv

El VSC que se va a utilizar en el proyecto es del fabricante Texas Instruments, modelo BOOSTXL-3PhGaNInv, mostrado en las Fig. 6.13 y 6.14.

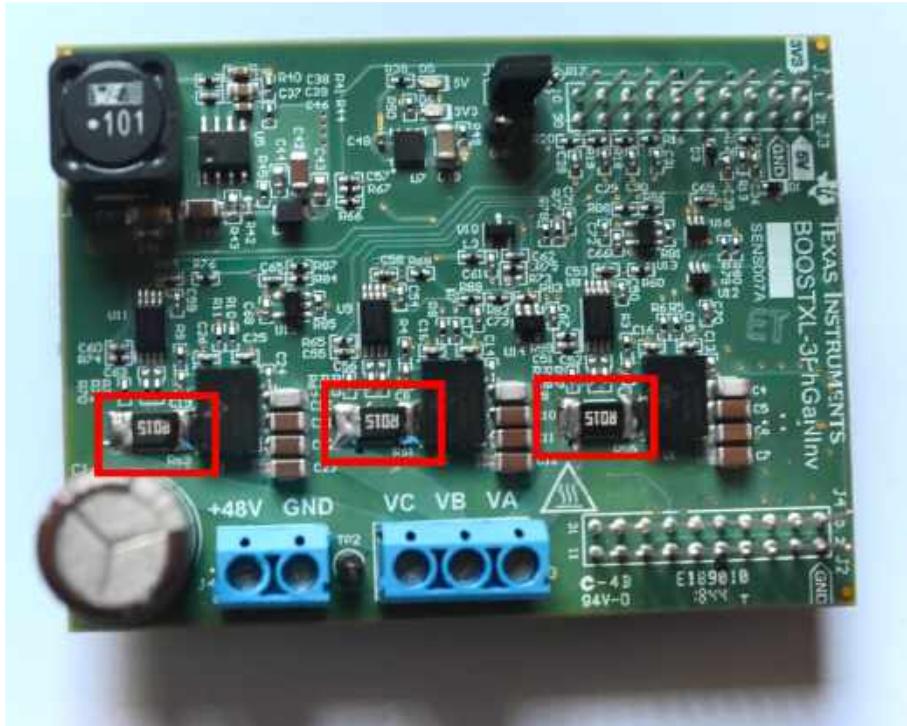


Figura 6.13: Vista superior del BOOSTXL-3PhGaNInv. Los recuadros son las resistencias cambiadas.

Se trata de un convertidor CC - CA trifásico. El diagrama de funcionamiento del VSC es el mostrado en la Fig. 6.15.

Este VSC cuenta con las principales características [47]:

- Tensión de alimentación entre 12V y 60V. La tensión nominal de alimentación es de 48V.
- Semiconductores MOSFETs de nitruro de galio.
- Sensores de corriente por fase con corrientes de pico entre $\pm 16.5A$. Se han cambiado tres resistencias que eran de $5m\Omega$, por unas de $15m\Omega$, para aumentar la precisión de medida de corriente, recuadradas las tres resistencias cambiadas en la Fig. 6.13.



Figura 6.14: Vista inferior del BOOSTXL-3PhGaNInv.

- Compatible con las tarjetas de evaluación de la serie C2000 MCU (MicroController Unit).

Los componentes que aparecen en la Fig. 6.15 y que son necesarios explicar, son el *LMG5200* y el *INA240*.

El *LMG5200* es un dispositivo que contiene los semiconductores que quieren controlarse. Cada dispositivo contiene dos FETS (Sección 2.2). Cada uno de los FETS tiene la capacidad de soportar tensión de manera continua de hasta 80V y picos de tensión de hasta 100V. Así mismo, es capaz de conducir hasta 10A de corriente. Toda la información técnica puede encontrarse en [48]. Respecto al tiempo de apagado y de encendido de los semiconductores, explicado en la Sección 2.2.5, puede observarse el comportamiento de la activación y desactivación del semiconductor en la Fig. 6.16-a. La Fig. 6.16-b representa la zona de activación en detalle.

Los semiconductores contenidos en el dispositivo son controlados mediante un driver incorporado en el mismo integrado. Puede leerse en el datasheet del LMG5200 [48] que el driver que controla el encendido y apagado de los semiconductores, es capaz de generar un tiempo muerto (Sección 2.2.5) de 2ns. Esta gran rapidez en los semiconductores, se debe a que están realizados en nitruro de galio, que como se

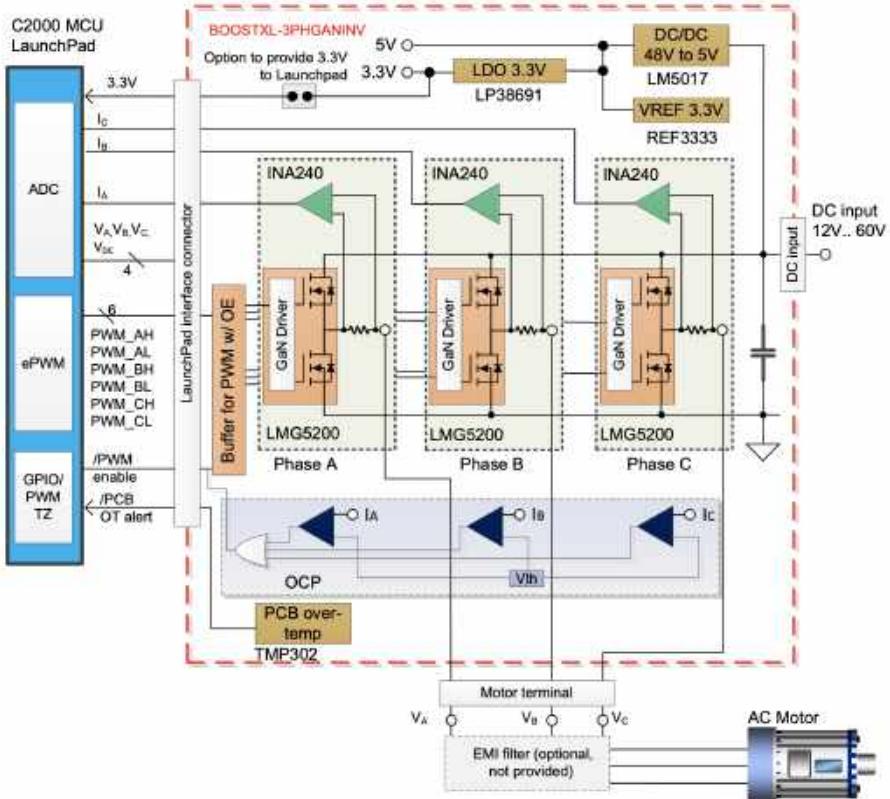


Figura 6.15: Diagrama funcional del BOOSTXL-3PhGaNInv [47].

describía en la Sección 2.2.4, son sustancialmente más rápidos en la conducción de electrones que los más comunes como los de silicio [4].

El *INA240* es un dispositivo electrónico que amplifica la corriente que circula por las fases en formato de tensión a la salida, con propiedades como el rechazo del ruido de la conmutación de PWM [50]. En la Fig. 6.17 se muestra un diagrama funcional del sistema.

Este dispositivo viene predeterminado con una resistencia de medida (R_s en (6.1)) de $5m\Omega$. No obstante, si las corrientes que van a medirse con demasiado pequeñas, puede aumentarse la precisión de la medida modificando esta resistencia por otra de mayor valor, de manera que a igual valor de corriente por dicha resistencia, a la salida se obtenga mayor tensión. En el presente proyecto se cambia la resistencia de $5m\Omega$ por una de $15m\Omega$ (recuadradas en la Fig. 6.13), aumentando por tres el valor de la medida. Así mismo, el valor de la ganancia del *INA240* integrado en el inversor, de $20V/V$, hace que el *INA240A1*, como



Figura 6.16: a) apagado y b) encendido del LMG5200 [49].

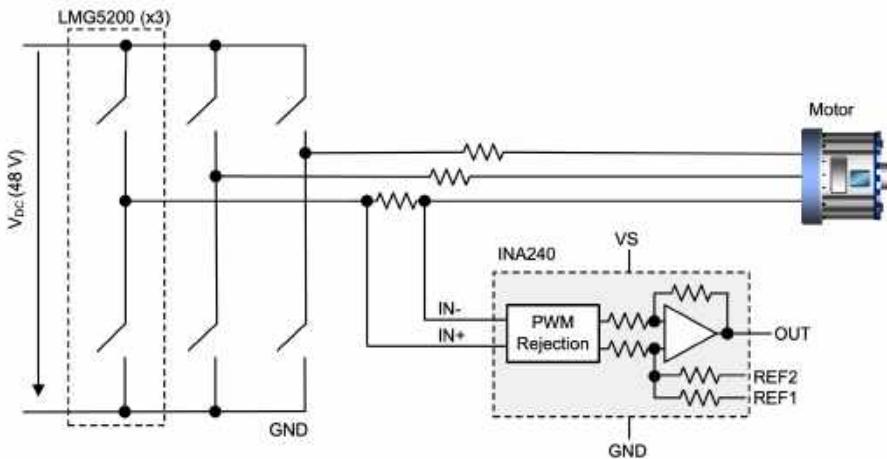


Figura 6.17: Diagrama funcional del INA240 [47]

puede verse en la Fig. 6.18.

PRODUCT	GAIN (V/V)
INA240A1	20
INA240A2	50
INA240A3	100
INA240A4	200

Figura 6.18: Tipos de INA240 en función de su ganancia [50].

Sea el circuito electrónico del INA240 parametrizado en la Fig. 6.19.

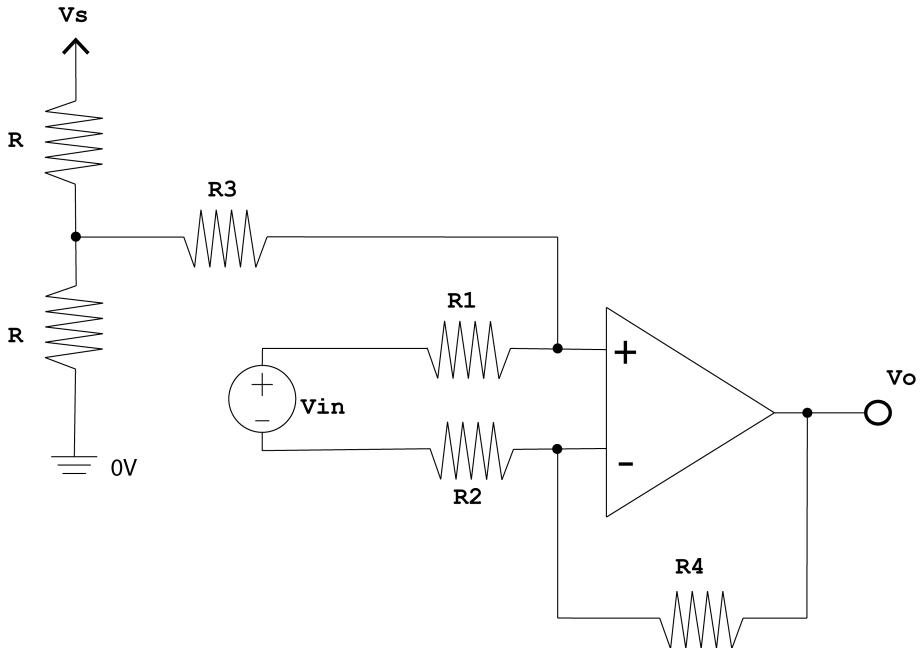


Figura 6.19: Circuito electrónico del INA240. [48]

La relación entre la entrada diferencial $V_1 - V_2$ y la salida V_o se muestra en (6.2), en la cual:

$$V_{in} = V_1 - V_2 = \text{IntensidadMuestreada} \cdot R_s \quad (6.1)$$

$$V_A = V_S \frac{R}{R + R} = \frac{V_S}{2}$$

$$V_o = V_1 \frac{R_2 + R_4}{R_2} \frac{R_3}{R_1 + R_3} - V_2 \frac{R_4}{R_2} + V_A \frac{R_1}{R_1 + R_3} \frac{R_2 + R_4}{R_2} \quad (6.2)$$

En (6.2) puede observarse que el valor de la tensión de salida consistirá en un valor medio positivo, así como de una relación entre las resistencias que multiplican a V_1 y V_2 tal que la ganancia dependa del INA240 que se emplee, recogidos en la Fig. 6.18.

6.2.1. Pinout del BOOSTXL - 3PhGaNInv

El sistema de pines del BOOSTXL - 3PhGaNInv se muestra en las Fig. 6.20 y 6.21.

PIN	SIGNAL	I/O (3.3 V)	PIN	SIGNAL	I/O (3.3 V)
J1-1	3.3-V supply (optional)	O or NC (jumper selectable)	J1-2	NC	—
J1-3	NC	—	J1-4	GND	GND
J1-5	NC	—	J1-6	VDC	O (0 to 3.3 V) ⁽¹⁾
J1-7	NC	—	J1-8	VA	O (0 to 3.3 V) ⁽¹⁾
J1-9	NC	—	J1-10	VB	O (0 to 3.3 V) ⁽¹⁾
J1-11	VREF	O (3.3 V, 10 ppm)	J1-12	VC	O (0 V to 3.3 V) ⁽¹⁾
J1-13	NC	—	J1-14	IA	O (0 to 3.3 V)
J1-15	NC	—	J1-16	IB	O (0 to 3.3 V)
J1-17	NC	—	J1-18	IC	O (0 to 3.3 V)
J1-19	NC	—	J1-20	VREF	O (3.3 V, 10 ppm/K)

⁽¹⁾ Overvoltage protection with Schottky diodes ensures output voltage remains below 3.6 V.

Figura 6.20: Conexiones lado izquierdo (J1) del BOOSTXL - 3PhGaNInv [51].

PIN	SIGNAL	I/O (3.3 V)	PIN	SIGNAL	I/O (3.3 V)
J2-1	PWM A (high-side)	I (10k PD)	J2-2	GND	GND
J2-3	PWM A (low-side)	I (10k PD)	J2-4	NC	—
J2-5	PWM B (high-side)	I (10k PD)	J2-6	NC	—
J2-7	PWM B (low-side)	I (10k PD)	J2-8	NC	—
J2-9	PWM C (high-side)	I (10k PD)	J2-10	NC	—
J2-11	PWM C (low-side)	I (10k PD)	J2-12	NC	—
J2-13	/PCB OT alert	O (open drain, 10k PU)	J2-14	NC	—
J2-15	NC	—	J2-16	/PWM enable (active low)	I (10k PU)
J2-17	NC	—	J2-18	NC	—
J2-19	NC	—	J2-20	NC	—

Figura 6.21: Conexiones lado derecho (J2) del BOOSTXL - 3PhGaNInv [51].

Las conexiones del BOOSTXL - 3PhGaNInv (VSC) con el LaunchPad F28379D se realizan de tal manera que coinciden:

- Las medidas del VSC con los ADC del LaunchPad.
- Los PWM del VSC se disparan desde los puertos PWM del LaunchPad.

6.2.2. Interconexión LaunchPad con VSC

Existen dos formas de conectar el LAUNCHPADXL F28379D con el BOOSTXL-3PhGaNInv, mostrado en las Fig. 6.22 y 6.23.



Figura 6.22: Conjunto LaunchPad con VSC con la conexión en la parte superior.



Figura 6.23: Conjunto LaunchPad con VSC con la conexión en la parte inferior.

La Tabla 6.1² recoge las conexiones principales entre el LaunchPad F28379D y el BOOSTXL - 3PhGaNInv cuando se conecta en la parte superior o en la parte

²Ha de tenerse en cuenta las limitaciones descritas en la Sección 6.1.4

inferior ³.

Launchpad F28379D Superior	Launchpad F28379D Inferior	BOOSTXL
ADCIN14	ADCIN15	V_{DC}
ADCINC3	ADCINC5	V_a
ADCINB3	ADCINB5	V_b
ADCINA3	ADCINA5	V_c
ADCINC2	ADCINC4	I_a
ADCINB2	ADCINB4	I_b
ADCINA2	ADCINA4	I_c
ADCINA0	ADCINA1	V_{ref}
PWM1A	PWM4A	PWMA (High Side)
PWM1B	PWM4B	PWMA (Low Side)
PWM2A	PWM5A	PWMB (High Side)
PWM2B	PWM5B	PWMB (Low Side)
PWM3A	PWM6A	PWMC (High Side)
PWM3B	PWM6B	PWMC (Low Side)
GPIO 124	-	PWM Enable
-	GPIO 26	PWM Enable
ADCINA0	-	DAC-A
-	ADCINA1	DAC-B

Tabla 6.1: Tabla con las conexiones entre el LaunchPad F28379D y el BOOSTXL-3PhGaNInv.

El formato utilizado en el presente proyecto es el de conectar el LaunchPad con el VSC en la parte inferior para facilitar posteriormente su encapsulado y acceso a terminales de salida para la obtención de medidas. Las Fig. 6.24 y 6.25 muestran más vistas del ensamblado que se utiliza en el prototipo.

³Se toma como referencia para decir *Superior* o *Inferior*: Superior, el VSC inmediatamente próximo a la entrada del cable microusb; Inferior, el VSC alejado de la entrada del cable microusb.

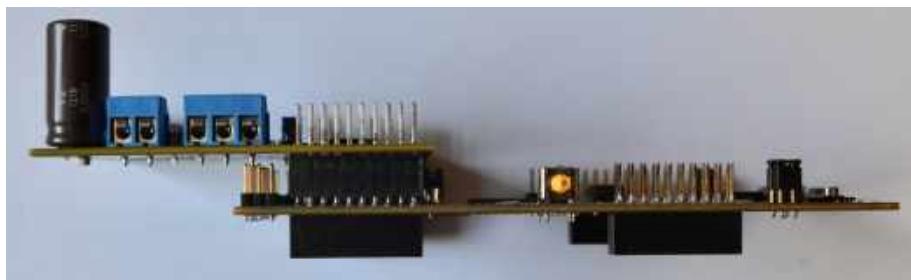


Figura 6.24: Conjunto LaunchPad con VSC con la conexión en la parte inferior.
Vista lateral.

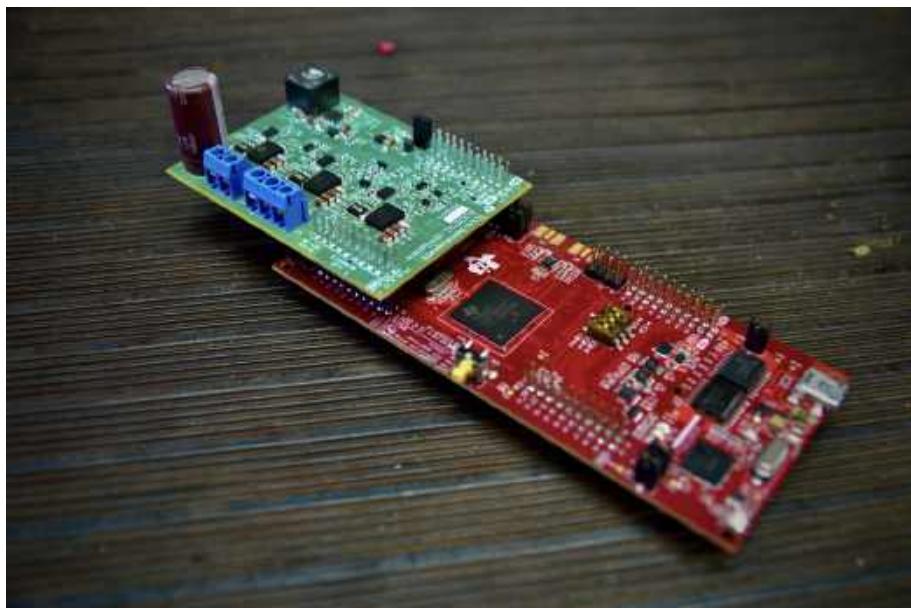


Figura 6.25: Conjunto LaunchPad con VSC con la conexión en la parte inferior.
Vista en perspectiva.

El prototipo del VSC junto con el Launchpad se encapsuló de tal manera que pudieran ser accesibles todas las medidas. Así mismo, dado que se trata de un prototipo para docencia se utilizaron bananas de seguridad para evitar tener acceso a altas tensiones y/o corrientes, mostradas en las Fig. 6.26 y 6.27. Los pines de la Fig. 6.28 son de tensión entre 0 y 3.3 V. Los cables entre los pines son “tierras” (GND, del inglés *Ground*) conectados al mismo GND del LaunchPad y VSC. También se incorporaron luces LED para monitorizar el estado del sistema, encontrándose este en lazo abierto o cerrado, el tipo de control implementado y si se encuentran acopladas las bobinas en ejes $d - q$.



Figura 6.26: Encapsulado del VSC y Launchpad. Entrada de tensión continua.

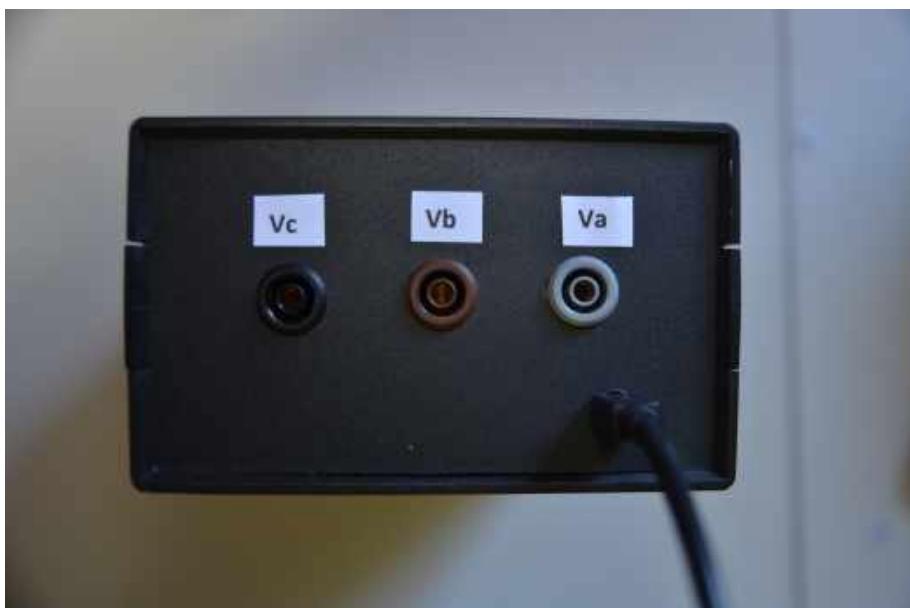


Figura 6.27: Encapsulado del VSC y Launchpad. Salidas de tensión alterna y conexión USB.



Figura 6.28: Encapsulado del VSC y Launchpad. Pines para osciloscopio.

6.3. Configuración Software del prototipo

En esta sección se tratan los diferentes módulos de los que se compone el prototipo en el Simulink⁴. Todo lo necesario para instalar en el paquete de Matlab se describe en el Anexo I.

6.3.1. Módulo PWM

El bloque de Simulink ePWM, como se llama para el LaunchPad F28379D, se muestra en la Fig. 6.29. Este módulo, permite configurar la activación y desactivación de los semiconductores del VSC BOOSTXL - 3PhGaNInv directamente, ya sea cada transistor por separado, o programar los transistores de una sola fase de manera que uno sea el complementario del otro.

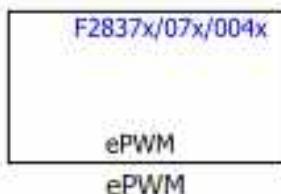


Figura 6.29: Bloque ePWM de Simulink. Librería TI C2000.

El PWM funciona con un contador interno, de manera que mientras el contador no llega al factor de servicio (éste en ciclos de reloj también), la salida del PWM se encuentra a nivel alto (t_{on}) y el resto del periodo de conmutación, la salida se encuentra a nivel bajo (t_{off}). En primer lugar, la configuración de la frecuencia de conmutación del PWM se realiza teniendo en cuenta la frecuencia del reloj interno y preescalado del microcontrolador. Esta frecuencia de conmutación, ha de introducirse en formato de periodo de conmutación, en ciclos de reloj o en segundos. Si se introduce en segundos, el microcontrolador convierte dicho valor a ciclos de reloj, de manera que para aminorar la carga computacional a la hora de compilar el código, se introducirá en forma de ciclos de reloj, atendiendo a (6.3):

$$TimerPeriod = \frac{FrequencyClock}{FrequencyComm \cdot Preescale} \quad (6.3)$$

Donde,

- TimerPeriod : Periodo de conmutación en ciclos de reloj.

⁴Toda la ayuda y descripción de los bloques se encuentra disponible en la url: <https://es.mathworks.com/help/supportpkg/texasinstrumentsc2000/modeling.html;jsessionid=0c02b24fa4214264e460ba135ce4> . Último acceso 01/01/2020.

- FrequencyClock : Frecuencia interna del reloj. La frecuencia interna del reloj del TMS320F28379D es de 200MHz [39].
- FrequencyComm : Frecuencia de conmutación en Hz.
- Preescalado : Preescalado del microcontrolador. En el LaunchPad F28379D es de 4.

Así, buscando una frecuencia de conmutación de $10kHz$, sabiendo que se trabaja con un preescalado de 4:

$$TimerPeriod = \frac{200MHz}{10kHz \cdot 4} = 5000$$

La forma de activación descrita en la Sección 2.4.1, puede configurarse con las opciones *up count*, *down count* o *up-down count* mostrados en la Fig. 6.30.

Dado que se quiere que se divida el factor de servicio (Sección 2.1, página 11), en dos partes iguales en un periodo de conmutación, se utiliza la forma *up-down count*.

El cuadro principal de configuraciones, de la pestaña *General*, queda como en la Fig. 6.31.

Dada la forma de implantar el VSC BOOSTXL - 3PhGaNInv con el LaunchPad F28379D en el prototipo, la configuración de los PWM se muestra en la Fig. 6.32.

El bloque ePWM permite configurar la forma de activar y desactivar los transistores de una misma fase. Para configurar los transistores de manera que uno de los transistores (el inferior) sea el complementario del otro (el superior), debemos:

1. Activar el PWM superior.
2. No activar el PWM inferior.
3. En la pestaña Dead Band Unit, configurar el PWM inferior de manera que éste sea el negado del superior.

Así mismo, puede configurarse una zona de espera entre activaciones y desactivaciones de los transistores, para satisfacer el tiempo de encendido y tiempo muerto, de manera que no se cortocircuite la fuente de tensión (ver Sección 2.2.5). Se configura de esta manera el PWM superior (ePWMxA), tal que, mientras el contador interno (CMP) no alcance el valor del factor de servicio (introducido por una señal externa, fruto ésta del control diseñado, en la pestaña *Counter Compare*), la salida se encuentre a nivel alto. El resto del tiempo desde que alcanza el factor de servicio hasta que llega al valor del periodo de conmutación en ciclos de reloj, la salida se encuentra a nivel bajo. La configuración puede observarse en la Fig. 6.33.

Así, el aspecto del bloque ePWM queda como se muestra en la Fig. 6.34.

El bloque PWM funciona mediante un contador interno. Las propiedades de disparo se configura en la pestaña *Counter Compare*. En dicha pestaña, se configura

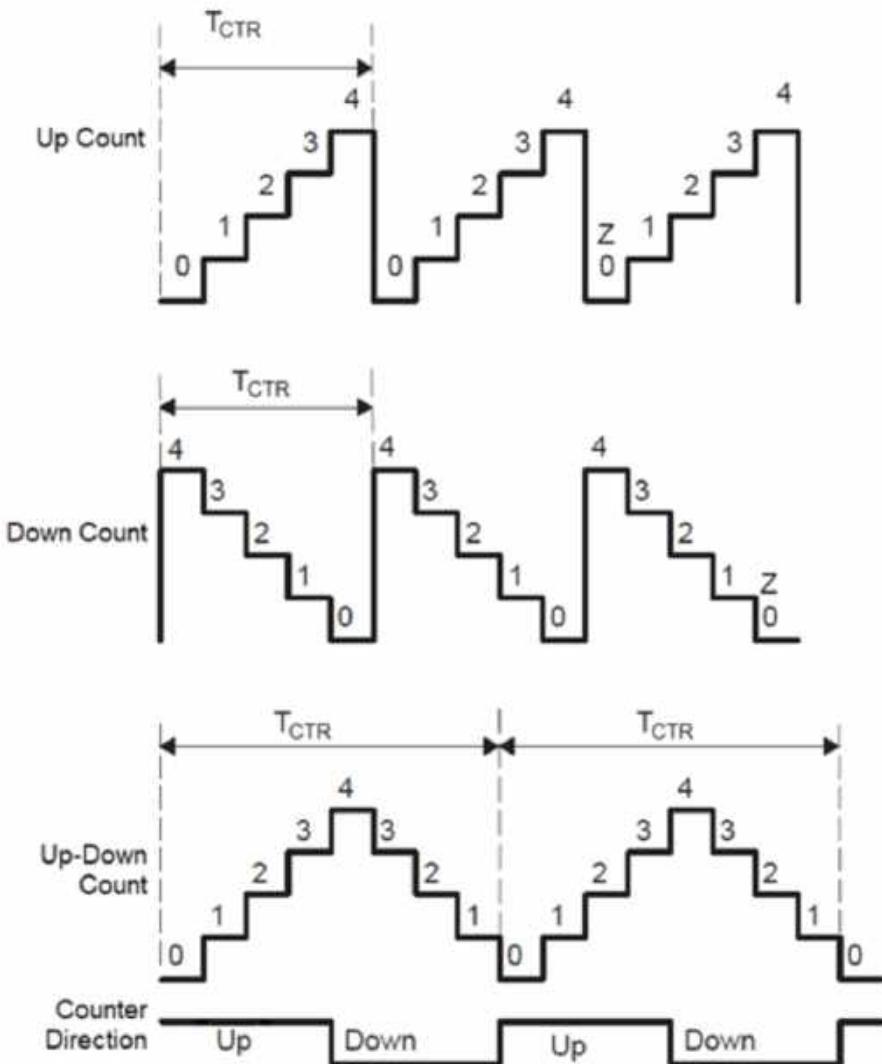


Figura 6.30: Opciones de formas de generación de PWM en el bloque ePWM de Simulink [46].

el contador A (CMPA) como en la Fig. 6.35. Los contadores C (CMPC) y D (CMPD) han de configurarse como el contador B (CMPB).

La configuración del ePWM inferior (ePWM_{MxB}) se realiza, en primer lugar, no

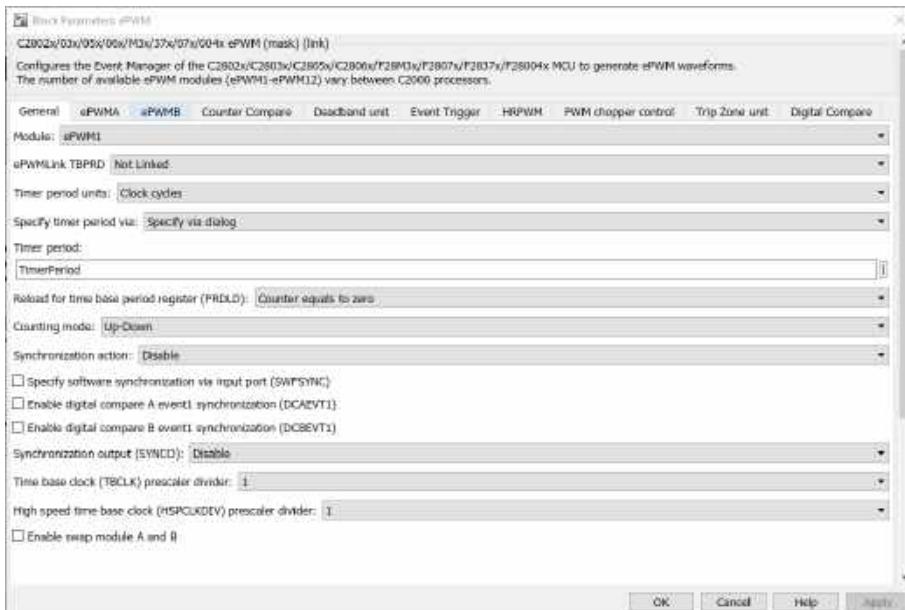


Figura 6.31: Bloque ePWM de Simulink. Librería TI C2000.

activándolo desde la pestaña *ePWMB*, como en la Fig. 6.36. En segundo accediendo a la pestaña *DeadBand Unit*, se activa la opción de tiempo muerto para el transistor inferior, de manera que éste sea el inverso del PWM superior. En la ficha técnica del BOOSTXL - 3PhGaNInv se describe que el tiempo muerto de los semiconductores de nitruro de galio es de 12.5ns, por lo que, traduciendo dicho valor a ciclos de reloj, si 5000 ciclos de reloj corresponden a una frecuencia de 10kHz (0.1ms), 12.5ns corresponderían a 0.625 ciclos de reloj, y dado que el mínimo valor que puede introducirse es de 1, se deja el valor a 1. Así, el transistor inferior de una fase se configura como en las Fig. 6.36 y 6.37.

Como se comentaba en la Sección 2.4.1 y se ve reflejado en (5.11) de la página 39, el ADC se dispara cada tres períodos de conmutación del PWM. Accediendo a la pestaña *Event Trigger*, configuramos el inicio de conversión del ADC cada tres eventos del PWM. Configuraremos cada evento de manera que cada evento (interrupción), se active cada periodo de conmutación, véase la Fig. 6.38.

El prototipo que en el presente proyecto se diseña y construye, es trifásico. Las configuraciones de los PWM son idénticas para las tres fases.

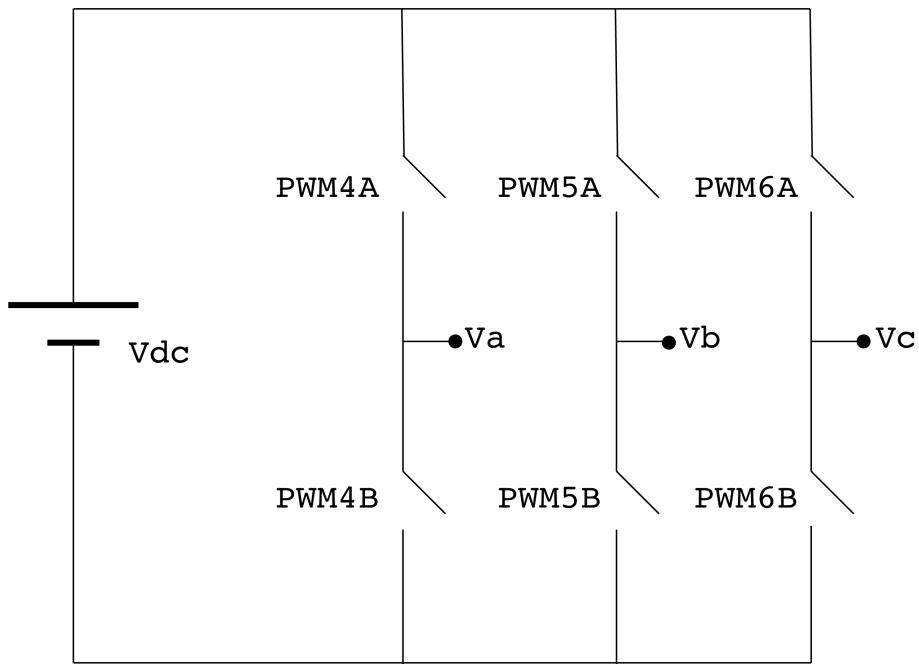


Figura 6.32: Diagrama de la nomenclatura de los PWM en Simulink para el VSC conectado al LaunchPad en su parte inferior (Sección 6.2.2).

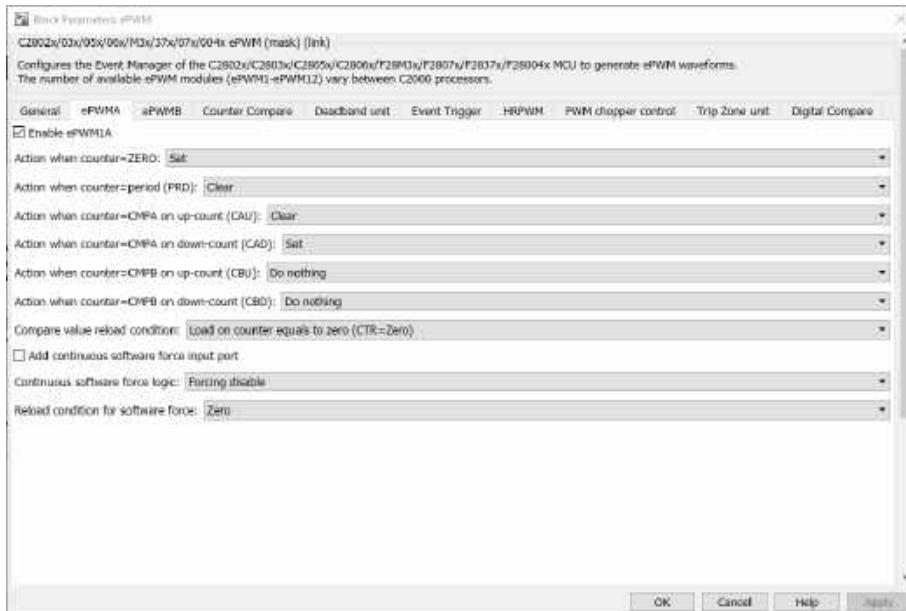


Figura 6.33: Configuración ePWMxA.

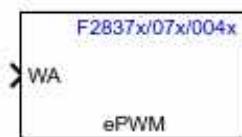


Figura 6.34: Aspecto final del Bloque ePWM. Entrada del factor de servicio.

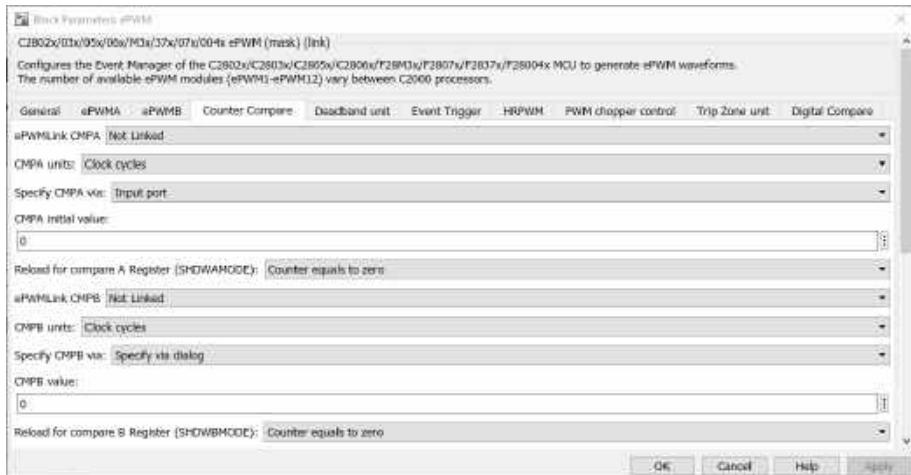


Figura 6.35: Configuración del *Counter Compare*.



Figura 6.36: Configuración ePWMxB.

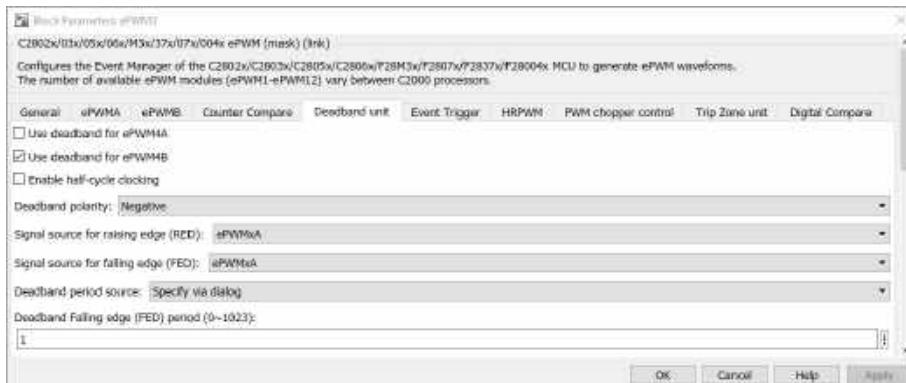


Figura 6.37: Configuración ePWMxB desde el *DeadBand Unit*.

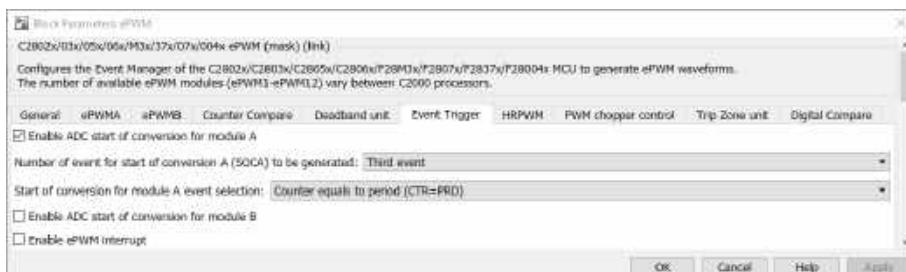


Figura 6.38: Configuración del inicio de ADC sincronizado con el ePWM.

Estos disparos no se hacen efectivos en la tarjeta del BOOSTXL-3PhGaNInv hasta que no se habilitan los PWM. Los PWM se activan a nivel bajo en el puerto J2-16 (Ver Fig. 6.21 de la página 74). Dicho pin corresponde al puerto GPIO 124 o GPIO 26 del microcontrolador, en función de los PWM que quieran utilizarse del LAUNCHPADXL - F28379D. En el diagrama de simulink se implanta el sistema de la Fig. 6.39 para activar los PWM del VSC.

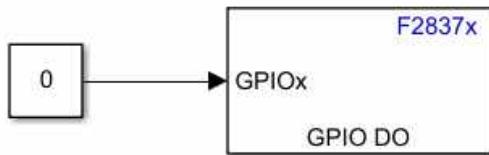


Figura 6.39: Configuración PWM enable del VSC.

Al utilizar la forma de acoplamiento descrito en la Sección 6.2.2 de la página 75, se activan los PWM del VSC desde el puerto GPIO 26, al acoplar el VSC en la parte inferior del LaunchPad.

6.3.2. Obtención de Señales por puertos PWM

El LaunchPad F28379D dispone de un total de doce puertos PWM. El BOOSTXL - 3PhGaNInv necesita seis de ellos para funcionar correctamente, lo que permite utilizar los seis restantes para obtener salidas de señales del sistema. El factor de servicio de los PWM será el valor de la señal en cuestión que quiere obtenerse por el puerto PWM. Dicho factor de servicio debe ser estrictamente positivo y estar comprendido entre 0 y 1. La configuración de los puertos PWM, a diferencia de la configuración explicada anteriormente, radica en configurar el puerto ePWMxB como el puerto ePWMxA; activando el puerto ePWMxB y utilizando su contador CMPB, como puede observarse en la Fig. 6.40. El puerto ePWMxA se configura como anteriormente, disponible en la Fig. 6.33.

El contador interno del ePWMxB seguirá un factor de servicio impuesto por la señal interna que quiere obtenerse. La pestaña *Counter Compare* se configura como en la Fig. 6.41 y 6.42.

Así mismo, en la pestaña de *Deadband Unit*, se desactivan todas las opciones, como puede observarse en la Fig. 6.43.

De esta manera, el bloque ePWM configurado para obtener salidas se muestra en la Fig. 6.44.



Figura 6.40: Configuración pestaña *ePWMB* para obtención de señales por PWM.

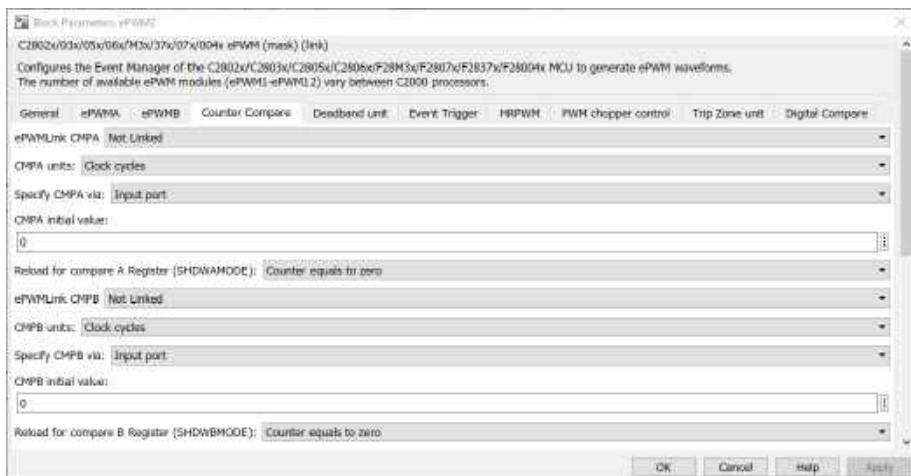


Figura 6.41: Configuración pestaña *Counter Compare* para obtención de señales por PWM. Contadores *CMPA* y *CMPB*.



Figura 6.42: Configuración pestaña *Counter Compare* para obtención de señales por PWM. Contadores *CMPA* y *CMPB*.



Figura 6.43: Configuración pestaña *Deadband Unit* para obtención de señales por PWM.

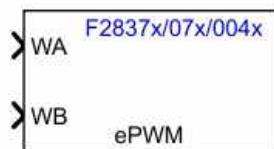


Figura 6.44: Aspecto final del Bloque ePWM para obtención de señales. Entradas factores de servicio.

6.3.3. Módulo ADC

En el presente proyecto, los convertidores ADC muestrean las corrientes por las fases. El bloque del ADC de la librería de Simulink para el microcontrolador TMS320F28379D es el mostrado en la Fig. 6.45.

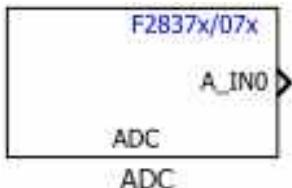


Figura 6.45: Bloque ADC de Simulink. Libreria TI C2000.

Una vez se ha configurado el inicio de la conversión desde el bloque PWM, se configura el bloque ADC. Éste cuenta con dos pestañas: *SOC Trigger* e *Input Channels*. En el menú *SOC Trigger* seleccionamos el módulo ADC que convertirá la señal. Éste módulo ha de elegirse atendiendo a la Tabla 6.1 de la página 76.

La resolución del ADC, dada la forma de recoger los datos, será de 12-bits. El número del inicio de los ADC (*SOC Number*) será diferente entre todos los ADC (en su defecto, saltará un error de compilación). La *SOCx Adquisition Window* es un valor entre 0 y 15. Este valor es, proporcionalmente entre 0 y 15, la cantidad de tiempo que el *Sample and Hold* del ADC se mantiene abierto leyendo la medida. El inicio del ADC es causado por una interrupción del PWM de dicha fase. De esta manera, se selecciona en la opción *SOCx trigger source* la opción *ePWMx ADCSOCA* (véase la Fig. 6.38). El ADC no desencadena ninguna acción. Así mismo, el tiempo de muestreo del ADC será el mismo que el resto de bloques del programa (*Sample Time = -1*), es decir, heredado de la configuración de los parámetros del Simulink. El tipo de datos utilizado y que viene por defecto es de *uint16*. Finalmente, la configuración de los tres ADC necesarios para muestrear las tres corrientes de un convertidor electrónico trifásico se muestra en la Fig. 6.46. Por último se selecciona el canal dentro del módulo ADC seleccionado en la pestaña *Input Channels*, recogido en la Tabla 6.1 de la página 76.

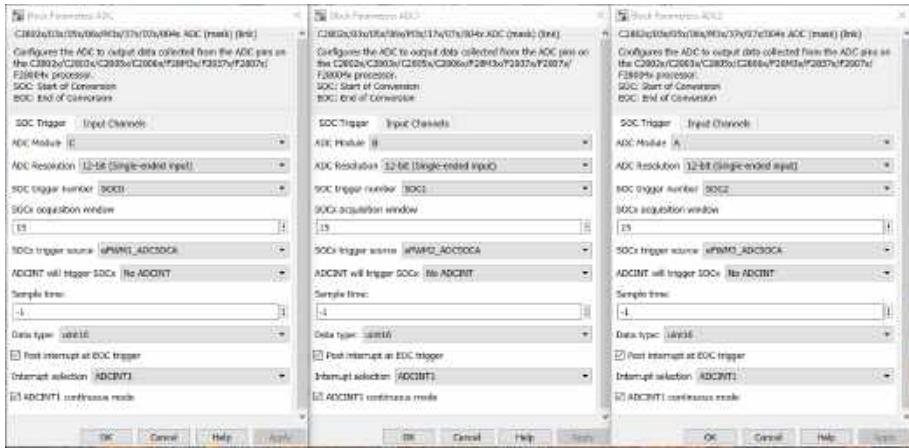


Figura 6.46: Configuración de los Bloque ADC.

6.3.4. Módulo DAC

El módulo DAC del microcontrolador permite obtener por un terminal una señal analógica. El módulo DAC de Simulink es el mostrado en la Fig. 6.47.

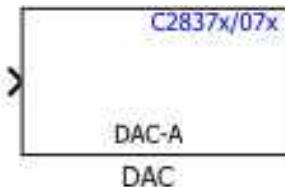


Figura 6.47: Bloque DAC de Simulink. Librería TI C2000.

Aunque la configuración del DAC permita escoger entre el DAC-A, DAC-B o DAC-C, el DAC-C no puede utilizarse en el LaunchPad F28379D. Por otro lado, en la Sección 6.1.4 se explicaba que uno de los DAC, necesariamente coincidiría con la salida V_{ref} del VSC BOOSTXL-3PhGaNInv. Por ello, solo habrá disponible un solo DAC. El DAC, por defecto, utiliza un valor medio de 1,5V, de manera que la señal de salida sea estrictamente positiva.

6.3.5. Diferencia de obtención de salidas por PWM o DAC

El LAUNCHPADXL F28379D dispone de un total de doce puertos PWM, pueden utilizarse estos para obtener salidas del control. El valor medio de la señal, obtenida por el puerto PWM tras ser filtrada por un filtro paso bajo, será el valor de la señal analógica (proporcional) que quiera obtenerse. Utilizando así mismo un filtro en la medida del osciloscopio de alrededor de 500Hz, puede obtenerse una señal continua muy similar a la del DAC. Y si se aplica el mismo filtro de 500 Hz al DAC, y al resto de las medidas, el desfase de las señales obtenidas será constante.

En la Fig. 6.48 se muestra un gráfico en el cuál se recogen los datos procedentes de sacar una corriente (de fase a en este caso), por el módulo PWM y por el módulo DAC, obteniendo el valor real con una pinza amperimétrica. Puede comprobarse que el DAC muestra un valor más próximo al real que el PWM.

No obstante, el desfase de la salida del PWM ($6 \cdot 10^{-4}s$) es menor que la salida del DAC ($7,9 \cdot 10^{-3}s$). La Fig. 6.49 muestra la corriente de la fase a real, medida con una pinza amperimétrica, la salida por el DAC y por un PWM. Puede comprobarse que el retardo aplicado por la salida del DAC es mucho mayor que por el PWM. Todas las medidas fueron filtradas con un filtro paso bajo de 500Hz.

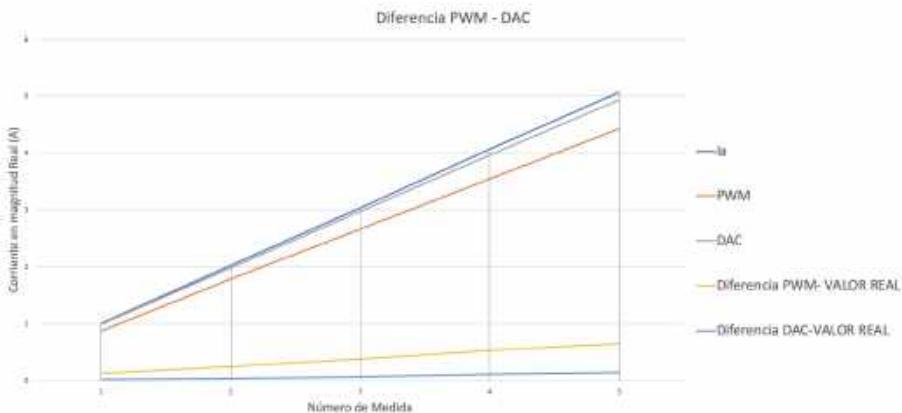


Figura 6.48: Diferencia en las medidas de PWM - DAC.

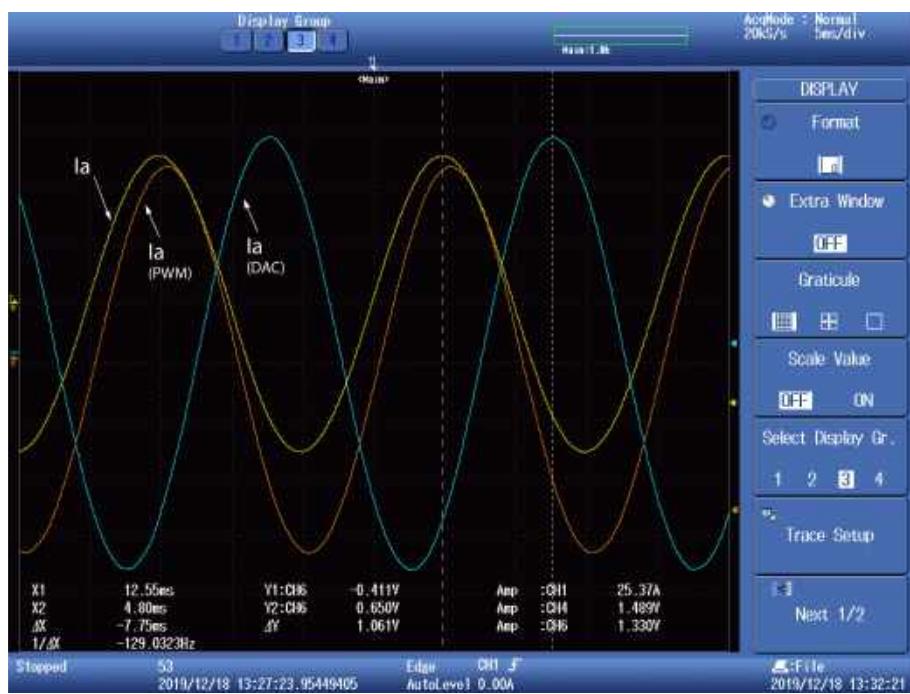


Figura 6.49: Corriente por una fase, salida por el DAC, por el PWM y medida con pinza amperimétrica.

6.3.6. Obtención de un valor por un puerto DAC o PWM

Para obtener una señal por un puerto DAC o PWM es necesario realizar una serie de operaciones para asegurar que la señal de salida se muestra correctamente.

1. Escalar la amplitud de la señal para que no exceda los límites de la salida. Los límites se establecen entre 0V y +3.3V. Dicho valor al que se escala puede variar en función del valor de la señal que quiere obtenerse.
2. Convertir la señal a un valor entre 0 y 4096. Ésto se hace porque el Launchpad acepta valores de 12bits en formato *uint*. Dado que el bit más significativo es el de signo, resulta un total de $2^{11} = 2048$ valores (en positivo y negativo).
3. Establecer un valor medio para que toda la señal esté en el semieje positivo.

En la Fig. 6.50 se muestra un diagrama de bloques de simulink que se utiliza en el simulador y el software del prototipo para obtener las señales de salida.

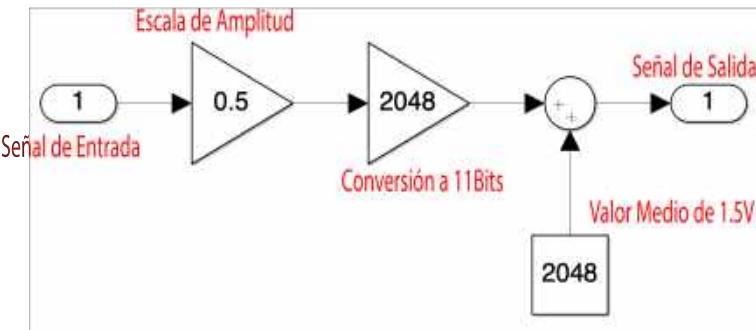


Figura 6.50: Diagrama de bloques para obtener una señal por el DAC o PWM. El valor medio de 1.5V real podría variar.

En caso de que la señal saturé en los límites de saturación de la tensión de salida, en este caso por un puerto DAC, podría obtenerse una señal como la mostrada en la Fig. 6.51 [52].

6.3.7. Equivalencias entre valor del osciloscopio y valor real

La obtención de valores por el osciloscopio esta directamente relacionada con los valores reales del prototipo. En las ecuaciones se muestran las ganancias a aplicar necesarias para poder obtener los valores reales a partir de las medidas del osciloscopio.

Obteniendo la señal de salida por el DAC o PWM, para obtener el valor en *pu*:

$$\text{Valorenpu} = \frac{\text{AmplitudDACenV} - \text{ValorMedioDACPACMedido}^5}{0,75} \quad (6.4)$$

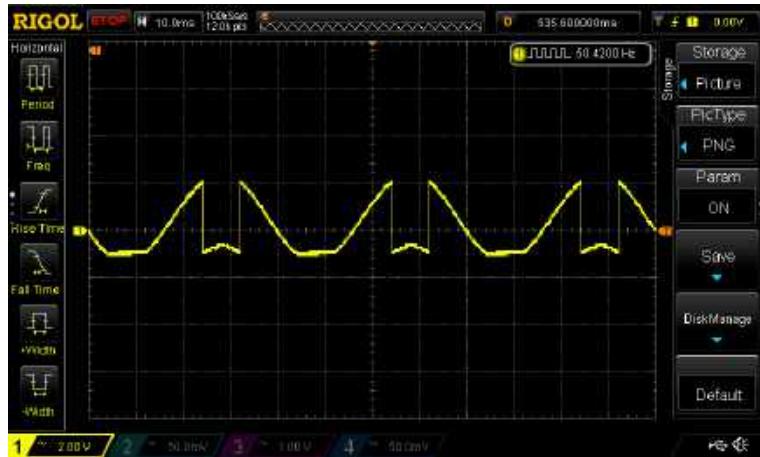


Figura 6.51: Señal saturada por la salida del DAC.

Y para pasar de una referencia en pu en ejes dq a valores reales en corrientes, sabiendo que la constante homotética debido a una transformación de Park invariante en potencia es $\sqrt{\frac{3}{2}}$, descrito en la Sección 4.2.2:

$$I_a(pu) = I_b(pu) = I_c(pu) = \frac{I_{base}(A) \cdot Id(pu)}{\sqrt{\frac{3}{2}}} \quad (6.5)$$

De esta manera, si se obtiene, por ejemplo, un valor de corriente de eje d de amplitud 1.8V, se tendrá una corriente en pu de:

$$Valorenpu = \frac{1,8 - 1,5}{0,75} = 0,4pu$$

Y sustituyendo el resultado anterior en (6.5),

$$I_a(A) = I_b(A) = I_c(A) = \frac{2,5(A) \cdot 0,4(pu)}{\sqrt{\frac{3}{2}}} = 0,81649A$$

⁵Dicho valor podría variar en función de si está conectado el cable usb al ordenador o debido a otros factores. Se recomienda tomar el valor medio de la señal cuando la referencia es nula (y por tanto el valor medio es constante).

6.3.8. Volcar el programa en el LaunchPad

Antes de volcar el código en el LaunchPad, es necesario que la fuente de tensión de 48V no esté suministrando tensión al LaunchPad. En su defecto, no se volvará el código y saltará un error. Será necesario determinar un valor para el *Fixed-Step* de la pestaña *Solver*. Dicho valor a de ser el valor de tiempo más pequeño que se utiliza en el sistema. En el prototipo, el más pequeño es el periodo de conmutación de los PWM. Por ello, el *Fixed-Step* del programa será el periodo de conmutación. En la Fig. 6.52, el valor de la variable T_{pwm} es de 0,1ms.



Figura 6.52: Configuración de la pestaña *Solver* para implemtación en el prototipo.

Para poder volcar el programa en el LaunchPad, es necesario comunicar al programa cuál es el LaunchPad. Esto se realiza en las configuraciones del *Configuration Properties >Hardware Implementation*. En esta ventana, se selecciona el LaunchPad. En el presente proyecto, es el *TI Delfino LaunchPad F28379D*.

Se recomienda no cargar el programa en la memoria flash del LaunchPad. De esta manera, al retirar la alimentación de la fuente de tensión y del puerto USB, se detiene la ejecución y al volver a alimentar el microcontrolador, no se ejecuta el programa. En la Fig. 6.53 se muestra como queda la configuración de la pestaña *Hardware Implementation*. También se recomienda verificar que en la pestaña *Code Generation* se utiliza el compilador de Texas Instruments en el cuadro de diálogo *Toolchain*. Dicho compilador se ha de instalar cuando se instala el paquete *Embebbed Coder Support Package for Texas Instruments C2000 Processors*, explicado en el Anexo I.



Figura 6.53: Configuración de la pestaña *Hardware Implementation* para implementación en el prototipo.

Capítulo 7

Resultados Experimentales

El entorno de trabajo se muestra en la Fig. 7.1.

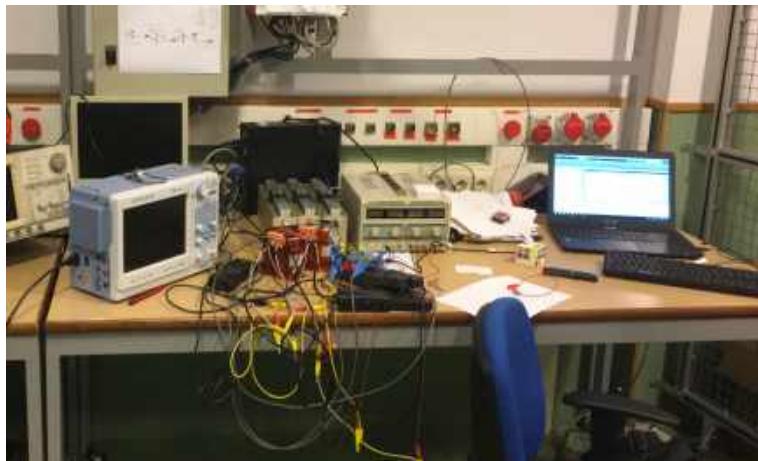


Figura 7.1: Entorno de trabajo.

A continuación se muestran capturas tomadas en el osciloscopio [53]. Todas las pruebas se realizaron con una tensión de alimentación de 48V.

La Fig. 7.2 muestra la forma de onda de las corrientes trifásicas en un modo de funcionamiento normal (corriente nominal por las bobinas).

En caso de que el VSC no pueda suministrar una corriente o factor de servicio necesario para alcanzar los valores necesitados por el control, satura la integral del control y las formas de onda obtenidas son las mostradas en la Fig. 7.3.

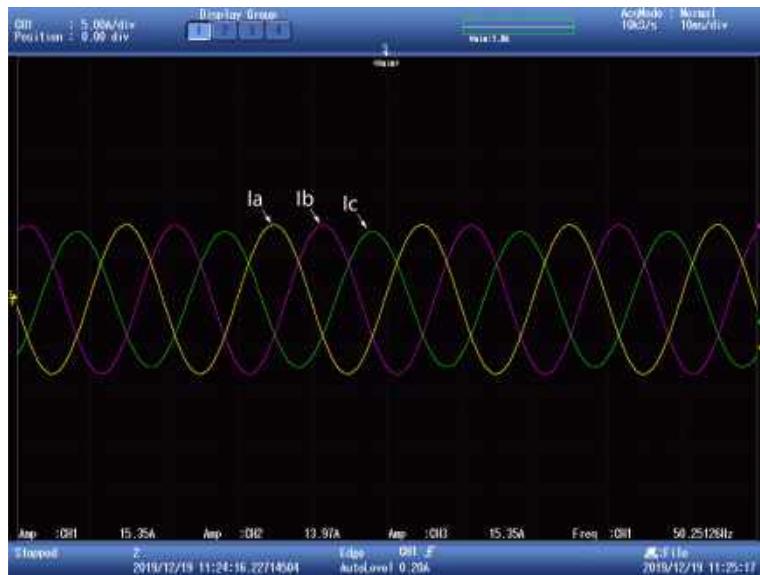


Figura 7.2: Corrientes trifásicas por las bobinas. La identificación de las señales se muestra en detalle en la figura. Ver Tabla 7.1.

Canal	Color	Elemento	Amplitud (V)	Nº Espiras	Amperaje (A)
1	Amarillo	I_a	15.35	5	3.07
2	Verde	I_b	13.97	5	2.794
3	Rosa	I_c	15.35	5	3.07

Tabla 7.1: Tabla con los datos de la Fig. 7.2 con las corrientes trifásicas.

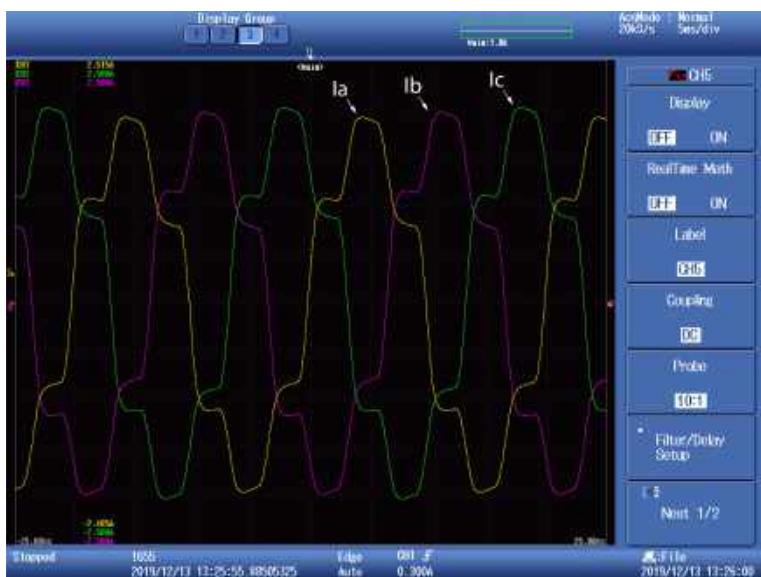


Figura 7.3: Corrientes trifásicas por las bobinas saturadas.

La Fig. 7.4 muestra un control integral con una referencia en eje d con forma de pulsos.



Figura 7.4: Corrientes trifásicas por las bobinas con referencia de eje corriente de eje d en forma de pulsos. Referencia de $Iq = 0$. La identificación de las señales se muestra en detalle en la figura.

La Fig. 7.5 muestra un control integral con una referencia en eje d con forma senoidal de 4Hz. La Fig. 7.6 muestra en detalle la zona de cambio de referencia positiva a negativa de la Fig. 7.5.

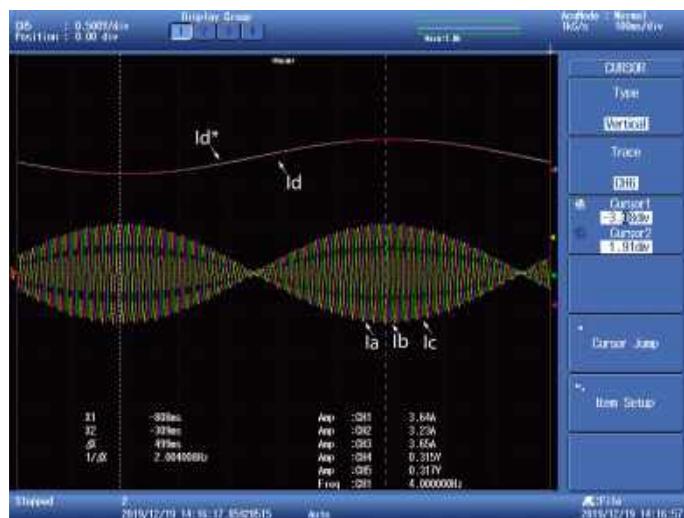


Figura 7.5: Corrientes trifásicas por las bobinas con referencia de eje corriente de eje d en forma senoidal de 4Hz. La identificación de las señales se muestran en detalle en la figura. Referencia de $I_q = 0$.



Figura 7.6: Detalle de las corrientes trifásicas por las bobinas con referencia de eje corriente de eje d en forma senoidal de 4Hz. La identificación de las señales se muestran en detalle en la figura. Referencia de $I_q = 0$.

La Fig. 7.7 muestra la respuesta temporal de seguimiento de referencia Id e Iq al mismo tiempo. Cabe destacar que las señales de Id^* , Iq^* (referencias) e Id se obtuvieron por un puerto PWM, mientras que la salida de Id se obtuvo por el puerto DAC, se observa así lo comentado en la Sección 6.3.5, el puerto DAC desfase más que el PWM, como puede observarse en la Fig. 7.7. Así mismo puede observarse la forma de onda de las corrientes cuando se aplica un flanco de subida. Las formas de las corrientes trifásicas aparecen con ruido debido a que las bobinas trabajan muy por debajo de su corriente nominal (5A).

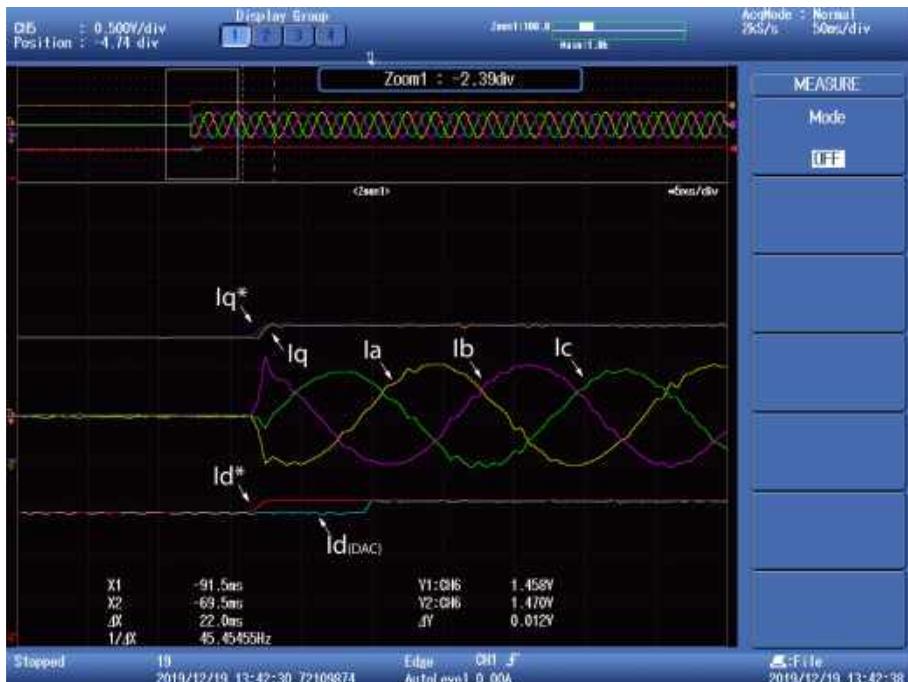


Figura 7.7: Corrientes trifásicas por las bobinas. Respuesta temporal de corriente de eje d y eje q. Aplicación de las referencias de manera simultánea. La identificación de las señales se muestran en detalle en la figura.

La Fig. 7.8 muestra un control integral al que se le aplica un flanco de subida y uno de bajada simultáneamente en ejes d y q. Aparece una forma de onda compleja en el punto de aplicación de las referencias.

La Fig. 7.9 muestra la respuesta temporal de seguimiento de referencia de corriente de eje q.

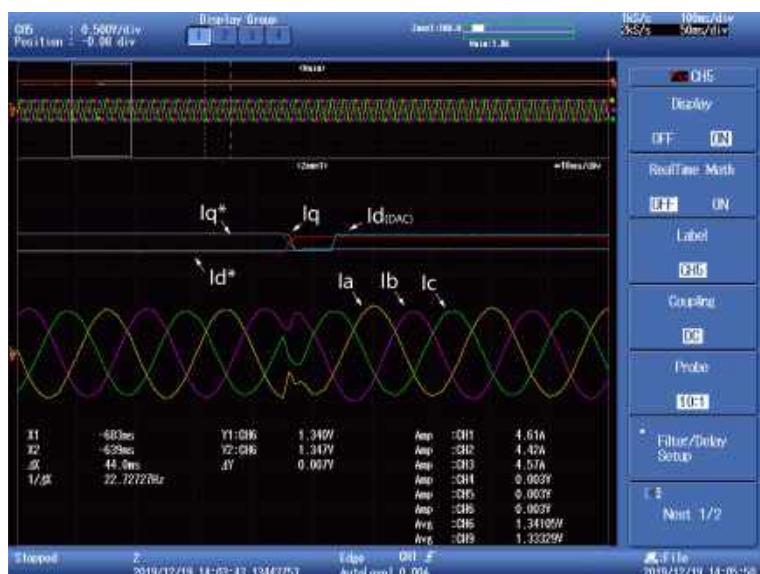


Figura 7.8: Corrientes trifásicas por las bobinas. Respuesta temporal de corriente de eje d y eje q inversamente aplicado. La identificación de las señales se muestran en detalle en la figura.

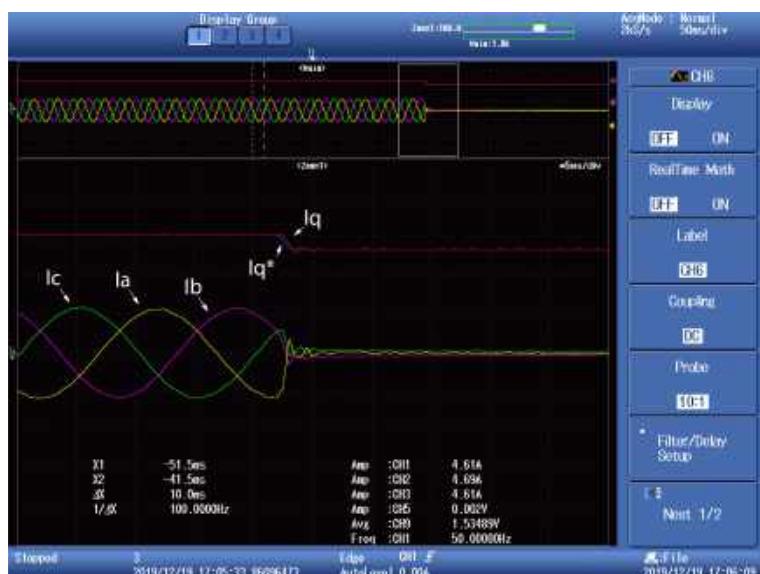


Figura 7.9: Corrientes trifásicas por las bobinas. Respuesta temporal de corriente de eje q. Referencia de $I_d = 0$. La identificación de las señales se muestran en detalle en la figura.

Capítulo 8

Presupuesto

El costo del prototipo se detalla en la Tabla 8.1. En éste no se incluyen los materiales utilizados para el encapsulado del sistema, ya que no es requerido para el correcto funcionamiento del prototipo.

8.1. Presupuesto Materiales

Elemento	Cantidad (u)	Coste Unitario (Euros/u)	Coste (Euros)
LaunchPad F28379D ⁵	1	34.79 ⁶	34.79
BOOSTXL - 3PhGaNInv ⁵	1	50.45 ⁶	50.45
Bobina trifásica RTLX5. ⁷	1	65.10 ⁸	65.10
Total Materiales	-	-	150.05

Tabla 8.1: Tabla con el presupuesto de los materiales del prototipo.

¹Fabricante: *Texas Instruments*.

²Distribuidor: *Mouser Electronics*; <https://www.mouser.es/>. Último acceso: 08/01/2020

³Fabricante: *Polylux*.

⁴Distribuidor: *Trafo Direct* ; <https://trafo-direct.es>. Último acceso: 08/01/2020

⁵Fabricante: *Texas Instruments*.

⁶Distribuidor: *Mouser Electronics*; <https://www.mouser.es/>. Último acceso: 08/01/2020

⁷Fabricante: *Polylux*.

⁸Distribuidor: *Trafo Direct* ; <https://trafo-direct.es>. Último acceso: 08/01/2020

8.2. Presupuesto Mano de Obra

El costo de la mano de obra de desarrollo del proyecto y prototipo se detalla en la Tabla 8.2.

Tipo de mano de obra	Cantidad (h)	Coste Unitario (Euros/h)	Coste (Euros)
Ingenieril	150	36.00	5400
Supervisión	30	90	2700
Total Mano de Obra	-	-	8100

Tabla 8.2: Tabla con el presupuesto de la mano de obra para la construcción del prototipo.

8.3. Presupuesto Total

El presupuesto total se detalla en la Tabla 8.3.

Concepto	Coste (Euros)
Materiales	150.05
Mano de obra	8100
Total Prototipo	8250.05

Tabla 8.3: Tabla con el presupuesto de construcción del prototipo.

Bibliografía

- [1] H. Chen, H. Leng, H. Tang, J. Zhu, H. Gong y H. Zhong, «Research on model management method for Micro-grid», en *2017 IEEE 2nd Information Technology, Networking, Electronic and Automation Control Conference (ITNEC)*, dic. de 2017, págs. 163-166. DOI: 10.1109/ITNEC.2017.8284930.
- [2] W. Kohn, Z. B. Zabinsky y A. Nerode, «A Micro-Grid Distributed Intelligent Control and Management System», *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 6, n.º 6, págs. 2964-2974, nov. de 2015, ISSN: 1949-3061. DOI: 10.1109/TSG.2015.2455512.
- [3] M. Gujar, A. Datta y P. Mohanty, «Smart Mini Grid: An innovative distributed generation based energy system», en *2013 IEEE Innovative Smart Grid Technologies-Asia (ISGT Asia)*, nov. de 2013, págs. 1-5. DOI: 10.1109/ISGT-Asia.2013.6698768.
- [4] R. M. Kotecha, Y. Zhang, A. Rashid, N. Zhu, T. Vrotsos y H. A. Mantooth, «A physics-based compact gallium nitride power semiconductor device model for advanced power electronics design», en *2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, mar. de 2017, págs. 2685-2691. DOI: 10.1109/APEC.2017.7931078.
- [5] I. Omura, W. Saito, T. Domon y K. Tsuda, «Gallium Nitride power HEMT for high switching frequency power electronics», en *2007 International Workshop on Physics of Semiconductor Devices*, dic. de 2007, págs. 781-786. DOI: 10.1109/IWPSD.2007.4472634.
- [6] R. R. Duarte, G. G. Pereira, M. A. Dalla Costal, C. H. Barriquello y J. M. Alonso, «Off-Grid Commercial LED Driver Optimization using GaN Transistors», en *2018 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS)*, sep. de 2018, págs. 1-7. DOI: 10.1109/IAS.2018.8544686.
- [7] C. Sagan y D. Udina, *El mundo y sus demonios: la ciencia como una luz en la oscuridad*, ép. Colección la línea del horizonte. Planeta, 1997, ISBN: 9788408020431. dirección: <https://books.google.es/books?id=R8rYAAAACAAJ>.
- [8] M. Rashid, *Electrónica de Potencia: Circuitos, Dispositivos y Aplicaciones*, 2.^a ed. Prentice Hall, 1995, ISBN: 968-880-586-6.

- [9] S. K. Sahoo, A. Ramulu, S. Batta y S. Duggal, «Performance analysis and simulation of three phase voltage source inverter using basic PWM techniques», en *IET Chennai 3rd International on Sustainable Energy and Intelligent Systems (SEISCON 2012)*, dic. de 2012, págs. 1-7. DOI: 10.1049/cp.2012.2223.
- [10] T. Lifang, «Study of the SVPWM Converter Bassed on TMS320F24X», en *2013 Third International Conference on Intelligent System Design and Engineering Applications*, ene. de 2013, págs. 1316-1319. DOI: 10.1109/ISDEA.2012.311.
- [11] S. Singh y A. Tiwari, «Simulation and Comparison of SPWM and SVPWM Control for Two Level Inverter», mar. de 2017.
- [12] B. J. Baliga, «Power semiconductor device figure of merit for high-frequency applications», *IEEE Electron Device Letters*, vol. 10, n.º 10, págs. 455-457, oct. de 1989, ISSN: 1558-0563. DOI: 10.1109/55.43098.
- [13] L. Boylestad Robert L. y Nashelsky, *Electrónica: Teoría de Circuitos y Dispositivos Electrónicos*, 10.^a ed. Pearson Education, 2009, ISBN: 978-607-442-292-4.
- [14] E. C. Niehenke, «The evolution of transistors for power amplifiers: 1947 to today», en *2015 IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, mayo de 2015, págs. 1-4. DOI: 10.1109/MWSYM.2015.7166768.
- [15] U. Müter, C. Sammler, S. Fahlbusch, S. Klötzer y K. F. Hoffmann, «Comparison of driving concepts for silicon carbide bipolar junction transistors», en *2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe)*, sep. de 2016, págs. 1-9. DOI: 10.1109/EPE.2016.7695636.
- [16] A. Mohapatra, S. Bhawal y K. Hatua, «A Si IGBT and SiC MOSFET Hybrid Shunt Active Filter», en *2018 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*, dic. de 2018, págs. 1-6. DOI: 10.1109/PEDES.2018.8707561.
- [17] P. Wellmann, «Power Electronic Semiconductor Materials for Automotive and Energy Saving Applications – SiC, GaN, Ga₂O₃, and Diamond», *Zeitschrift für anorganische und allgemeine Chemie*, vol. 643, oct. de 2017. DOI: 10.1002/zaac.201700270.
- [18] Tiago Kommers Jappe, S. A. Mussa y Richard Henry Sutter Rosendo, «Synchronous state machine inner FPGA controlling PFC boost converter», en *2010 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, jul. de 2010, págs. 1097-1102. DOI: 10.1109/ISIE.2010.5636865.
- [19] J. Rocabert, A. Luna, F. Blaabjerg y P. Rodríguez, «Control of Power Converters in AC Microgrids», *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, n.º 11, págs. 4734-4749, nov. de 2012, ISSN: 1941-0107. DOI: 10.1109/TPEL.2012.2199334.

- [20] Thanh-Vu Tran, Tae-Won Chun, Hong-Hee Lee, Heung-Geun Kim y Eui-Cheol Nho, «Control for grid-connected and stand-alone operations of three-phase grid-connected inverter», en *2012 International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)*, nov. de 2012, págs. 1-5. DOI: [10.1109/ICRERA.2012.6477348](https://doi.org/10.1109/ICRERA.2012.6477348).
- [21] S. Reichert, G. Griepentrog y B. Stickan, «Comparison between grid-feeding and grid-supporting inverters regarding power quality», en *2017 IEEE 8th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, abr. de 2017, págs. 1-4. DOI: [10.1109/PEDG.2017.7972536](https://doi.org/10.1109/PEDG.2017.7972536).
- [22] J. Liu, «Studies on Improving Dynamic Performance of Microgrids by Applying Virtual Synchronous Generator Control to Distributed Generators», Tesis doct., Osaka University, ene. de 2016, pág. 2.
- [23] B. Arbab-Zavar, E. Palacios-Garcia, J. Vasquez y J. Guerrero, «Smart Inverters for Microgrid Applications: A Review», *Energies*, vol. 12, n.º 840, pág. 11, mar. de 2019.
- [24] H. Niu, M. Jiang, D. Zhang y J. Fletcher, «Autonomous micro-grid operation by employing weak droop control and PQ control», en *2014 Australasian Universities Power Engineering Conference (AUPEC)*, sep. de 2014, págs. 1-5. DOI: [10.1109/AUPEC.2014.6966519](https://doi.org/10.1109/AUPEC.2014.6966519).
- [25] A. Rizqianwan, P. Hadi y G. Fujita, «Development of Grid-Connected Inverter Experiment Modules for Microgrid Learning», *Energies*, vol. 12, n.º 476, págs. 2-15, feb. de 2019. DOI: [10.3390/en12030476](https://doi.org/10.3390/en12030476).
- [26] L. Yu, R. Li y L. Xu, «Distributed PLL-Based Control of Offshore Wind Turbines Connected With Diode-Rectifier-Based HVDC Systems», *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 33, n.º 3, págs. 1328-1336, jun. de 2018, ISSN: 1937-4208. DOI: [10.1109/TPWRD.2017.2772342](https://doi.org/10.1109/TPWRD.2017.2772342).
- [27] B. Meersman, J. De Kooning, T. Vandoorn, L. Degroote, B. Renders y L. Vandevelde, «Overview of PLL methods for distributed generation units», en *45th International Universities Power Engineering Conference UPEC2010*, ago. de 2010, págs. 1-6.
- [28] A. H. Fahad y M. S. Reza, «Single-Phase Shunt Active Power Filter Using Parabolic PWM for Current Control», en *2019 IEEE 7th International Conference on Smart Energy Grid Engineering (SEGE)*, ago. de 2019, págs. 134-138. DOI: [10.1109/SEGE.2019.8859868](https://doi.org/10.1109/SEGE.2019.8859868).
- [29] N. Panten, N. Hoffmann y F. W. Fuchs, «Finite Control Set Model Predictive Current Control for Grid-Connected Voltage-Source Converters With LCL Filters: A Study Based on Different State Feedbacks», *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, n.º 7, págs. 5189-5200, jul. de 2016, ISSN: 1941-0107. DOI: [10.1109/TPEL.2015.2478862](https://doi.org/10.1109/TPEL.2015.2478862).

- [30] X. Bao, F. Zhuo, Y. Tian y P. Tan, «Simplified Feedback Linearization Control of Three-Phase Photovoltaic Inverter With an LCL Filter», *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, n.º 6, págs. 2739-2752, jun. de 2013, ISSN: 1941-0107. DOI: 10.1109/TPEL.2012.2225076.
- [31] N. He, D. Xu, Y. Zhu, J. Zhang, G. Shen, Y. Zhang, J. Ma y C. Liu, «Weighted Average Current Control in a Three-Phase Grid Inverter With an LCL Filter», *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, n.º 6, págs. 2785-2797, jun. de 2013, ISSN: 1941-0107. DOI: 10.1109/TPEL.2012.2219322.
- [32] C. Jian-ming, «Study on Traffic Flow Simulation Model Based on Kirchhoff's Law», en *2010 WASE International Conference on Information Engineering*, vol. 3, ago. de 2010, págs. 418-421. DOI: 10.1109/ICIE.2010.277.
- [33] C. J. O'Rourke, M. M. Qasim, M. R. Overlin y J. L. Kirtley, «A Geometric Interpretation of Reference Frames and Transformations: dq0, Clarke, and Park», *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 34, n.º 4, págs. 2070-2083, dic. de 2019, ISSN: 1558-0059. DOI: 10.1109/TEC.2019.2941175.
- [34] P. Krause, O. Wasynczuk y S. Sudhoff. John Wiley y Sons, Ltd, 2013, 632 págs., ISBN: 9781118524336.
- [35] M. Murali, A. Gokhale, A. V. Pandey y E. Sharma, «Modelling, design and comparison of PI and PID controllers for Static Synchronous Compensator (STATCOM)», en *2016 IEEE 1st International Conference on Power Electronics, Intelligent Control and Energy Systems (ICPEICES)*, jul. de 2016, págs. 1-6. DOI: 10.1109/ICPEICES.2016.7853563.
- [36] T. Suyata y S. Po-Ngam, «Simplified active power and reactive power control with MPPT for three-phase grid-connected photovoltaic inverters», en *2014 11th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON)*, mayo de 2014, págs. 1-4. DOI: 10.1109/ECTICON.2014.6839804.
- [37] X. Shen, J. Zheng, S. Zhu y Lian Shu, «d-q axis decoupling parameter identification strategy for the grid-connected inverter of photovoltaic generation system», en *2012 China International Conference on Electricity Distribution*, sep. de 2012, págs. 1-4. DOI: 10.1109/CICED.2012.6508671.
- [38] A. Jana, P. K. Gayen, P. K. Dhara y R. Garai, «Simultaneous active and reactive power control of single-phase grid connected battery storage system», en *2017 Devices for Integrated Circuit (DevIC)*, mar. de 2017, págs. 289-293. DOI: 10.1109/DEVIC.2017.8073954.
- [39] *TMS320F2837xD Dual-Core Delfino Microcontrollers*, English, Texas Instruments, 222 págs., December, 2013.
- [40] S. Bennett, «Development of the PID controller», *IEEE Control Systems Magazine*, vol. 13, n.º 6, págs. 58-62, dic. de 1993, ISSN: 1941-000X. DOI: 10.1109/37.248006.

- [41] L. Balasevicius, A. Kunickaitė y V. S. Janusevicius, «Discrete-time PID Controller Design in Programmable Logical Controllers», en *2007 4th IEEE Workshop on Intelligent Data Acquisition and Advanced Computing Systems: Technology and Applications*, sep. de 2007, págs. 86-90. DOI: 10.1109/IDAACS.2007.4488380.
- [42] P. Papamichalis, *Introduction to the TMS320 Family of Digital Signal Processors*. CRC Press LLC, 1999, ISBN: 978-607-442-292-4.
- [43] *TMS320 DSP Development Support Reference Guide*, English, Texas Instruments, 430 págs., May, 1998.
- [44] *LAUNCHXL-F28379D Overview*, English, Texas Instruments, 30 págs., August, 2016.
- [45] *Meet the TMS320F28739D LaunchPad Development Kit*, English, Texas Instruments, 2017, 7 págs., 2017.
- [46] MATLAB, version 9.6.0.1214997 (R2019a). Natick, Massachusetts: The MathWorks Inc., 2020.
- [47] *BOOSTXL-3PhGaNInv Evaluation Module*, English, Texas Instruments, 41 págs., June, 2017.
- [48] *LMG5200 80-V, 10-A GaN Half-Bridge Power Stage*, English, Texas Instruments, 29 págs., March, 2015.
- [49] *Using the LMG5200: GaN Half-Bridge Power Stage EVM*, English, Texas Instruments, 41 págs., March, 2015.
- [50] *INA240 High- and Low-Side, Bidirectional, Zero-Drift, Current-Sense Amplifier With Enhanced PWM Rejection*, English, Texas Instruments, 41 págs., July, 2016.
- [51] *48-V Three-Phase Inverter With Shunt-Based In-Line Motor Phase Current Sensing Reference Design*, English, Texas Instruments, 41 págs., November, 2016.
- [52] *Osciloscopios Digitales de la Serie DS1000D/E*, Spanish, ver. UGA07107-1110, RIGOL, 168 págs.
- [53] *DL850E/DL850EV ScopeCorder User's Manual*, English, 7th, ver. IM DL850E-02EN, Yokogawa, 210 págs.

Capítulo 9

Anexo I: Instalación del Paquete TI C2000 para Matlab

La instalación del paquete *Embedded Coder Support Package for Texas Instruments C2000 Processors* necesita los siguientes requerimientos del sistema:

- Tener instado Matlab R2017a o versiones posteriores, a pesar de que existen versiones de este paquete que puede ejecutarse en Matlab de versiones 2014a hasta 2019b.
- El sistema operativo debe ser Windows, no está disponible para MacOS ni Linux.

En la ventana emergente que aparece, buscar el paquete: *Embedded Coder Support Package for Texas Instruments C2000 Processors*. En la Fig. 9.1 se muestra la pantalla principal del paquete a instalar.

La instalación del paquete para *C2000 Microcontrollers* necesita la previa instalación de los paquetes de Matlab:

- Simulink.
- Embedded Coder.
- Matlab Coder.
- Simulink Coder.

Las Fig. 9.2, 9.3 y 9.4 muestran las pantallas siguientes en la configuración. En todas las necesarias, hacer click en *Continuar* y *Setup Now*.



Figura 9.1: Menú Add-Ons de Matlab.

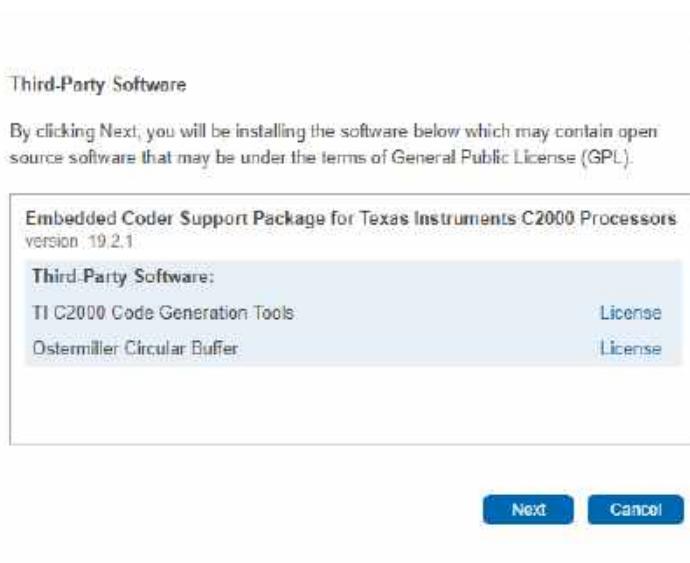


Figura 9.2: Pantalla de Configuración 1 de la librería *C2000 Processors*.

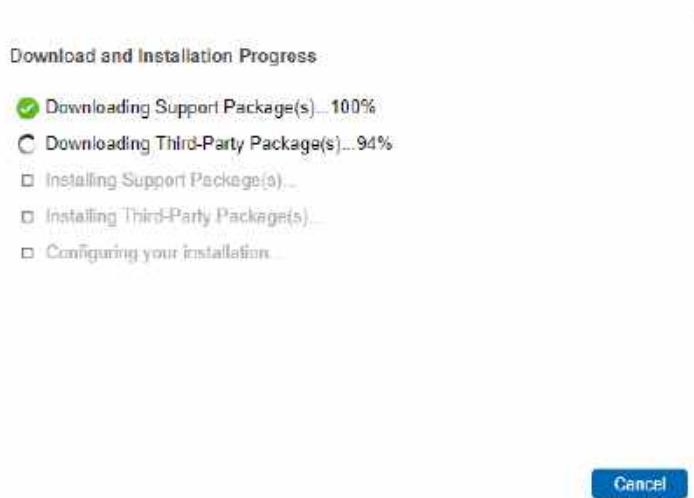


Figura 9.3: Pantalla de Configuración 2 de la librería *C2000 Processors*.



Figura 9.4: Pantalla de Configuración 3 de la librería *C2000 Processors*.

En la Fig. 9.5 se muestra la pantalla en la que se ha de elegir el procesador del LaunchPad del prototipo (o en su defecto, el que se quiera utilizar), en éste caso, se instala para el procesador *TI Delfino F2837xD*.

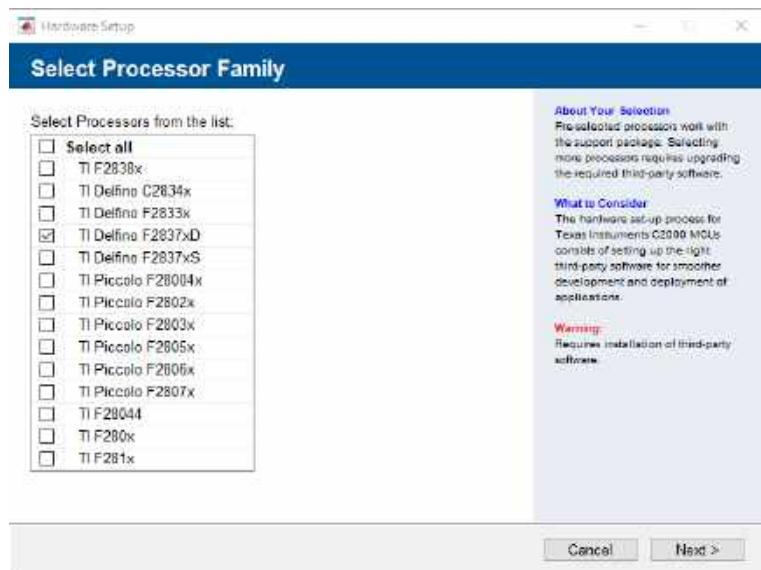


Figura 9.5: Pantalla de Configuración 4 de la librería *C2000 Processors*.

Una vez se llega a la pantalla de la Fig. 9.6, se han de instalar los componentes que aparecen en la ventana y se describen en la Tabla 9.1.

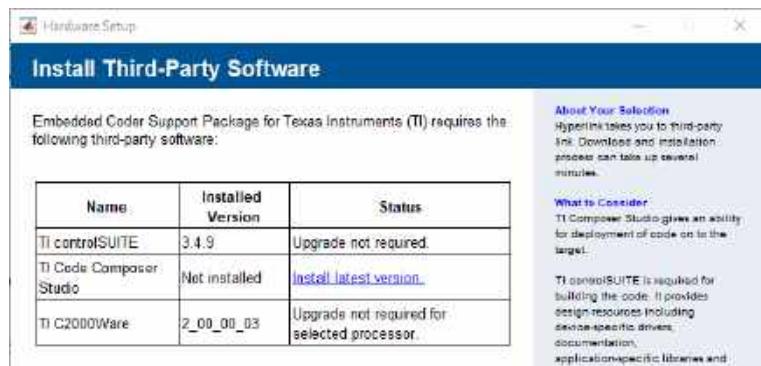


Figura 9.6: Pantalla de Configuración 5 de la librería *C2000 Processors*.

Programa	Descripción
TI controlSUITE ¹	Sotfware and Development Tools
TI Code Composer Studio ²	TI Compiler
TI C2000Ware ³	Documentation for C2000 Microcontrollers

Tabla 9.1: Tabla con los datos de la Fig. 7.2 con las corrientes trifásicas.

¹Recuperado de: <http://ti.com/tool/CONTROLSUITE>. Último acceso el día 03/01/2020.

²Recuperado de: http://software-dl.ti.com/ccs/esd/documents/ccs_downloads.html. Último acceso el día 03/01/2020.

³Recuperado de: <http://www.ti.com/tool/download/C2000WARE>. Último acceso el día 03/01/2020.

Las Fig. 9.7, 9.8 y 9.9 muestran las páginas web en las que se descargan los programas.

The screenshot shows the Texas Instruments website for the controlSUITE Software Suite. The main navigation bar includes links for Products, Applications, Design Resources, Quality & Reliability, Support & Training, Order now, and About Us. A search bar is at the top right. Below the navigation, there's a banner for "controlSUITE™ Software Suite: Software and Development Tools for C2000™ Microcontrollers". A sub-menu for "CONTROLSUITE" is open. The main content area has tabs for Description & Features, Technical Documents, Support & Training, and Order Now. A box titled "Important Note" states: "controlSUITE is no longer being updated, but will continue to be available for download. The latest software releases for C2000 are now provided through C2000Ware with application examples through the DigitalPower SOC and MotorControl SOC. Visit our related products [link]". Below this is an "Order Now" section with two product entries:

Part Number	Buy from Texas Instruments or Third Party*	Alert Me	Status	Current Version	Version Date	Description
CONTROLLER-ZIP-DIGITAL-PWR	Free Download	Alert Me	ACTIVE	v2.4.0	20-May-2016	Driver, libraries, BOMs, demos, schematics & code examples etc. (powerSUITE & Design-DSP/TI software)
CONTROLLER-ZIP-DIGITAL-MOTOR	Free Download	Alert Me	ACTIVE	v2.4.0	20-May-2016	Driver, libraries, BOMs, demos, schematics & code examples etc. (powerSUITE & Design-DSP/TI software)

Figura 9.7: Página de descarga del *TI controlSUITE*.

4

Code Composer Studio Version 9 Downloads

There are two types of installs:

- **Debounced installs** allow you to download only the software components that you require. Perfectly known as well as **ZIP files**.
- **Script file installs** will download a large compressed file (about 100MB), so you may then extract it then select what you require to install. Perfectly known as **tarball installs**.

Release	Build #	Date	Download	Notes
9.3.0	9.3.0.0002	(Apr 28, 2016)	Script File (debounce)	<ul style="list-style-type: none"> • New / Updated in This Release (9.3.0.0002): ▪ Python support ▪ Windows 10 compatibility ▪ MinGW support: Link Composer Status as new requirement ▪ code-as-obj Windows install files ▪ Mac OS installs are now distributed as signed and verified Intel Mac (DMG) files ▪ Debugger for IEC, DFT, Debugger ▪ MCU Connect LTS 1.3.12.4 ▪ CCS9 Compiler 0.5.5 ▪ MPC864C v6.5.1.29 ▪ XDCTools 2.0.0.0 ▪ Device support updates ▪ TI EMIU_P11 v6.4.0.00009

Downloads
Latest release information
Change log since last building
CCS9 Download Policy
Code Composer Studio Version 9 Downloads
Code Composer Studio Version 8 Downloads
Code Composer Studio Version 7 Downloads
Code Composer Studio Version 6 Downloads
Code Composer Studio Version 5 Downloads

Figura 9.8: Página de descarga del *TI Code Composer Studio*.

⁴Es necesario suministrar información personal para poder realizar la descarga.

 **TEXAS INSTRUMENTS** 

[Products](#) [Applications](#) [Design resources](#) [Quality & reliability](#) [Support & training](#) [Order now!](#) [About TI](#)

[Home](#) > [Software](#) > [Microcontrollers](#) > [C2000Ware](#) > [C2000Ware for C2000 Microcontroller](#) > [C2000Ware_2.01.00.00](#)

[« Back to software product page](#)

C2000Ware for C2000 Microcontrollers

C2000WARE_2.01.00.00

Release Date: 22 Oct 2019

[View release notes](#) [Submit a Platform](#) [What's New!](#) [See all information](#)

This page contains specific information about C2000Ware for C2000 Microcontrollers release package. Refer to the main page for download links and related content.

Product downloads  [Download history](#) [Logout](#) [Account](#) [Edit profile](#)

Title	Version	Description	Size
C2000Ware Binaries			
 Windows installer for C2000Ware	2.01.00.00	Windows installer for C2000Ware	24539 K
 macOS installer for C2000Ware	2.01.00.00	macOS installer for C2000Ware	24099 K
 Linux installer for C2000Ware	2.01.00.00	Linux installer for C2000Ware	24421 K
C2000Ware Documentation			
 Resource Explorer	2.01.00.00	C2000Ware in Cloud TI Resource Explorer	
 C2000WARE QUICK START GUIDE	2.01.00.00	C2000WARE QUICK START GUIDE	
 Tutorial&ATE for C2000Ware Transition Guide	2.01.00.00	CarmoSURE™ C2000Ware Transition Guide	

Figura 9.9: Página de descarga del *TI C2000Ware*.

Por último una vez descargados los tres programas, volviendo al instalador del paquete en la ventana emergente de Matlab, ubicamos los programas instalados, mostrado en las Fig. 9.10, 9.11 y 9.12.



Figura 9.10: Pantalla de ubicación de la descarga del *TI controlSUITE*.



Figura 9.11: Pantalla de ubicación de la descarga del *TI controlSUITE*.

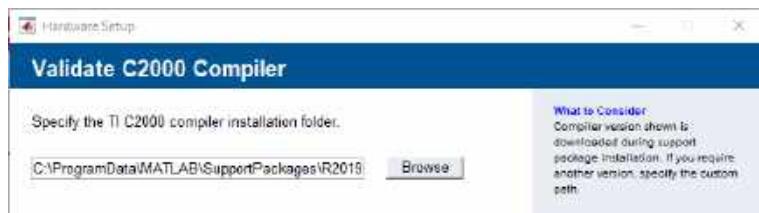


Figura 9.12: Pantalla de ubicación de la descarga del *TI controlSUITE*.

Capítulo 10

Anexo II: Interfaz del Simulador

El desarrollo de la interfaz del simulador tiene el objetivo de facilitar la modificación del entorno y condiciones de simulación por parte del usuario. Para crear la interfaz, han de seguirse los siguientes pasos:

1. Crear las variables utilizadas en los cuadros de diálogo y desplegables.
2. Crear un subsistema de todo el conjunto de simulink.
3. Crear una máscara del subsistema.
4. Incoporar los cuadros de diálogo y desplegables necesarios.

En primer lugar se han de crear las variables del simulink que serán modificadas desde la interfaz que se desarrollará más adelante. Para ello, se accede en la barra superior del Simulink a la pestaña *Tools >Model Explorer*. En la ventana que se abre, acceder a la opción *Model Workspace**. En ella, mostrar las variables Data Objects. En ésta, crear las variables con los nombres asignados en los bloques de simulink. Seleccionar la opción *Argument* para que la interfaz pueda modificar sus valores tras la inicialización.

En segundo lugar se crea un subsistema de todo el conjunto del diagrama de simulink: Puede hacerse seleccionando todo y pulsando **ctrl+G** o botón derecho **>Create Subsystem from Selection**. A continuación, se crea una máscara del sistema: Haciendo click con el botón derecho sobre el subsistema **Mask >Create Mask**. Una vez se ha pulsado en *Create Mask*, aparecerá una ventana con la apariencia de la Fig. 10.2.

La pestaña *Parameters and Dialog* permite la modificación de las pestañas, cuadros de diálogo, opciones, nombres de variables, etc, del cuadro de la interfaz. En la Fig. 10.3 se detallan las partes de las que se compone esta pestaña.



Figura 10.1: Creación de variables para la interfaz.

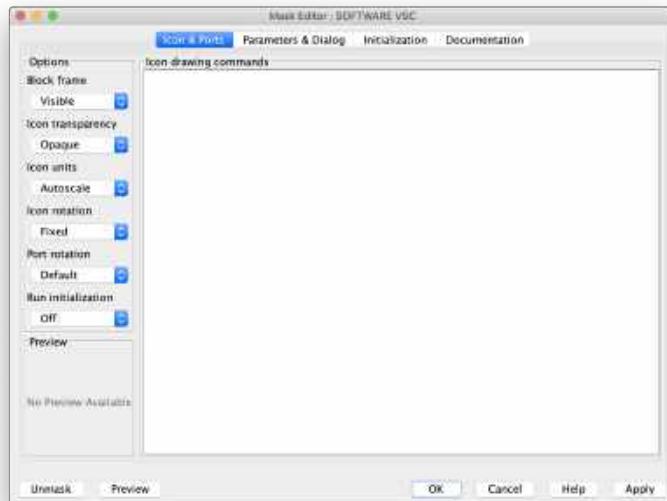


Figura 10.2: Ventana principal máscara de simulink.

Se ha de permitir que las variables contenidas en la interfaz se puedan modificar internamente en el simulink. Esto se realiza dejando la opción de *Tunable* en *on*. En la opción del *Property Editor > Popup Options*, se modifican las opciones que contiene el cuadro de diálogo. Cada opción en una fila distinta, como se observa en



Figura 10.3: Configuraciones y descripciones de la pestaña *Parameters and Dialog*.

la Fig. 10.4. Cuando se selecciona en el cuadro de diálogo una opción, la variable asociada a dicho cuadro toma el valor del número de fila del *Popup Options*.

Una vez se ha creado la interfaz de la ventana con los cuadros de diálogo, se programa el comportamiento de ésta. Esto se realiza en la pestaña *Initialization*. En dicha pestaña, se programa con código en el lenguaje de Matlab, el valor que tomarán las variables del simulink cuando se han seleccionado las opciones de los cuadros de diálogo. El nombre de las variables asociadas a los cuadros de diálogo se observan en el lateral izquierdo en el apartado *Dialog Variables*. En la Fig. 10.5 se muestra un ejemplo de programación de un cuadro de diálogo desplegable con siete opciones.

Una vez se ha creado la interfaz de la máscara, puede modificarse el comportamiento del simulador y hardware del prototipo desde la interfaz de la máscara.

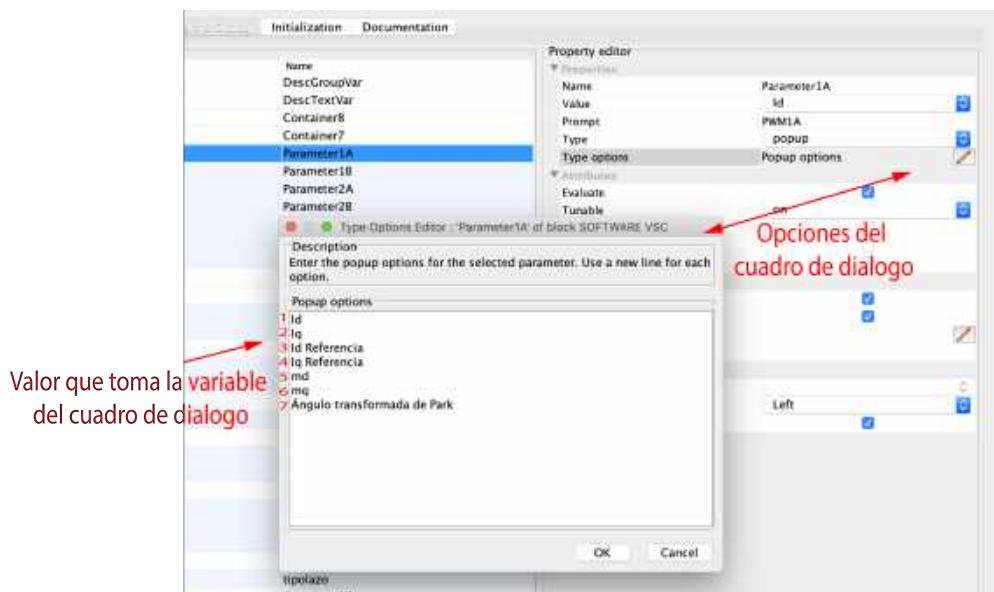


Figura 10.4: Configuraciones y descripciones del *Popup Options*.

Variables de todos los cuadros de dialogo creados en "Parameters & Dialog"



Figura 10.5: Configuraciones y descripciones de la pestaña *Initialization*.

Capítulo 11

Anexo III: Archivos

Todos los archivos se encuentran disponibles en el siguiente repositorio de GitHub.

<https://github.com/JorgeSuarezPorras/ConvertidorElectronicoCC-CA>

Capítulo 12

Anexo IV: Objetivos de Desarrollo Sostenible

La transición social hacia un desarrollo más sostenible, debe pasar necesariamente, por una mayor solidez en la implantación de las energías renovables en el sistema energético. Esta implantación debe hacerse, hoy en día, a través de convertidores electrónicos de potencia. Cualquier avance, análisis, diseño, prueba o desarrollo que contribuya a la comprensión de estos sistemas facilitará dicha transición necesaria del modelo energético (Sección 1.1 de motivación del proyecto).

Los objetivos de desarrollo sostenible promovidos por la organización de Naciones Unidas (en inglés *United Nations*) están (una parte de ellos) íntimamente ligados al presente proyecto. La mayor alineación con ellos podemos encontrarlos en:

1. Objetivo 7: Energía asequible y no contaminante.
2. Objetivo 9: Industria, innovación e infraestructura.
3. Objetivo 11: Ciudades y comunidades sostenibles.
4. Objetivo 13: Acción por el clima.

Objetivo 7: Energía asequible y no contaminante.

La gran mayoría de las fuentes renovables de energía eléctrica se conectan a la gran red de distribución a través de convertidores CC-CA fuentes de tensión con PWM. Dado que el presente proyecto consiste en el desarrollo de un prototipo de éste tipo, la divulgación del proyecto podría ayudar a facilitar el acceso a documentación e información para investigación de estos dispositivos. De esta manera, su desarrollo y mayor implantación en el sistema podría darse con mayor celeridad. Más aún tratándose de un dispositivo especialmente desarrollado para docencia.

Objetivo 9: Industria innovación e infraestructura.

Los convertidores electrónicos de potencia CC-CA fuentes de tensión con PWM se utilizan para conectar a la red eléctrica, sistemas de almacenamiento de energía tales como volantes de inercia o baterías. Así mismo, pueden ser utilizados para optimizar procesos bastante extendidos y relativamente poco eficientes del sistema energético actual, como por ejemplo, la utilización de PWM para optimizar las bombas de refrigeración de centrales térmicas, favoreciendo así la transición a un sistema energético más eficiente y limpio.

Así mismo, el desarrollo de nuevos materiales en ciencia e industria, ayudan a avanzar en la capacidad tecnológica de estos sistemas aumentando así su eficiencia. Materiales como el nitruro de galio que hoy en día esta siendo ampliamente investigado, y del cuál se componen los interruptores (MOSFETs) del VSC del prototipo del presente proyecto.

Objetivo 11: Ciudades y comunidades sostenibles.

Los convertidores CC-CA CON PWM son fundamentales en la tracción eléctrica, ya sea para motores de trenes, vehículos eléctricos...etc. El presente proyecto abre la puerta a implementar los conocimientos adquiridos en el transporte limpio de personas y mercancías, favoreciendo el desarrollo de las llamas Ciudades Inteligentes (del inglés *Smart Cities*).

Objetivo 13: Acción por el clima.

La producción de dispositivos de electrónica de potencia actualmente producen emisiones contaminantes (debido a que la energía de la industria procede principalmente de fuentes no renovables), de manera que podría parecer contraproducente. No obstante, cuánto más se implante la electrónica de potencia en el sistema, menos se contaminará en el futuro, de manera que esta retroalimentación favorezca la obtención, distribución y consumo de energía no contaminante, ayudando así a mitigar los efectos del conocido cambio climático.