



**UNIVERSIDAD CARLOS III DE MADRID**  
**ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR**  
*DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA*

*INGENIERÍA INDUSTRIAL*

**ANÁLISIS Y DISEÑO DE UN RECTIFICADOR**  
**TRIFÁSICO ELEVADOR PWM**

Julio 2010

**AUTOR:**

Alejandro García Bragado

**TUTOR DEL PROYECTO:** Carlos Álvarez Ortega

---

# Índice

1. Introducción.....	7
1.1. Rectificadores trifásicos.....	8
1.1.1. Rectificadores trifásicos no controlados .....	8
1.1.2. Rectificadores trifásicos controlados .....	8
2. Objetivos .....	11
3. Modelado.....	12
3.1. Ecuaciones del rectificador en ejes $abc$ .....	12
3.2. Transformación de coordenadas.....	16
3.3. Construcción del modelo:.....	21
3.4. Resultados del modelado .....	22
4. Diseño del control.....	26
4.1. Obtención de los ciclos de trabajo .....	26
4.2. Diseño de los controladores de corriente.....	28
4.2.1. Reguladores proporcionales-integrales, PI .....	30
4.2.2. Sintonización de los reguladores .....	31
4.2.3. Simulación de los controladores de corriente.....	32
4.3. Diseño del controlador de tensión .....	41
4.3.1. Modelado del regulador de tensión.....	42
4.3.2. Simulación del regulador de tensión .....	43
4.4. Armónicos en las corrientes de entrada.....	45
4.5. Modificación del factor de potencia .....	47
4.5.2. Factor de potencia inductivo.....	47
4.5.3. Factor de potencia capacitivo.....	49
5. Validación experimental .....	52
5.1. Introducción .....	52

5.2. Procedimiento experimental .....	52
5.2.1. Descripción de los componentes.....	52
5.2.2. Metodología experimental.....	58
5.3. Resultados experimentales.....	60
5.3.1. Validación del PLL.....	60
5.3.2. Validación del rectificador .....	64
6. Conclusiones .....	69
7. Trabajos futuros .....	71
8. Bibliografía .....	72

Índice de figuras	
Fig. 1.1. Esquema de un DFIG[1] .....	7
Fig. 1.2. Diagrama de bloques del sistema de control de un DFIG[1]..	8
Fig. 1.3. Límites de tensión de rectificador .....	9
Fig. 1.4. Topología de un rectificador trifásico controlado tipo elevador .....	9
Fig. 1.5. Topología de un rectificador trifásico controlado tipo reductor .....	10
Fig. 3.1. Posiciones posibles para los IGBT's .....	12
Fig. 3.2. Circuito del rectificador con los condensadores y las bobinas sustituidos por sus fuentes equivalentes .....	13
Fig. 3.3. Circuito del rectificador controlado tipo elevador.....	14
Fig. 3.4. Sistemas de referencia trifásico abc y dq0.....	16
Fig. 3.5. Esquema del modelado del rectificador.....	21
Fig. 3.6. Diagrama de bloques en Simulink del modelo del rectificador .....	22
Fig. 3.7. Variación de la tensión Vdc a lo largo del tiempo.....	23
Fig. 3.8. Variación de la corriente id a lo largo del tiempo .....	23
Fig. 3.9. <i>Zoom</i> de la variación de la corriente id a lo largo del tiempo .....	24
Fig. 3.10. Variación de la corriente iq a lo largo del tiempo .....	25
Fig. 4.1. Esquema de control del rectificador .....	26
Fig. 4.2. Señal de la tensión de entrada trifásica dividida en 6 intervalos de 60°.....	27
Fig. 4.3. Valores de los ciclos de trabajo en cada una de las seis regiones .....	27
Fig. 4.4. Evolución temporal del ciclo de trabajo $d_a$ .....	28
Fig. 4.5. Esquema de control de corriente .....	29
Fig. 4.6. Diagrama de bloques del controlador PI.....	31
Fig. 4.7. Modelo <i>Simcoupler</i> . Librería de PSIM® para Simulink .....	33
Fig. 4.8. Circuito en PSIM con las entradas y salidas de control <i>Simcoupler</i> .....	33

Fig. 4.9. Esquema de la simulación de los controladores de corriente	34
Fig. 4.10. Modelo en Matlab® de la simulación de los controladores de corriente .....	34
Fig. 4.11. Corriente de entrada referenciada al eje d .....	35
Fig. 4.12. Ampliación de la evolución temporal de $i_d$ en los instantes finales de la simulación .....	35
Fig. 4.13. Evolución temporal de la corriente $i_q$ .....	36
Fig. 4.14. Evolución temporal del ciclo de trabajo en eje d, $d_d$ .....	37
Fig. 4.15. Evolución temporal del ciclo de trabajo en eje q, $d_q$ .....	37
Fig. 4.16. Evolución temporal de la tensión de salida, $V_{dc}$ .....	38
Fig. 4.17. Ampliación de la evolución temporal de la tensión de salida, $V_{dc}$ .....	39
Fig. 4.18. Respuesta de $i_d$ ante escalón en la referencia .....	40
Fig. 4.19. Respuesta de $i_q$ ante escalón en la referencia .....	41
Fig. 4.20. Modelo del sistema de control de tensión del rectificador ..	42
Fig. 4.21. Evolución de la tensión de salida, $V_{dc}$ , con control de tensión .....	44
Fig. 4.22. Evolución de la corriente $i_d$ , con control de tensión .....	44
Fig. 4.23. Tensión y corriente de una de las fases del rectificador no controlado.....	45
Fig. 4.24. Análisis en frecuencia de la corriente de entrada del rectificador no controlado .....	45
Fig. 4.25. Tensión y corriente de una de las fases del rectificador controlado.....	46
Fig. 4.26. Análisis en frecuencia de la corriente de entrada del rectificador controlado .....	46
Fig. 4.27. Tensión y corriente de una de las fases del rectificador con factor de potencia inductivo.....	48
Fig. 4.28. Evolución temporal del factor de potencia del rectificador	49
Fig. 4.29. Tensión y corriente de una de las fases del rectificador con factor de potencia capacitivo .....	50
Fig. 4.30. Evolución temporal del factor de potencia del rectificador	50

Fig. 5.1. Perspectiva general del laboratorio con uno de los experimentos montado.....	53
Fig. 5.2. Módulo rectificador .....	54
Fig. 5.3. Bobinas de 2mH .....	54
Fig. 5.4. Imagen del DSP 2812 de Texas Instruments®.....	55
Fig. 5.5. Detalle del panel frontal de la fuente trifásica.....	56
Fig. 5.6. Resistencias de $225\Omega$ en paralelo.....	56
Fig. 5.7. Imagen del osciloscopio y una sonda de tensión.....	57
Fig. 5.8. Osciloscopio RIGOL® DS1052D.....	58
Fig. 5.9. Imagen del circuito integrado para la adecuación de las señales de disparo.....	58
Fig. 5.10. Esquema del modelo de partida para los procesos experimentales.....	59
Fig. 5.11. Bloque de Simulink para entradas analógicas en el DSP ..	59
Fig. 5.12. Bloque de Simulink que genera señales PWM .....	60
Fig. 5.13. Modelo de bloques en Simulink para la comprobación del PLL.....	60
Fig. 5.14. Onda de tensión de entrada y activación del PLL cuando $0 < \theta < \pi/4$ .....	61
Fig. 5.15. Onda de tensión de entrada y activación del PLL cuando $\pi/4 < \theta < \pi/2$ .....	62
Fig. 5.16. Ampliación de la onda de tensión y activación del PLL cuando $\pi/4 < \theta < \pi/2$ .....	62
Fig. 5.17. Ampliación de la onda de tensión y activación del PLL.....	63
Fig. 5.18. Onda de tensión de entrada y activación del PLL cuando $0 < \theta < \pi/4$ .....	64
Fig. 5.19. Tensión y corriente de entrada de una de las fases en el rectificador no controlado .....	64
Fig. 5.20. Tensión de entrada, corriente de entrada y tensión de salida del rectificador .....	65
Fig. 5.21. Señales de los disparos de los IGBT's para un factor de potencia unidad.....	66

Fig. 5.22. Corriente y tensión a la entrada del rectificador, con factor de potencia inductivo ..... 67

Fig. 5.23. Ampliación de la corriente y tensión a la entrada del rectificador, comportamiento inductivo ..... 67

Fig. 5.24. Transitorio en la corriente de entrada al rectificador ..... 68

## 1. Introducción

Una de las configuraciones de mayor crecimiento en el mercado de turbinas eólicas se conoce como turbina eólica con generador de inducción doblemente alimentado (DFIG).

Este consiste en un generador de inducción con rotor bobinado cuyo circuito de estator está directamente conectado a la red de potencia y el circuito de rotor conectado a través de un convertidor denominado “*back-to-back*”, que actúa como variador de frecuencia (Fig. 1.1).

La doble alimentación se refiere a que la tensión del estator es obtenida de la red y la tensión del rotor desde el convertidor.

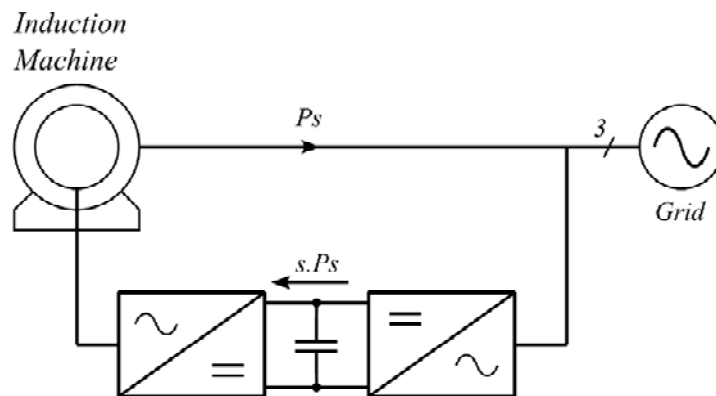


Fig. 1.1. Esquema de un DFIG[1]

Uno de los equipos más empleados en la industria para el control de generadores doblemente alimentados (DFIG) es el convertidor trifásico “alterna-alterna”. En dicho equipo, la tensión que se genera en la etapa de continua ( $V_{dc}$ ) es proporcionada por un rectificador trifásico (Fig. 1.2), bien a partir de la tensión de red, bien a partir de la potencia generada en el rotor. Esto dependerá de la velocidad de giro del generador.



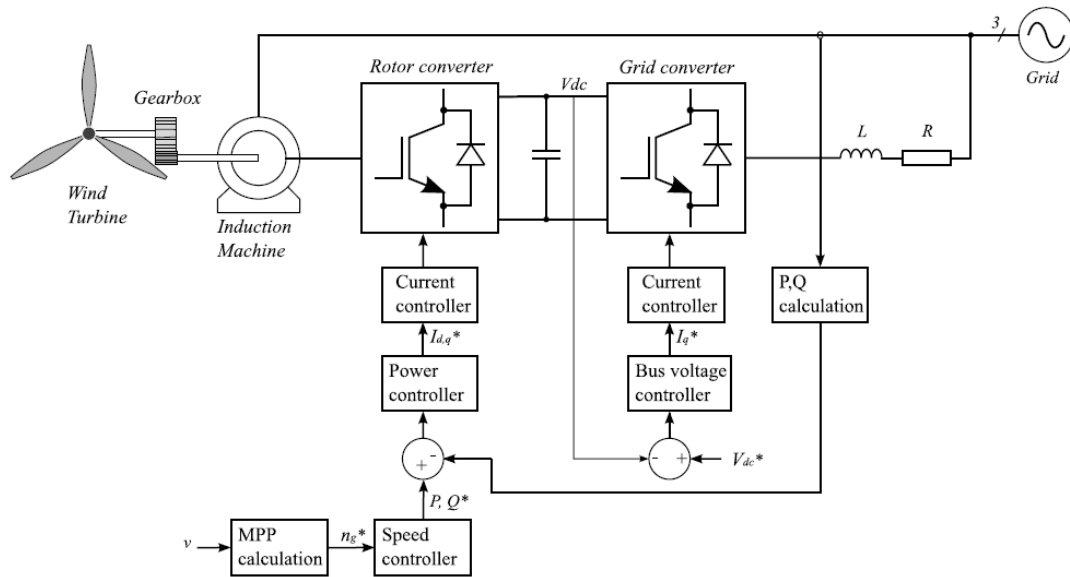


Fig. 1.2. Diagrama de bloques del sistema de control de un DFIG[1]

Dicho rectificador trifásico puede ser controlado o no controlado. Se puede ver una clasificación más detallada en los siguientes apartados.

## 1.1. Rectificadores trifásicos

Un rectificador es un componente que convierte corriente alterna en corriente continua. Por tanto, un rectificador trifásico es aquel que transforma corriente alterna trifásica en corriente continua.

### 1.1.1. Rectificadores trifásicos no controlados

Los rectificadores no controlados constan de un puente de diodos y un condensador electrolítico. Las ventajas más importantes de este tipo de equipos residen en su reducido coste y en la simplicidad de su operación. Dentro de sus limitaciones o desventajas destacan la imposibilidad de la regeneración de energía, la aparición de armónicos en la corriente de entrada y la no posibilidad de control del factor de potencia.

### 1.1.2. Rectificadores trifásicos controlados

Los rectificadores controlados emplean tiristores o transistores de potencia (GTO, Mosfet, IGBT,...) como dispositivo de control.

En el presente trabajo se utilizará el IGBT, del inglés *Insulated Gate Bipolar Transistor*. Se ha optado por este tipo de dispositivo por su capacidad de trabajo en altas frecuencias de conmutación (hasta 20kHz).

Los rectificadores trifásicos controlados se pueden clasificar en dos topologías básicas dependiendo del nivel de tensión a la salida, como indica la siguiente figura:

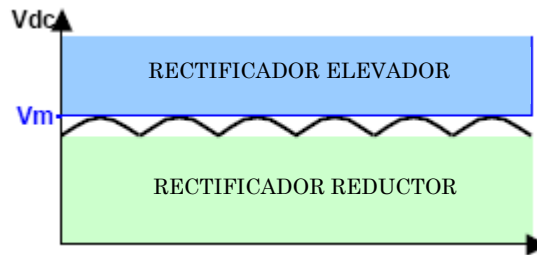


Fig. 1.3. Límites de tensión de rectificador

Si el voltaje a la salida ( $V_{dc}$ ) es mayor que el valor pico de la tensión de línea ( $V_m$ ) el rectificador se define como “elevador” (*Boost rectifier*) y tiene la topología mostrada en la Fig. 1.4.

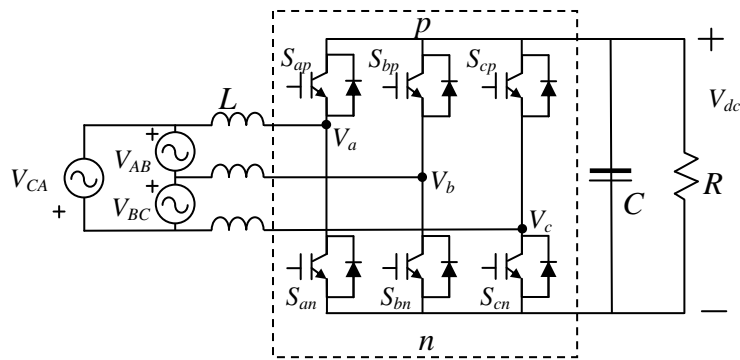


Fig. 1.4. Topología de un rectificador trifásico controlado tipo elevador

Si dicha tensión se encuentra en la zona verde de la Fig. 1.3, es decir, su valor es inferior a  $\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot V_m$ , entonces el rectificador se define como “reductor” (*Buck rectifier*) y su topología se muestra en la Fig. 1.5.

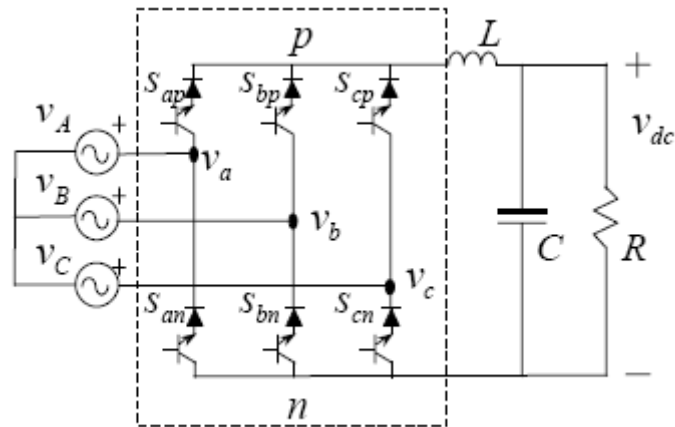


Fig. 1.5. Topología de un rectificador trifásico controlado tipo reductor

Los rectificadores controlados permiten un flujo bidireccional de la potencia y a través de adecuadas técnicas de control y modulación genera corrientes de entrada prácticamente sinusoidales. El factor de potencia de este tipo de rectificadores puede ser ajustado a voluntad [7].

## 2. Objetivos

El principal objetivo de este proyecto es el de analizar, modelar, simular y validar experimentalmente un rectificador trifásico controlado tipo elevador, a partir de sus ecuaciones matemáticas. Para ello se utilizará la aplicación informática Matlab<sup>®</sup>, y su entorno Simulink<sup>®</sup>, junto con la herramienta de simulación PSIM<sup>®</sup>.

Posteriormente se diseñará un sistema de control basado en la modulación por ancho de pulso (PWM) con las mismas herramientas para implementar dicho sistema de control en un procesador digital de señales (DSP).

El procesador digital de señales que se va a utilizar en la validación experimental es el TMS320F2812 de *Texas Instruments*<sup>®</sup>.

### 3. Modelado

En este capítulo se aborda el modelado del rectificador a partir de las ecuaciones matemáticas que lo rigen. Una vez obtenidas las ecuaciones referenciadas correctamente se construirá un modelo en Simulink®.

#### 3.1. Ecuaciones del rectificador en ejes $abc$

Como objetivo de este capítulo se han de obtener las ecuaciones que dictan el funcionamiento del rectificador referenciadas a los ejes dq0 para que el control posterior sea más sencillo [2]. Para comenzar, se obtienen las ecuaciones referenciadas a los ejes  $abc$  partiendo del rectificador elevador de la Fig. 1.4.

El modelo consta de una fuente trifásica en triángulo ( $v_{AB}, v_{BC}$  y  $v_{CA}$ ) y una inductancia trifásica en serie ( $L$ ) a la entrada del rectificador. El rectificador propiamente dicho, a su vez, consta de un puente de transistores IGBT's ( $S_{ap}, S_{bp}, S_{cp}, S_{an}, S_{bn}$  y  $S_{cn}$ ) donde el primer subíndice indica la fase ( $a, b, c$ ) y el segundo indica el lado del rectificador, p para positivo y n para negativo. Para modelar la salida, se utiliza un condensador ( $C$ ) en paralelo para disminuir el rizado de la tensión continua de salida y una resistencia ( $R$ ) que hace las veces de carga.

Todos los elementos del circuito de la Fig. 1.4 se pueden modelar sin ningún tipo de problema salvo los transistores IGBT's, para el modelado éstos serán sustituidos por interruptores como indica la Fig. 3.1.

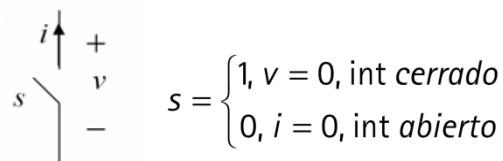


Fig. 3.1. Posiciones posibles para los IGBT's

Además, es necesario tener en cuenta que los condensadores no se pueden cortocircuitar y que las bobinas no pueden quedar en circuito abierto. Dicho esto, se puede sustituir estos elementos por sus fuentes equivalentes, esto es:

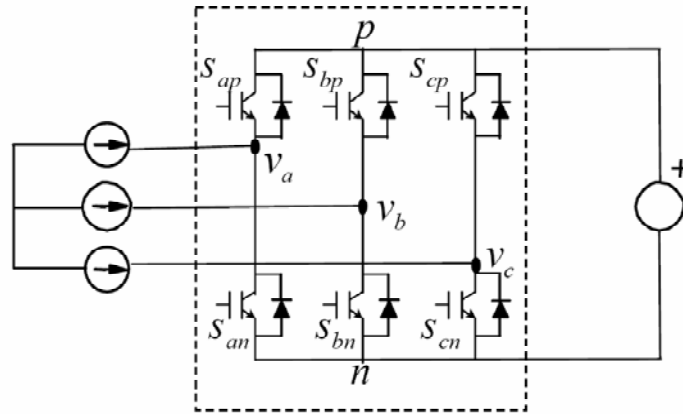


Fig. 3.2. Circuito del rectificador con los condensadores y las bobinas sustituidos por sus fuentes equivalentes

Por lo tanto, las combinaciones posibles serán:

$$s_{ip} + s_{in} = 1 \quad (3.1)$$

Donde el subíndice  $i$  indica una de las tres fases ( $a$ ,  $b$  o  $c$ ) y, como se dijo anteriormente,  $p$  indica el lado positivo del rectificador y  $n$ , por el contrario, el lado negativo.

La ecuación (3.1) viene a decir que en cada rama deberá existir un interruptor cerrado y otro abierto. En otro caso se cortocircuitaría la fuente de tensión (ambos cerrados) o se abriría la fuente de corriente (ambos abiertos).

Una vez modelados los transistores IGBT's se pasa a obtener las ecuaciones del rectificador en ejes  $abc$  para, posteriormente, convertirlas en ecuaciones referenciadas en ejes  $dq0$  que se utilizarán en la construcción del modelo en *Simulink*. Para ello se parte del circuito mostrado en la Fig. 3.3.

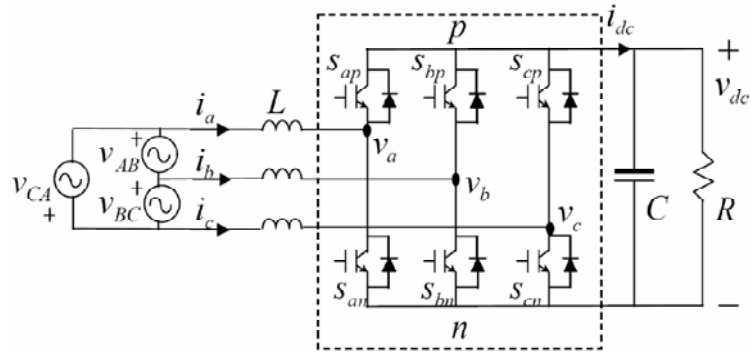


Fig. 3.3. Circuito del rectificador controlado tipo elevador

Aplicando las leyes de Kirchhoff, se tiene que:

$$v_{AB} = v_{L_A} + (v_a - v_b) - v_{L_B} \quad (3.2)$$

Donde:

$$v_{L_A} = L \frac{di_a}{dt} \quad (3.3)$$

Y en forma matricial y para todo el circuito:

$$\begin{bmatrix} v_{AB} \\ v_{BC} \\ v_{CA} \end{bmatrix} = L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a - i_b \\ i_b - i_c \\ i_c - i_a \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_a - v_b \\ v_b - v_c \\ v_c - v_a \end{bmatrix} = 3L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ab} \\ i_{bc} \\ i_{ca} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ v_{ca} \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

Luego:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ab} \\ i_{bc} \\ i_{ca} \end{bmatrix} = \frac{1}{3L} \begin{bmatrix} v_{AB} \\ v_{BC} \\ v_{CA} \end{bmatrix} - \frac{1}{3L} \begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ v_{ca} \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

Notando que:

$$\begin{bmatrix} i_a - i_b \\ i_b - i_c \\ i_c - i_a \end{bmatrix} = 3 \begin{bmatrix} i_{ab} \\ i_{bc} \\ i_{ca} \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

Por otra parte:

$$i_{dc} = C \frac{dv_{dc}}{dt} + \frac{v_{dc}}{R} \quad (3.7)$$

Luego:

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} i_{dc} - \frac{v_{dc}}{RC} \quad (3.8)$$

Si se definen:

$$\vec{v}_{L-L} = \begin{bmatrix} v_{AB} \\ v_{BC} \\ v_{CA} \end{bmatrix}; \vec{v}_{l-l} = \begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ v_{ca} \end{bmatrix}; \vec{i}_{l-l} = \begin{bmatrix} i_{ab} \\ i_{bc} \\ i_{ca} \end{bmatrix}; \vec{s}_{l-l} = \begin{bmatrix} s_{ab} \\ s_{bc} \\ s_{ca} \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

Resulta:

$$\frac{d\vec{i}_{l-l}}{dt} = \frac{1}{3L} \vec{v}_{L-L} - \frac{1}{3L} \vec{v}_{l-l} \quad (3.10)$$

Y como:

$$\vec{v}_{l-l} = \vec{s}_{l-l} \cdot v_{dc} \quad (3.11)$$

$$i_{dc} = \vec{s}_{l-l}^T \cdot \vec{i}_{l-l} \quad (3.12)$$

Finalmente se tiene que:

$$\frac{d\vec{i}_{l-l}}{dt} = \frac{1}{3L} \vec{v}_{L-L} - \frac{1}{3L} \vec{s}_{l-l} \cdot v_{dc} \quad (3.13)$$

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} \vec{s}_{l-l}^T \cdot \vec{i}_{l-l} - \frac{v_{dc}}{RC} \quad (3.14)$$

Por tanto, las ecuaciones del rectificador en ejes *abc* son:



$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \bar{i}_{ab} \\ \bar{i}_{bc} \\ \bar{i}_{ca} \end{bmatrix} = \frac{1}{3L} \begin{bmatrix} \bar{v}_{AB} \\ \bar{v}_{BC} \\ \bar{v}_{CA} \end{bmatrix} - \frac{1}{3L} \begin{bmatrix} d_{ab} \\ d_{bc} \\ d_{ca} \end{bmatrix} \cdot \bar{v}_{dc} \\ \frac{d\bar{v}_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} [d_{ab} \quad d_{bc} \quad d_{ca}] \cdot \begin{bmatrix} \bar{i}_{ab} \\ \bar{i}_{bc} \\ \bar{i}_{ca} \end{bmatrix} - \frac{\bar{v}_{dc}}{RC} \end{cases} \quad (3.15)$$

### 3.2. Transformación de coordenadas

Para un control óptimo y eficiente del rectificador se utilizarán las variables referenciadas a los ejes giratorios  $dq0$  [2].

La transformación de Park convierte las componentes  $abc$  del sistema trifásico a otro sistema de referencia  $dq0$ . El objetivo de la transformación consiste en convertir los valores trifásicos  $abc$ , variables sinusoidales en el tiempo, a valores constantes  $dq0$ , en régimen permanente.

Primeramente se define el sistema de coordenadas a utilizar. En este caso, el sistema que se ha utilizado es el mostrado en la Fig. 3.4.

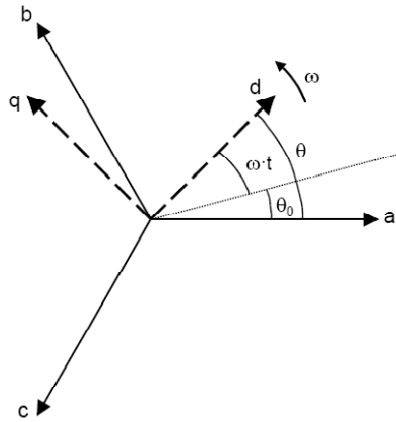


Fig. 3.4. Sistemas de referencia trifásico abc y dq0

Según [2] la matriz de transformación para pasar de referencia  $abc$  a referencia  $dq0$  es:

$$T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\omega t) & -\sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

Donde  $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$ , siendo  $f$  la frecuencia de la línea.

Partiendo de las ecuaciones (3.13) y (3.14), y sabiendo que:

$$X_{abc} = T^{-1}X_{dq0} \quad (3.17)$$

Se llega a:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dT^{-1}\bar{i}_{dq0}}{dt} = \frac{1}{3L}T^{-1}\bar{v}_{dq0} - \frac{1}{3L}T^{-1}\bar{d}_{dq0} \cdot \bar{v}_{dc}; \quad \text{nótese que } T^{-1}T = 1 \\ \frac{d\bar{v}_{dc}}{dt} = \frac{1}{C}\bar{d}_{l-1}^T T^{-1}T \cdot \bar{i}_{l-1} - \frac{\bar{v}_{dc}}{RC} \end{array} \right. \quad (3.18)$$

Operando, se puede obtener que:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dT^{-1}}{dt} \cdot \bar{i}_{dq0} + T^{-1} \cdot \frac{d\bar{i}_{dq0}}{dt} = T^{-1} \cdot \frac{1}{3L} \cdot \bar{v}_{dq0} - T^{-1} \cdot \frac{1}{3L} \cdot \bar{d}_{dq0} \cdot \bar{v}_{dc} \\ \frac{d\bar{v}_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} \cdot (T \cdot \bar{d}_{l-1})^T \cdot T \cdot \bar{i}_{l-1} - \frac{\bar{v}_{dc}}{RC} \end{array} \right. \quad (3.19)$$

Y así, multiplicando por T a ambos lados de la ecuación:

$$\left\{ \begin{array}{l} T \frac{dT^{-1}}{dt} \cdot \bar{i}_{dq0} + \frac{d\bar{i}_{dq0}}{dt} = \frac{1}{3L} \cdot \bar{v}_{dq0} - \frac{1}{3L} \cdot \bar{d}_{dq0} \cdot \bar{v}_{dc} \\ \frac{d\bar{v}_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} \cdot \bar{d}_{dq0}^T \cdot \bar{i}_{dq0} - \frac{\bar{v}_{dc}}{RC} \end{array} \right. \quad (3.20)$$

Para resolver estas últimas ecuaciones, se debe simplificar las operaciones con la matriz de transformación T:

$$T \cdot \frac{dT^{-1}}{dt} = T \cdot \frac{dT^T}{dt} = T \cdot \frac{d}{dt} \left( \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \omega t & -\sin \omega t & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \right) \quad (3.21)$$

Derivando la matriz:

$$T \cdot \frac{dT^{-1}}{dt} = T \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} -\omega \sin \omega t & -\omega \cos \omega t & 0 \\ -\omega \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & -\omega \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & 0 \\ -\omega \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) & -\omega \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) & 0 \end{bmatrix} =$$

$$= \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \omega t & \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin \omega t & -\sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} -\omega \sin \omega t & -\omega \cos \omega t & 0 \\ -\omega \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & -\omega \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & 0 \\ -\omega \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) & -\omega \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) & 0 \end{bmatrix}$$

Multiplicando las matrices, se tiene:

$$= \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \omega t & \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin \omega t & -\sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} -\omega \sin \omega t & -\omega \cos \omega t & 0 \\ -\omega \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & -\omega \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & 0 \\ -\omega \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) & -\omega \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) & 0 \end{bmatrix}$$

$$T \cdot \frac{dT^{-1}}{dt} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 0 & -\frac{3}{2}\omega & 0 \\ \frac{3}{2}\omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \Rightarrow T \cdot \frac{dT^{-1}}{dt} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega & 0 \\ \omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

Con este resultado, finalmente:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\bar{i}_{dq0}}{dt} = \frac{1}{3L} \cdot \bar{v}_{dq0} - \begin{bmatrix} 0 & -\omega & 0 \\ \omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \bar{i}_{dq0} - \frac{1}{3L} \cdot \bar{d}_{dq0} \cdot \bar{v}_{dc} \\ \frac{d\bar{v}_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} \cdot \bar{d}_{dq0}^T \cdot \bar{i}_{dq0} - \frac{\bar{v}_{dc}}{RC} \end{array} \right. \quad (3.23)$$

Y por tanto, las ecuaciones en ejes  $dq0$  que definen el comportamiento del rectificador son:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \bar{i}_d \\ \bar{i}_q \\ \bar{i}_0 \end{bmatrix} = \frac{1}{3L} \cdot \begin{bmatrix} \bar{v}_d \\ \bar{v}_q \\ \bar{v}_0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & -\omega & 0 \\ \omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \bar{i}_d \\ \bar{i}_q \\ \bar{i}_0 \end{bmatrix} - \frac{1}{3L} \cdot \begin{bmatrix} d_d \\ d_q \\ d_0 \end{bmatrix} \cdot \bar{v}_{dc} \\ \frac{d\bar{v}_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} \cdot \begin{bmatrix} d_d & d_q & d_0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \bar{i}_d \\ \bar{i}_q \\ \bar{i}_0 \end{bmatrix} - \frac{\bar{v}_{dc}}{RC} \end{array} \right. \quad (3.24)$$

Se pueden simplificar estas ecuaciones si se tiene en cuenta que se va a trabajar con un sistema equilibrado de tensiones, es decir:

$$\bar{v}_{AB} + \bar{v}_{BC} + \bar{v}_{CA} \equiv 0 \quad \bar{i}_{AB} + \bar{i}_{BC} + \bar{i}_{CA} \equiv 0 \quad \bar{d}_{AB} + \bar{d}_{BC} + \bar{d}_{CA} \equiv 0 \quad (3.25)$$

Entonces:

$$x_{dq0} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \omega t & \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin \omega t & -\sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \Rightarrow x_0 = 0$$

Por lo que la componente cero puede ser omitida, quedando por fin las ecuaciones que se utilizarán en la construcción del modelo en *Simulink*:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \bar{i}_d \\ \bar{i}_q \end{bmatrix} = \frac{1}{3L} \cdot \begin{bmatrix} \bar{v}_d \\ \bar{v}_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \bar{i}_d \\ \bar{i}_q \end{bmatrix} - \frac{1}{3L} \cdot \begin{bmatrix} d_d \\ d_q \end{bmatrix} \cdot \bar{v}_{dc} \\ \frac{d\bar{v}_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} \cdot \begin{bmatrix} d_d & d_q \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \bar{i}_d \\ \bar{i}_q \end{bmatrix} - \frac{\bar{v}_{dc}}{RC} \end{array} \right. \quad (3.26)$$

Se puede llegar más allá teniendo en cuenta que el eje q está desfasado  $90^\circ$  respecto del eje d, que gira en sincronismo con la frecuencia de la red. La consecuencia de esto, siempre y cuando el sistema esté equilibrado, es que la tensión en eje q se puede eliminar según:

$$\begin{aligned} V_{dq0} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \omega t & \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin \omega t & -\sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \Rightarrow \\ \Rightarrow V_d &= \sqrt{\frac{2}{3}} V_m \cdot \left( -\cos \omega t \cdot \sin \omega t - \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \cdot \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) - \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \cdot \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \right) \Rightarrow \\ \Rightarrow V_q &= 0 \end{aligned}$$

Si, además, se busca que la corriente de entrada al rectificador vaya en fase con la tensión de entrada para tener un factor de potencia unidad (no hay consumo ni generación de potencia reactiva), entonces también se cumplirá la expresión anterior para la corriente en eje q. Es decir, imponiendo  $I_q=0$  se puede asegurar que la corriente estará en fase con la tensión ya que, partiendo de que  $V_q=0$ , toda la corriente estará en el eje d, alineada con  $V_d$ .

Es posible que interese el control del factor de potencia. En ese caso,  $I_q \neq 0$ .

Las ecuaciones finalmente quedan:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \bar{i}_d \\ \bar{i}_q \end{bmatrix} = \frac{1}{3L} \cdot \begin{bmatrix} \bar{v}_d \\ 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \bar{i}_d \\ \bar{i}_q \end{bmatrix} - \frac{1}{3L} \cdot \begin{bmatrix} d_d \\ d_q \end{bmatrix} \cdot \bar{v}_{dc} \\ \frac{d\bar{v}_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} \cdot \begin{bmatrix} d_d & d_q \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \bar{i}_d \\ \bar{i}_q \end{bmatrix} - \frac{\bar{v}_{dc}}{RC} \end{cases} \quad (3.27)$$

Los parámetros, en el punto de equilibrio teniendo en cuenta un sistema equilibrado y con la corriente en fase con la tensión, son:

$$V_d = \sqrt{\frac{3}{2}} V_m, V_q = 0; I_d = \frac{V_{dc}}{D_d R}, I_q = 0; D_q = \frac{-3L\omega I_d}{V_{dc}}, D_d = \frac{V_d}{V_{dc}} \quad (3.28)$$

### 3.3. Construcción del modelo:

Una vez obtenidas las ecuaciones ya podemos construir el modelo en bloques del rectificador en el entorno de *Simulink* (Fig. 3.5). Para ello, basta con tener en cuenta que las variables de entrada son  $d_d$  y  $d_q$ , la variable de salida es  $V_{dc}$  y las variables del sistema son  $i_d$ ,  $i_q$  y  $V_{dc}$ .

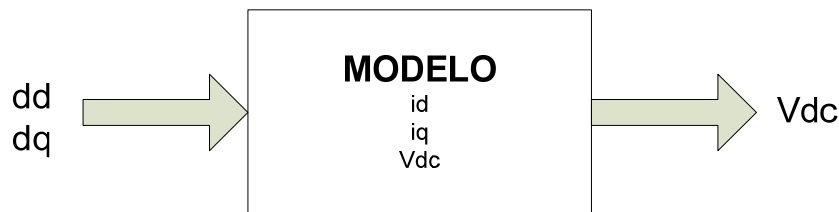


Fig. 3.5. Esquema del modelado del rectificador

Y en *Simulink* será, aplicando las ecuaciones (3.26), el que se observa en la Fig. 3.6.



Con estos parámetros y aplicando las ecuaciones (3.28) se obtiene que los valores que hay que introducir en el modelo son:

$$V_d = 174V, V_q = 0 ; D_q = -0,021662, D_d = 1,16$$

Una vez introducidos estos valores, los resultados que arroja Simulink aparecen en la Fig. 3.7 y en la Fig. 3.8.

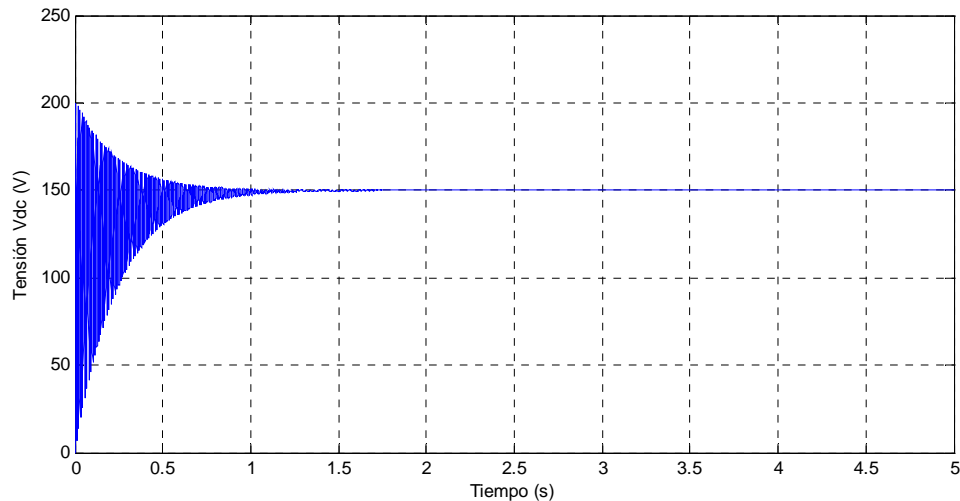


Fig. 3.7. Variación de la tensión Vdc a lo largo del tiempo

Como se puede observar, a medida que transcurre el tiempo la tensión se estabiliza en el valor que se había programado.

Asimismo, la corriente de entrada referenciada al eje d alcanza el valor de dicha variable en el punto de equilibrio.

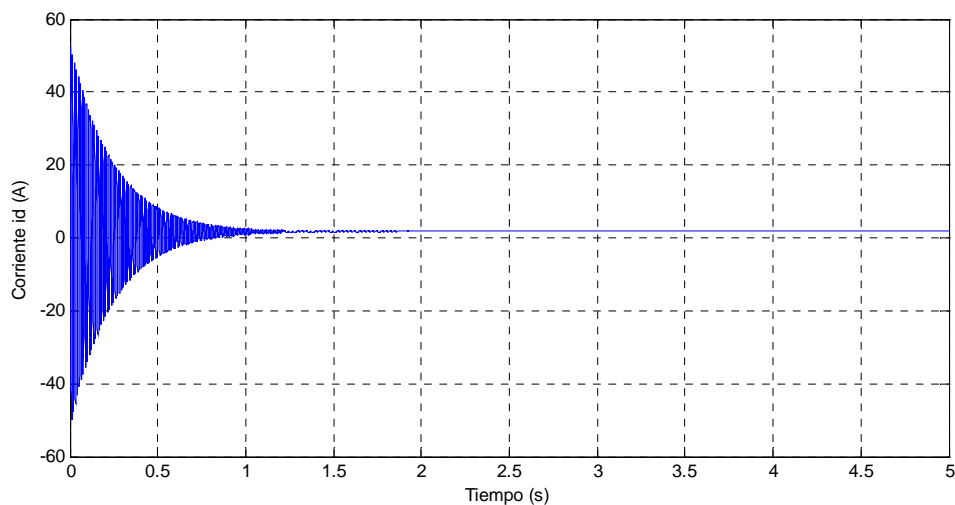


Fig. 3.8. Variación de la corriente id a lo largo del tiempo



Para saber que el modelado ha sido correcto, se aplican las ecuaciones (3.28) para las corrientes:

$$I_d = 1,7241A, I_q = 0 \quad (3.29)$$

Estos valores son valores de las variables en el punto de equilibrio en régimen permanente y se comparan con los que proporciona Simulink.

En la Fig. 3.8 no se observa con claridad el valor exacto que alcanza la corriente, pero realizando un *zoom* se puede llegar a ver, como muestra la Fig. 3.9.

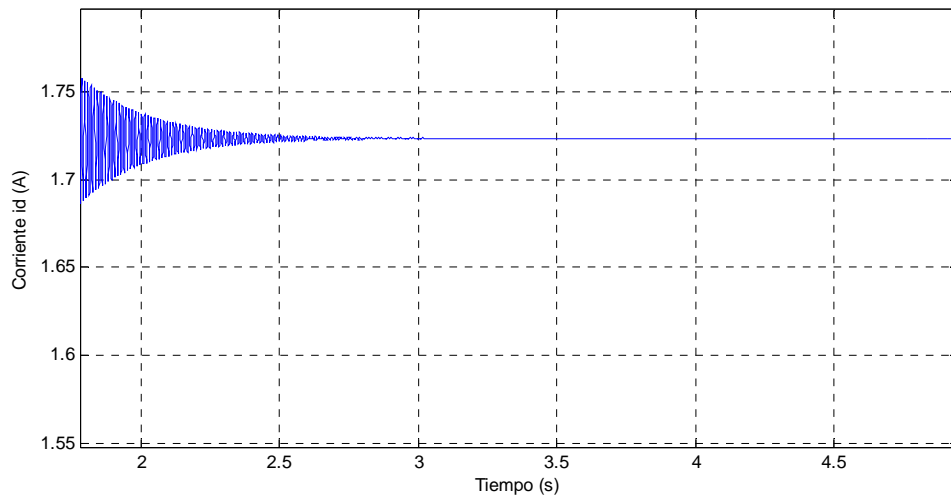


Fig. 3.9. *Zoom* de la variación de la corriente  $i_d$  a lo largo del tiempo

Como se observa en la Fig. 3.9 la corriente llega a alcanzar el valor calculado en (3.29). Por tanto se puede concluir que el modelado ha sido realizado de forma correcta.

Por último y para cerrar la comprobación, se hace lo propio con la corriente de entrada referenciada al eje  $q$ ,  $i_q$  (Fig. 3.10).

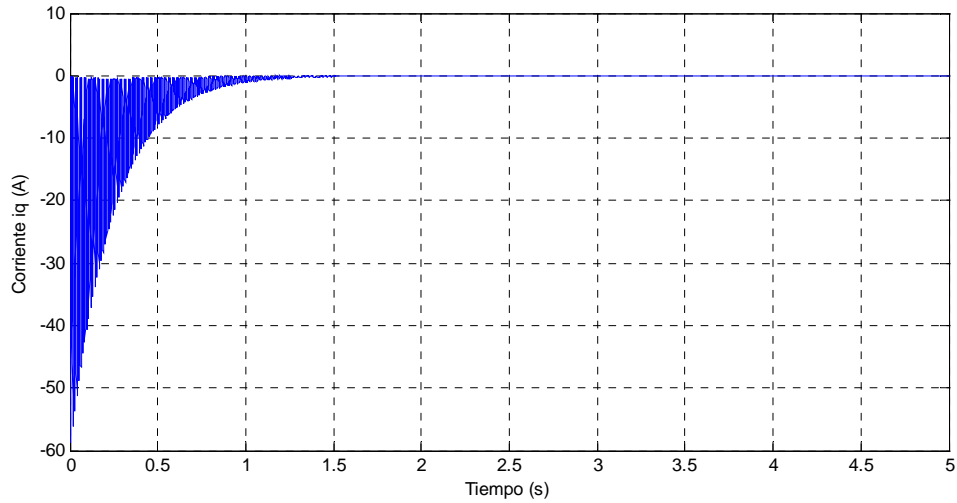


Fig. 3.10. Variación de la corriente  $i_q$  a lo largo del tiempo

Dicha corriente alcanza el valor del punto de equilibrio obtenido mediante las ecuaciones, por lo que se concluye que el modelo es válido.

## 4. Diseño del control

Como se comentó en el capítulo anterior, se realizará un control en base a los ejes giratorios  $d$  y  $q$  para que éste sea óptimo y eficiente.

El control proporciona los valores de los ciclos de trabajo necesarios para llegar a las referencias.

Se diseñará un control anidado: de corriente en el interior del anillo y de tensión en el exterior, todos ellos con realimentación unitaria (Fig. 4.1).

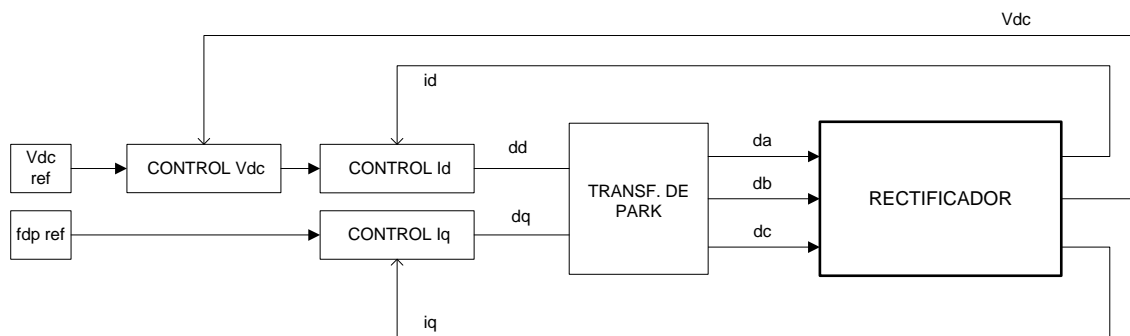


Fig. 4.1. Esquema de control del rectificador

El control de tensión entrega a su salida la amplitud de la corriente activa  $id$ . Esta corriente es la referencia del bucle de control de corriente en eje  $d$ . La referencia para el bucle de control en eje  $q$  se obtiene a partir del factor de potencia que se desee a la entrada.

### 4.1. Obtención de los ciclos de trabajo

Como se ha comentado en la introducción de este capítulo, se necesitan los ciclos de trabajo  $d_a$ ,  $d_b$  y  $d_c$  [3].

Los ciclos de trabajo necesarios, que deben satisfacer  $0 \leq d_{ij} \leq 1$ , se pueden obtener dividiendo la señal de tensión de entrada en seis intervalos de  $60^\circ$  cada uno. En cada intervalo, los signos de las tensiones son constantes, no cambian. Se puede comprobar en la Fig. 4.2, donde se muestran tensiones de fase en función del tiempo.

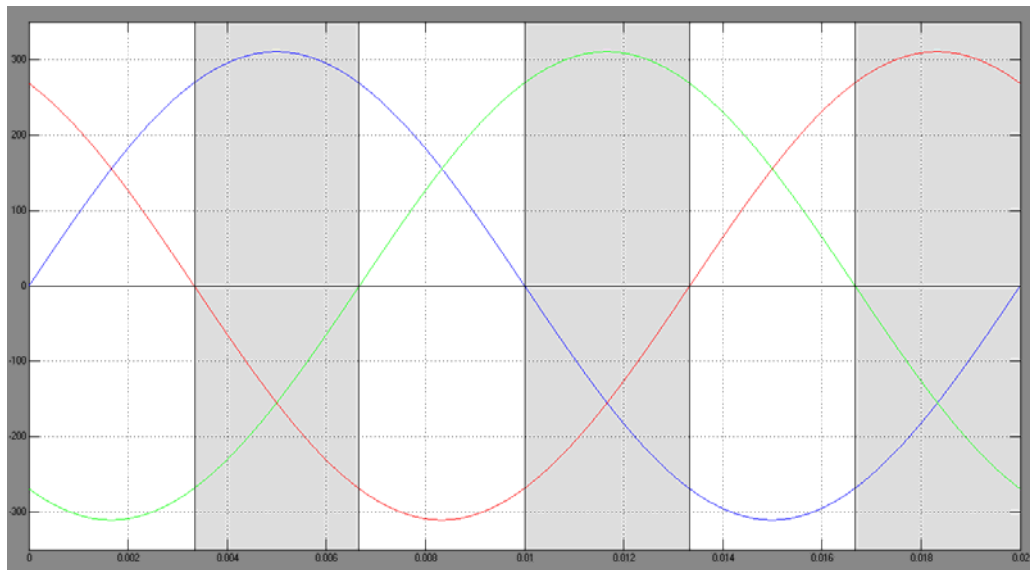


Fig. 4.2. Señal de la tensión de entrada trifásica dividida en 6 intervalos de 60°

Para cada una de las seis regiones descritas se elegirá un valor diferente para  $d_a$ , según la Fig. 4.3.

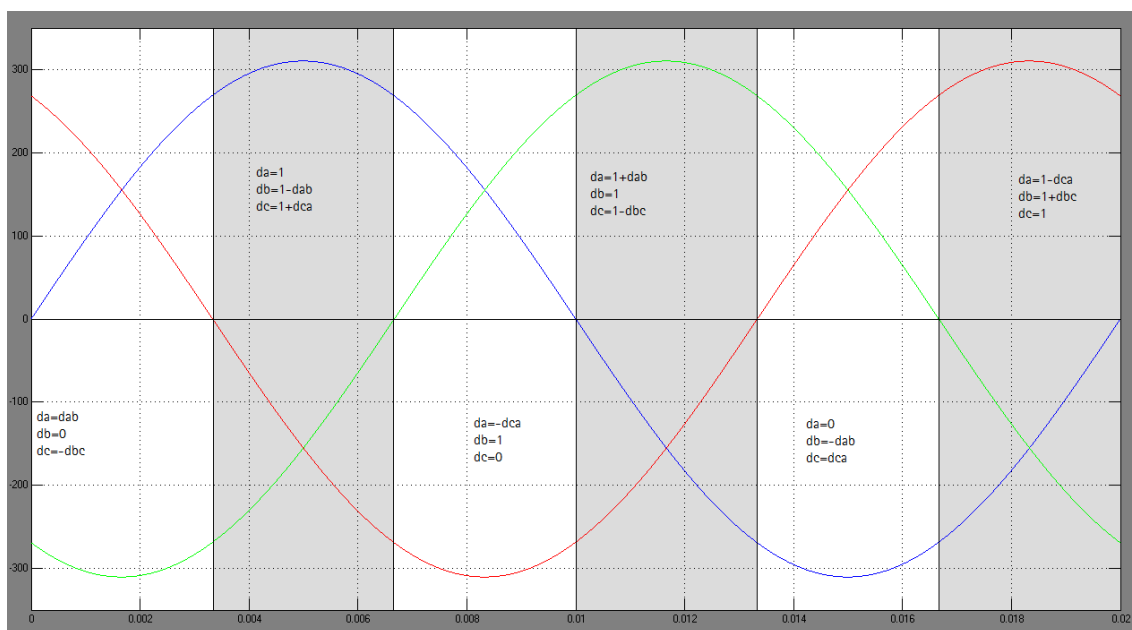
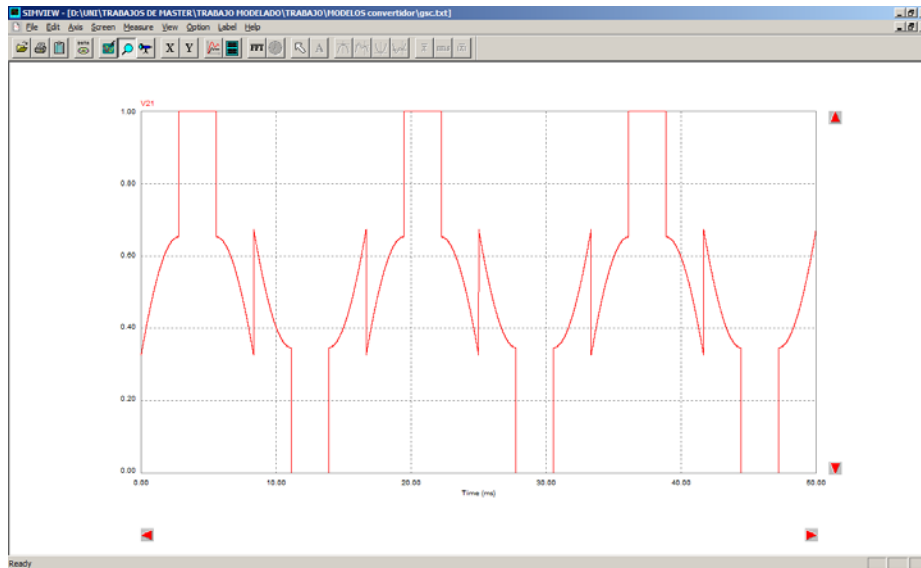


Fig. 4.3. Valores de los ciclos de trabajo en cada una de las seis regiones

Según las restricciones anteriores el ciclo de trabajo de la rama a,  $d_a$ , tendrá la evolución temporal que se observa en la Fig. 4.4.

Fig. 4.4. Evolución temporal del ciclo de trabajo  $d_a$ 

## 4.2. Diseño de los controladores de corriente

Como se observa en la Fig. 4.1, en el anillo interior se encuentra el control de corriente. Éste se divide en un control para la corriente en eje  $d$  y otro en eje  $q$  separadamente. En este apartado se aborda el diseño de dichos controladores de corriente.

Según [4], las estrategias de control propuestas para rectificadores PWM son básicamente:

- Control de fase y amplitud, que provee un buen patrón de disparos para reducir los armónicos de corriente en tiempo estacionario y un buen rizado de la tensión continua de salida. Como contrapartida introduce una componente continua en la tensión del lado de alterna del rectificador.
- Control por histéresis, que tiene una rápida respuesta dinámica, buena precisión, no introduce offset y es robusto, pero la frecuencia de disparo varía con la corriente de carga.
- Control clásico basado en reguladores PID, que muestra una respuesta dinámica rápida, así como un buen patrón de disparos, a pesar de ser sensible a variaciones de los parámetros.

Con todo esto, se elige un control clásico basado en reguladores proporcionales-integrales, PI's.

El esquema de control propuesto es el mostrado en la Fig. 4.5.

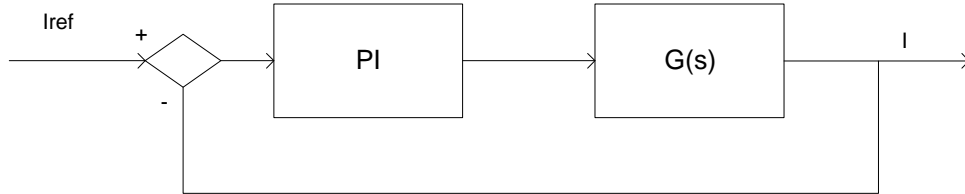


Fig. 4.5. Esquema de control de corriente

El bloque  $G(s)$  representa la función de transferencia del rectificador y viene dada por la ecuación (4.1) [4]:

$$G(s) = \frac{-K_b}{L \cdot s + R} \quad (4.1)$$

Donde  $R$  es la resistencia de cada fase y:

$$K_b = \frac{V_{dc}}{2 \cdot V_T} \quad (4.2)$$

En la ecuación (4.2)  $V_T$  es la tensión de la onda triangular de referencia que se utiliza en la modulación PWM. En este caso, como los ciclos de trabajo se definieron para que estuviesen comprendidos entre 0 y 1,  $V_T = 1$ . Si, como en otros supuestos, los ciclos de trabajos se refieren en tanto por ciento, el valor de  $V_T$  sería 100.

Introduciendo los valores de la Tabla 3.1, se obtiene la función de transferencia del rectificador:

$$G(s) = \frac{-75}{0,002 \cdot s + 1} = \frac{-37500}{s + 500} \quad (4.3)$$

Una vez obtenida la función de transferencia se tienen que calcular los valores del bloque PI. Para ello, en el siguiente apartado, se hace una breve reseña de la definición de los reguladores PI.

Cabe destacar que los bloques de control de corriente que aparecen en la Fig. 4.1, tanto el bloque de control de la corriente en eje d como el de control de  $i_q$ , son iguales. Esto es, los reguladores PI que se calculan en los siguientes apartados son válidos para ambos controles [4].

#### 4.2.1. Reguladores proporcionales-integrales, PI

Una de las partes más importantes de un sistema de control es su controlador. Los controladores se identifican por sus modos de control. Estos, en control clásico, pueden ser P (Proporcional), PI (Proporcional – Integral), PD (Proporcional – Derivativo) y PID (Proporcional – Integral – Derivativo).

El regulador más usado en el control de procesos es el PI cuya representación es la siguiente:

$$u(t) = K_c[e(t) + \frac{1}{T_i} \cdot \int e(s)ds] \quad (4.4)$$

Siendo  $u$  la variable de control y  $e$  la diferencia entre la referencia y la salida.

Este controlador posee dos acciones. La acción proporcional P da una salida en el controlador que es proporcional al error, siendo el error la diferencia entre el valor deseado y la salida (valor realimentado). La acción integral I produce una señal proporcional a la integral del error [5]. Estos dos efectos se ven representados en la ecuación (4.4).

El tiempo integral  $T_i$  es el tiempo que debe transcurrir para que la acción integral alcance en magnitud a la acción proporcional. El diagrama de bloques del controlador PI (Fig. 4.6) explica las ecuaciones. En el diagrama  $P = d/dt$ .

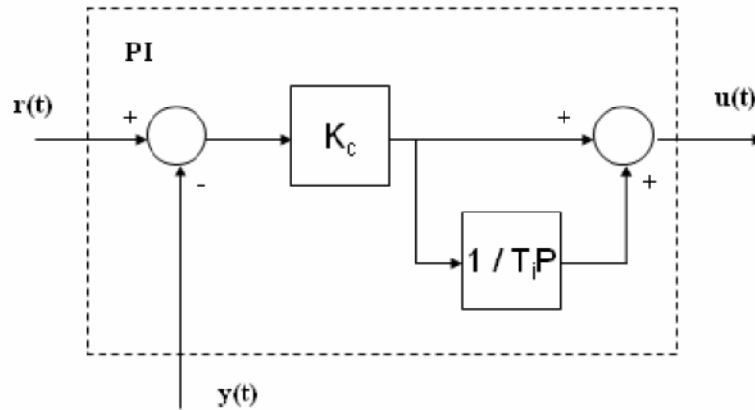


Fig. 4.6. Diagrama de bloques del controlador PI

De este diagrama se obtiene la función de transferencia del controlador representada en la ecuación 0.

#### 4.2.2. Sintonización de los reguladores

Un procedimiento utilizado en la sintonización de los controladores PI para procesos simples, consiste en la localización de los polos de lazo cerrado en una posición específica, procedimiento que se conoce normalmente como *método de ubicación de polos* [6].

En este apartado se presentan de forma resumida las ecuaciones para la determinación de los parámetros de los controladores PI, necesarios para ubicar los polos de lazo cerrado en una posición determinada.

Si un proceso de primer orden dado por la función de transferencia de la ecuación (4.5) se controla con un regulador PI que viene definido por la ecuación (4.6).

$$G(s) = \frac{k_p}{\tau \cdot s + 1} \quad (4.5)$$

$$G_c(s) = K_c \left( 1 + \frac{1}{T_i \cdot s} \right) \quad (4.6)$$

Entonces, según [6], los valores de los parámetros para dicho regulador son los mostrados en las ecuaciones (4.7) y (4.8).



$$K_c = \frac{2 \cdot \zeta \cdot \omega_n \cdot \tau - 1}{k_p} \quad (4.7)$$

$$T_i = \frac{2 \cdot \zeta \cdot \omega_n \cdot \tau - 1}{\omega_n^2 \cdot \tau} \quad (4.8)$$

Donde  $\omega_n$  es la frecuencia natural del sistema y  $\zeta$  el factor de amortiguamiento.

El factor o coeficiente de amortiguamiento indica la forma posible de respuesta del sistema ante un salto de escalón unitario en la entrada. Esta forma puede ser: subamortiguada u oscilante para  $\zeta$  menor que uno, crítica para  $\zeta$  igual a uno y sobreamortiguada o no oscilante para  $\zeta$  mayor que uno.

Comparando la ecuación (4.3) con la ecuación (4.5), aplicando las ecuaciones (4.7) y (4.8), teniendo en cuenta que  $\omega_n$  es igual a 500 rad/s [4] y eligiendo un factor de amortiguamiento  $\zeta=0,75$ , los parámetros de los controladores son:

$$K_c = -0,00667 \quad (4.9)$$

$$T_i = 0,001 \quad (4.10)$$

Por tanto, la función de transferencia del controlador PI es.

$$G_c(s) = P + \frac{I}{s} = K_c \left( 1 + \frac{1}{T_i \cdot s} \right) = -0,00667 - \frac{6,66667}{s} \quad (4.11)$$

#### 4.2.3. Simulación de los controladores de corriente

Una vez obtenidos los parámetros de los controladores de corriente se procede a la simulación en el entorno de Matlab, con la herramienta Simulink. Para simular el rectificador se utiliza la herramienta informática PSIM.

La transmisión de datos entre ambas aplicaciones se hace posible gracias un bloque llamado *Simcoupler* (Fig. 4.7), que se incorpora a la librería de Matlab una vez se instala PSIM. Así, Simulink se encargará de la parte de control mientras que PSIM realizará los cálculos correspondientes a la electrónica de potencia.

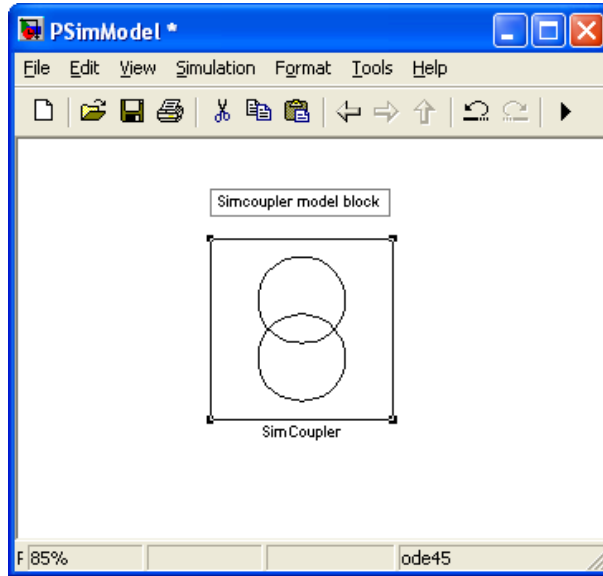


Fig. 4.7. Modelo *Simcoupler*. Librería de PSIM® para Simulink

La adaptación en PSIM se puede observar en la Fig. 4.8.

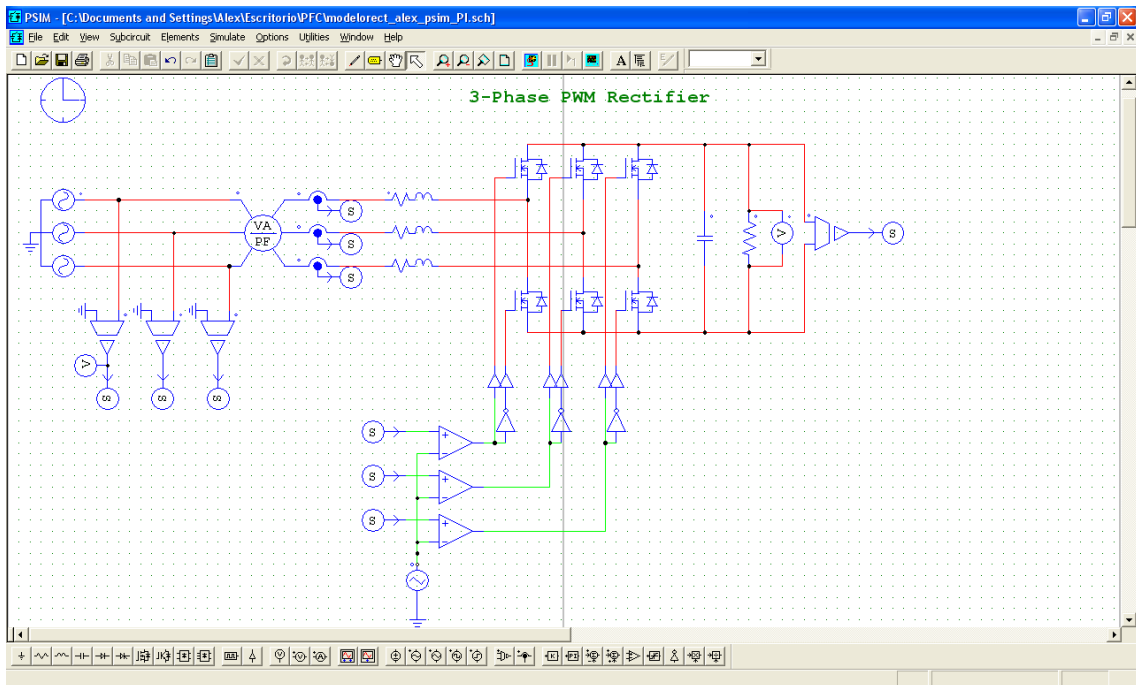


Fig. 4.8. Circuito en PSIM con las entradas y salidas de control *Simcoupler*

La ubicación del módulo *Simcoupler* se observa de una manera más clara en el diagrama de control que se va a seguir en el diseño, expresado en la Fig. 4.9.

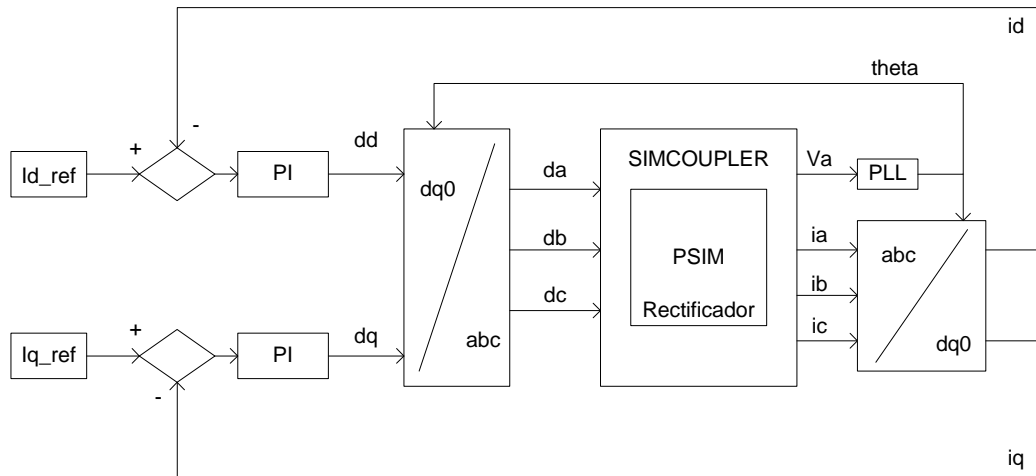


Fig. 4.9. Esquema de la simulación de los controladores de corriente

Como se observa en la Fig. 4.9, existe un bloque llamado PLL, de las siglas en inglés *phase locked loop*. Este bloque es el encargado de calcular el valor del ángulo de la tensión de fase para así poder hacer la transformada de coordenadas estacionarias a coordenadas giratorias y viceversa.

El modelo que se ha implementado en Matlab es el representado en la Fig. 4.10.

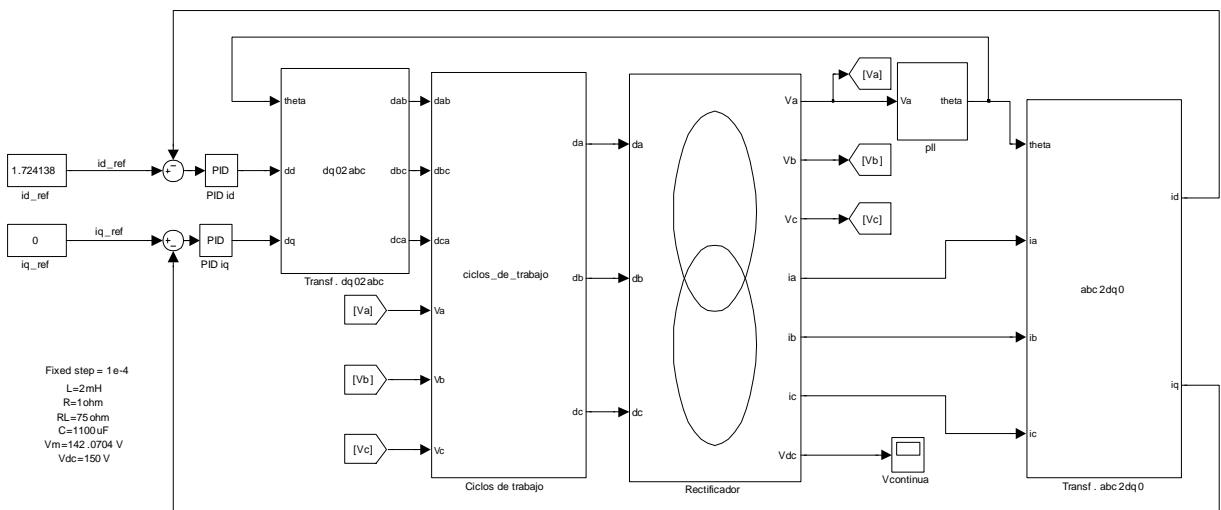


Fig. 4.10. Modelo en Matlab® de la simulación de los controladores de corriente

Los valores de corriente  $i_d$  e  $i_q$  de referencia se obtienen aplicando las ecuaciones (3.28) y los parámetros de la Tabla 3.1.

El tiempo de simulación es de 1,5 segundos.

Los resultados que arroja Matlab se muestran en la Fig. 4.11.

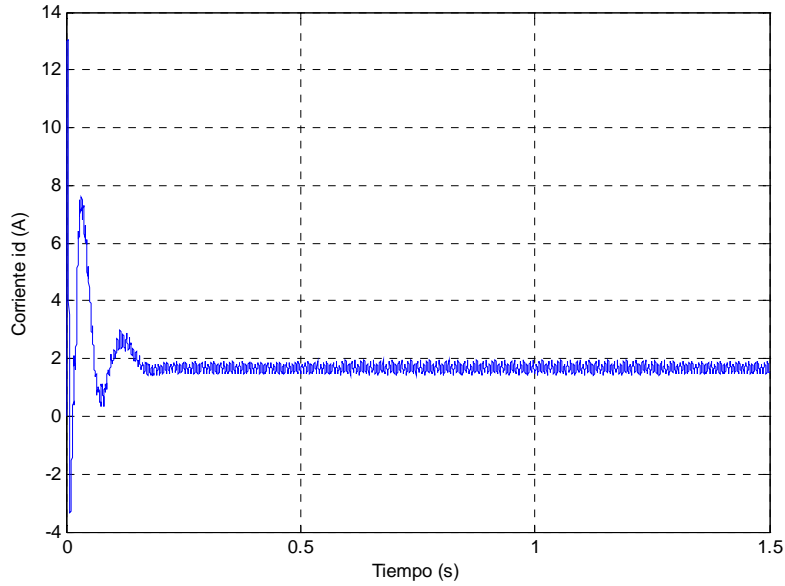


Fig. 4.11. Corriente de entrada referenciada al eje d

Si se realiza una ampliación de la gráfica en los instantes finales (Fig. 4.12) se observa con claridad que el valor de la corriente oscila alrededor de los 1.7 A. Valor que es próximo a los 1.724A que se había calculado en (3.29).

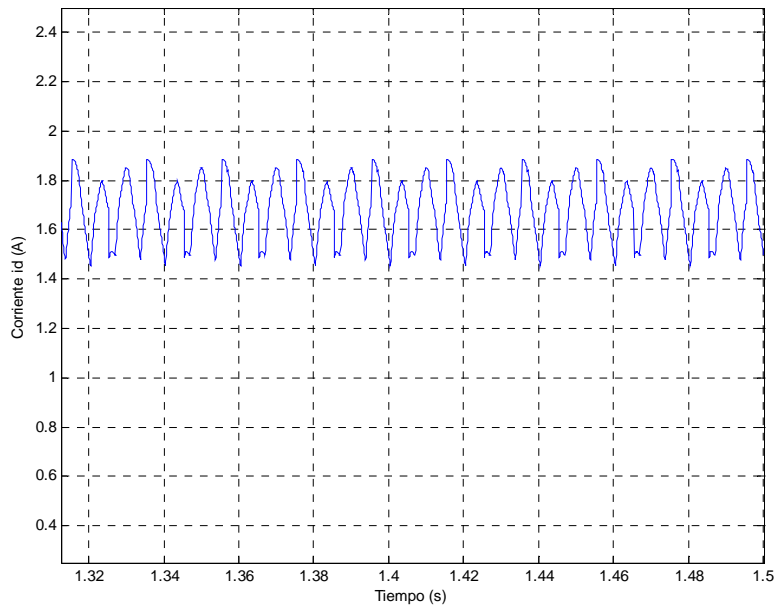


Fig. 4.12. Ampliación de la evolución temporal de  $i_d$  en los instantes finales de la simulación

Es decir, el regulador PI que controla la corriente  $i_d$  tiene sus parámetros correctamente calculados, ya que consigue llevar dicha corriente a su valor de referencia.

Asimismo ocurre con la corriente de entrada referenciada al eje q,  $i_q$  (Fig. 4.13).

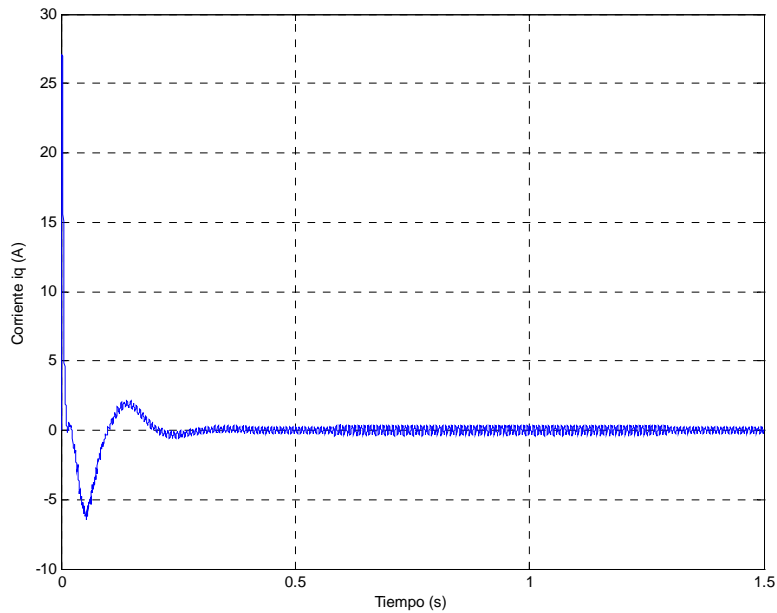


Fig. 4.13. Evolución temporal de la corriente  $i_q$

Como se observa en la Fig. 4.13, la corriente  $i_q$  se estabiliza entorno al valor de 0A, esto es, que al igual que ocurre con el regulador para la corriente  $i_d$ , los parámetros del regulador de la corriente de entrada referenciada al eje q están bien calculados.

Para comprobar que las afirmaciones anteriores son correctas, se analiza la evolución temporal de los ciclos de trabajo tanto en eje d (Fig. 4.14) como en eje q (Fig. 4.15) y se comparan los resultados con los obtenidos analíticamente en el apartado 3.4.

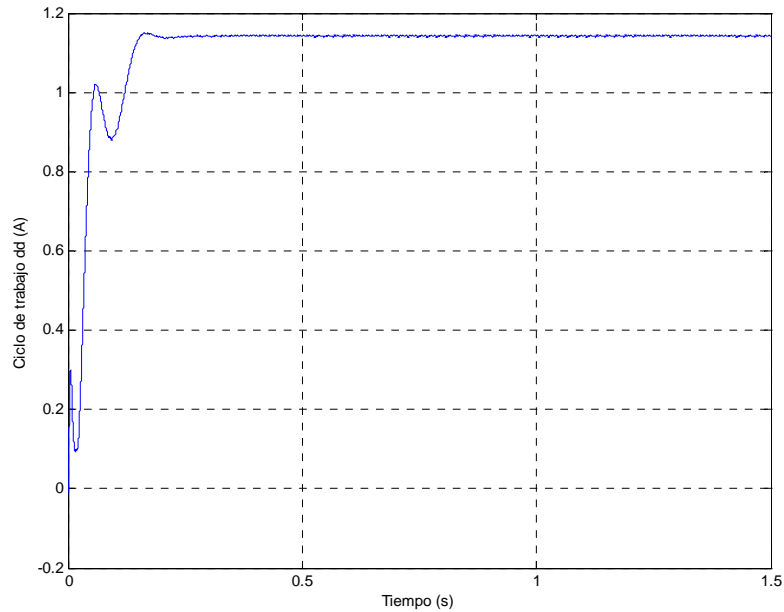


Fig. 4.14. Evolución temporal del ciclo de trabajo en eje d, dd

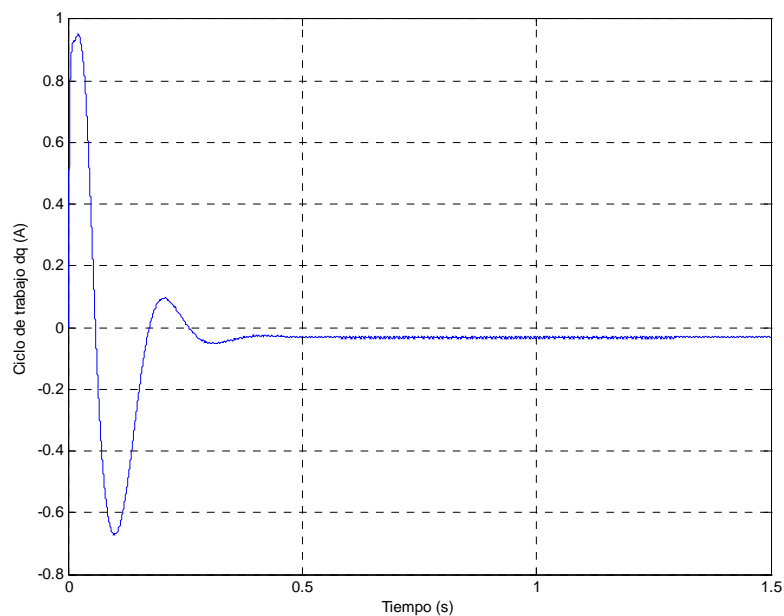


Fig. 4.15. Evolución temporal del ciclo de trabajo en eje q, dq

Como se observa en la Fig. 4.14 y en la Fig. 4.15, los valores de los ciclos de trabajo se ciñen a los calculados en apartados anteriores, 1,16 para el ciclo de trabajo en el eje d y -0,0021 para dq.

Con todo esto, el valor de la tensión de salida debe de ser de 150V, que es lo que se asignó en el cálculo de los parámetros. Se puede ver cómo

evoluciona la tensión de salida,  $V_{dc}$ , a lo largo de la simulación en la Fig. 4.16.

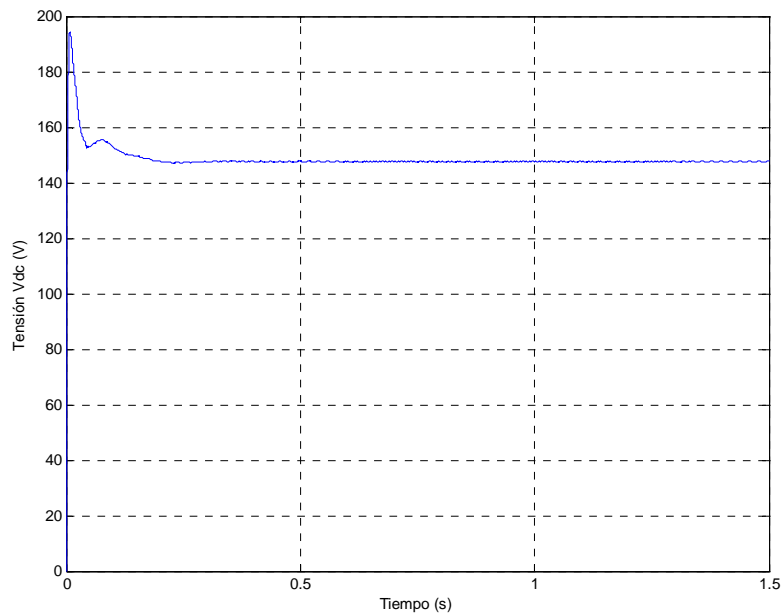


Fig. 4.16. Evolución temporal de la tensión de salida,  $V_{dc}$

Se puede observar que la tensión se estabiliza entorno a 150V, y que dicha tensión es prácticamente constante. Ampliando la Fig. 4.16 se aprecia mejor la tensión obtenida, así como el rizado (Fig. 4.17).

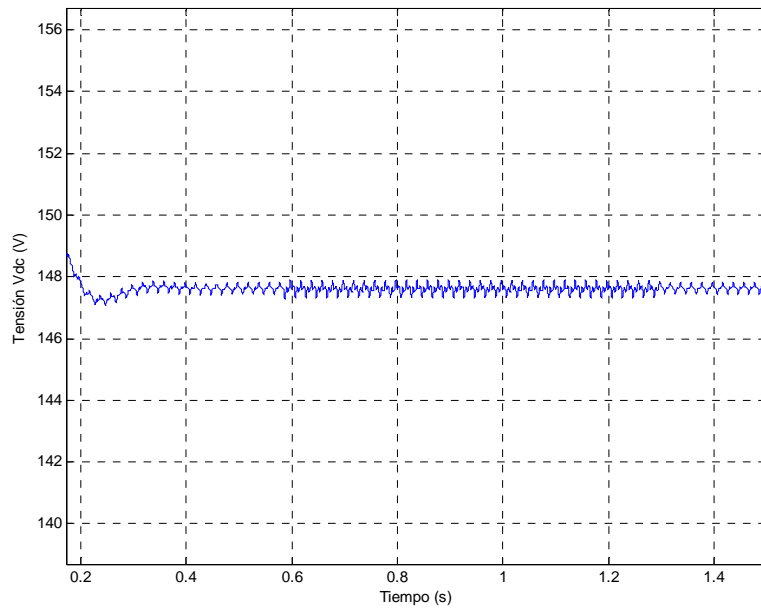


Fig. 4.17. Ampliación de la evolución temporal de la tensión de salida, Vdc

Como se puede ver en la Fig. 4.17 la tensión es inferior a 150V, esto es debido a que en las ecuaciones del modelo del rectificador no se han tenido en cuenta las pérdidas tanto del rectificador en sí como las pérdidas por efecto Joule de las bobinas de entrada.

Esta simulación se realiza con unas referencias de corriente constantes a lo largo del tiempo. En los siguiente subapartados se analiza el comportamiento del control ante variaciones en dichas referencias.

#### **4.2.3.a Variación en la referencia de la corriente de entrada en eje d**

Para comprobar la solidez del control de corriente en eje d se introduce una variación del tipo escalón en la referencia de dicha corriente. Esto es, la corriente de consigna pasa de ser 1,724A a ser de 3A.



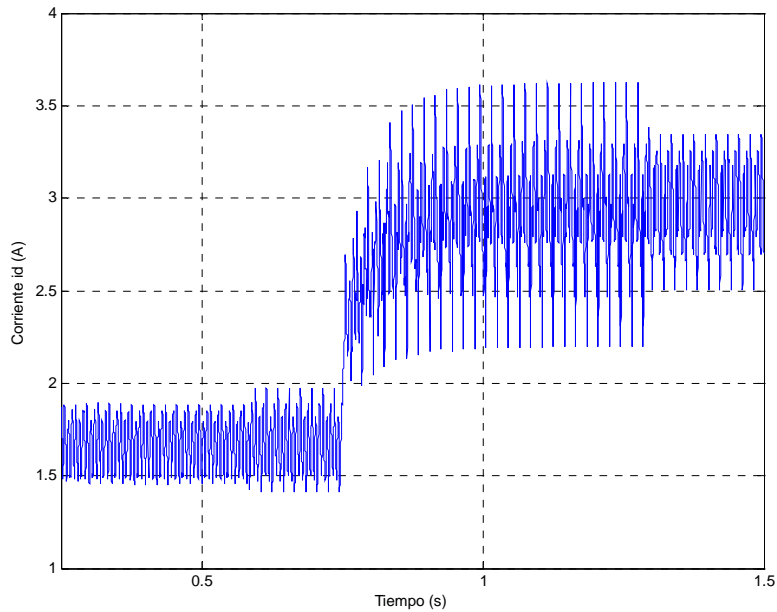


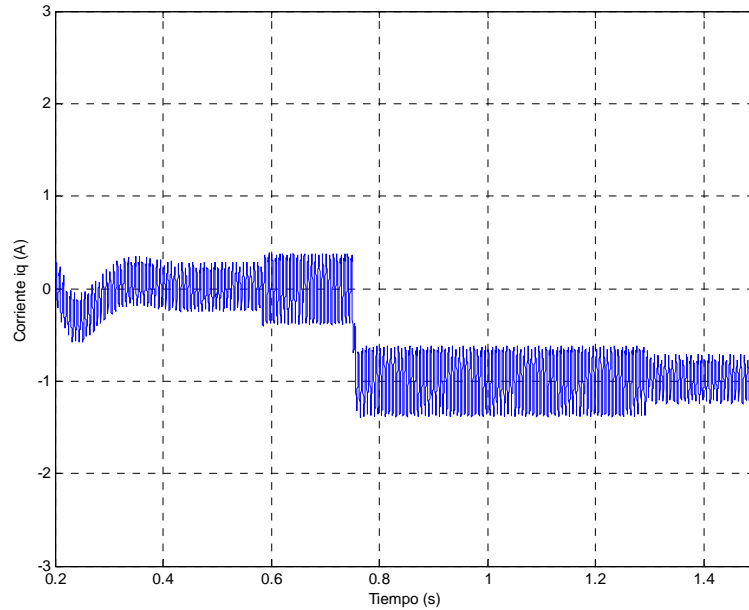
Fig. 4.18. Respuesta de  $i_d$  ante escalón en la referencia

Como se observa en la Fig. 4.18, la corriente  $i_d$  sigue la consigna a pesar del escalón. También se observa que la respuesta ante dicho escalón es subamortiguada, ya que se introdujo un valor del coeficiente de amortiguamiento menor que la unidad, más concretamente  $\xi=0,75$ .

#### 4.2.3.b Variación en la referencia de la corriente de entrada en eje q

Al igual que lo analizado para la corriente en eje d, se realiza una simulación para comprobar el comportamiento del control de corriente en eje q (Fig. 4.19). Para ello, se introduce igualmente una variación tipo escalón en la referencia de dicha corriente y se analizan los resultados.

La variación que se simula es un salto de 1A negativo, que como se verá más adelante se trata de cambiar el factor de potencia unidad para pasar a un factor de potencia inductivo.

Fig. 4.19. Respuesta de  $i_q$  ante escalón en la referencia

Al igual que ocurre con  $i_d$ , la corriente de entrada referenciada en eje  $q$  sigue la consigna que se le dicta. Por tanto, se puede concluir que el control de corriente es robusto.

### 4.3. Diseño del controlador de tensión

Una vez calculado el lazo de control de corriente, el anillo interior, se procede a diseñar el control de tensión a la salida,  $V_{dc}$ .

Como se indicó en la Fig. 4.1, el control de tensión proporciona a su salida una tensión constante e igual al valor que se desee, es decir, al valor de referencia.

Como se comentó anteriormente, al aplicar solamente el control de corriente no se consigue llegar a la tensión que se espera debido a que en las ecuaciones utilizadas no se ha considerado el efecto de las pérdidas tanto en la línea como en el propio rectificador. Por esto, es necesario un control de tensión.

### 4.3.1. Modelado del regulador de tensión

A diferencia del control de corriente, el control de tensión se ha realizado utilizando un sistema de realimentación con respuesta por histéresis.

Como se indicó, este sistema de control es preciso y rápido. Se ha elegido para el control de tensión por su sencillez y debido a que existe de antemano un control de corriente robusto que implica la no existencia de cambios bruscos en la tensión de salida.

El sistema de control realimentado viene representado en la Fig. 4.20.

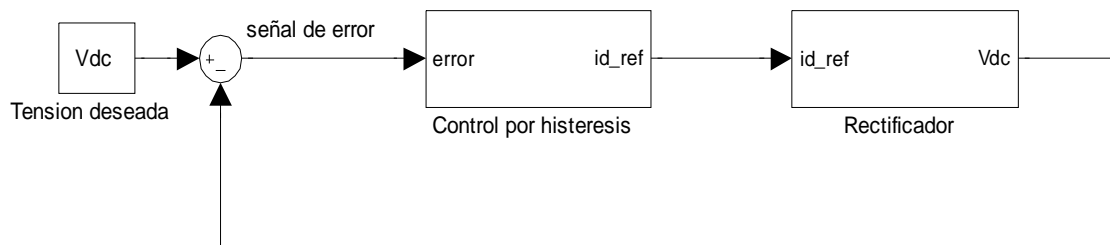


Fig. 4.20. Modelo del sistema de control de tensión del rectificador

Como se puede observar, se realimenta la señal de tensión continua que proporciona el rectificador. Dicha señal es restada a la tensión que se desea para obtener la señal de error. Este error es la diferencia que existe entre la tensión real a la salida del rectificador y la tensión que se quiere conseguir. Es por ello que el bloque de control de tensión trata de modificar la corriente  $i_d$  de referencia a razón del valor de dicha señal de error. Como ya se vio, la expresión que relaciona la tensión de continua ( $V_{dc}$ ) y la corriente referenciada al eje d ( $i_d$ ) es:

$$i_d = \frac{V_{dc}^2}{R \cdot V_d} \quad (4.12)$$

En base a esta relación, el bloque de control aumenta el valor de  $i_{d\_ref}$  si la señal de error es positiva, es decir, si la tensión real está por debajo de la tensión que se desea. Disminuye dicho valor en caso contrario.

Esta variación de la corriente se hace proporcional al valor absoluto de la señal de error, esto es, cuanto mayor sea la señal de error (tanto positiva como negativa) mayor es la variación que se asigna a la corriente de referencia. Así se consigue una mayor velocidad de respuesta y transitorios mas suavizados.

#### **4.3.2. Simulación del regulador de tensión**

Para llevar a cabo la simulación, como en apartados anteriores, se ha utilizado la herramienta *Simulink* de Matlab para simular el control y el programa de simulación PSIM para hacer lo propio con el rectificador.

Esta simulación se ha realizado utilizando como tensión continua de referencia  $V_{dc}=150V$ . En la Fig. 4.21 se representa el valor de la tensión a la salida del rectificador:

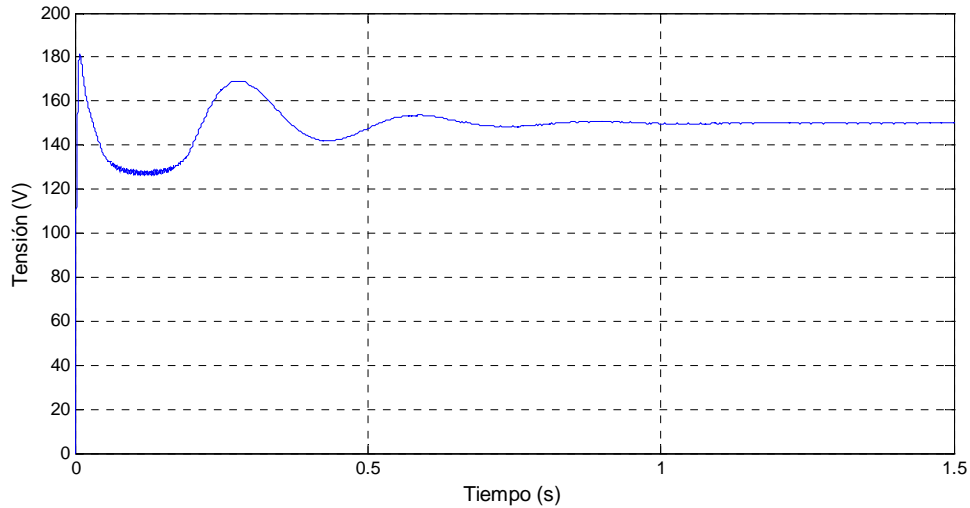


Fig. 4.21. Evolución de la tensión de salida,  $V_{dc}$ , con control de tensión

Como se puede observar, la tensión alcanza el valor deseado a diferencia con lo que ocurría sin el control de tensión, que se alcanzaba un valor de tensión inferior debido a las pérdidas.

El valor de la corriente referenciada al eje d,  $i_d$ , no se ve afectado (Fig. 4.22) a pesar de que la tensión se vea aumentada hasta alcanzar el valor de consigna, debido a la existencia del control de corriente.

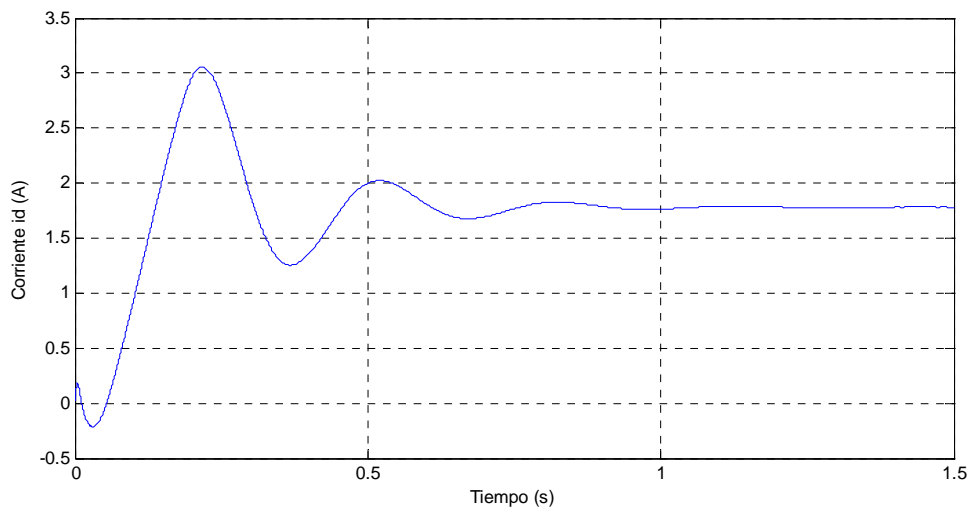


Fig. 4.22. Evolución de la corriente  $i_d$ , con control de tensión

#### 4.4. Armónicos en las corrientes de entrada

Como se comentó en el capítulo introductorio, un rectificador no controlado introduce una gran cantidad de armónicos a la red.

Esta desventaja se puede ver simulando el rectificador en estudio sin control alguno, esto es, en vez de utilizar IGBT's se utilizan diodos rectificadores. Para ello se realiza en PSIM un modelo de un rectificador de diodos.

La forma de la tensión de entrada de una de las fases junto con la corriente de entrada al rectificador de dicha fase se muestra en la Fig. 4.23.

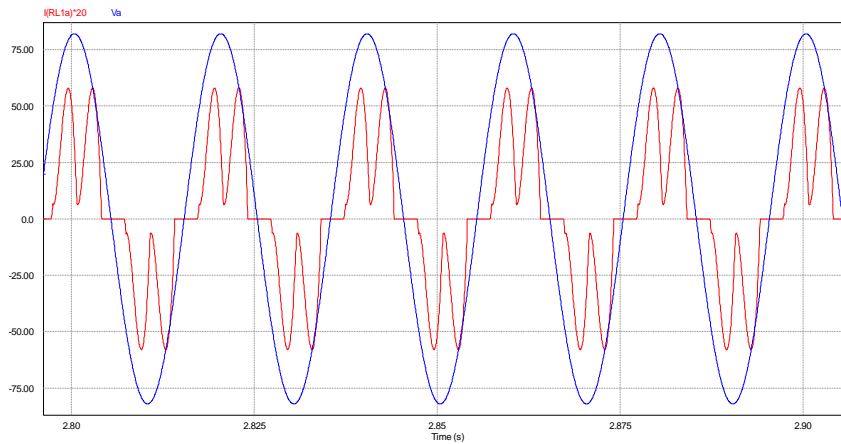


Fig. 4.23. Tensión y corriente de una de las fases del rectificador no controlado

Como se observa, la corriente presenta una cantidad importante de armónicos. Dicha característica se observa claramente en la Fig. 4.24.

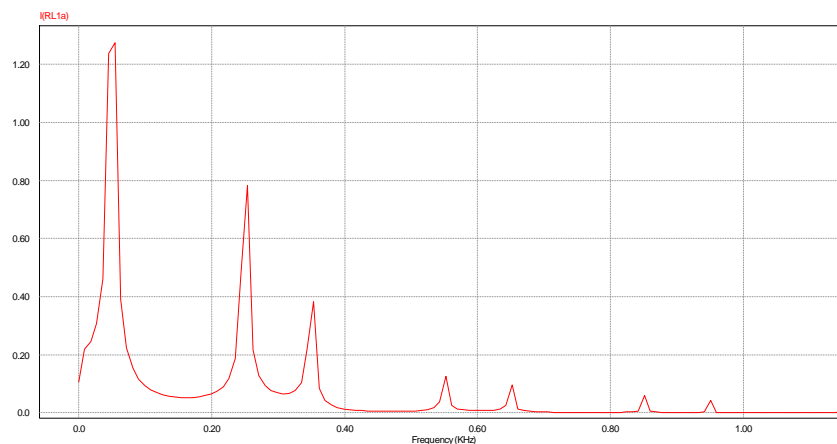


Fig. 4.24. Análisis en frecuencia de la corriente de entrada del rectificador no controlado

La Fig. 4.24 es un análisis en frecuencia de la corriente de una de las fases de entrada. Se observa un alto número de armónicos y de valores muy altos.

Una de las principales características de los rectificadores controlados es que, si el control está bien diseñado, se minimiza la inclusión de armónicos a la red.

Esta propiedad se ve reflejada en la Fig. 4.25, que es análoga a la Fig. 4.23 pero para el rectificador controlado en estudio:

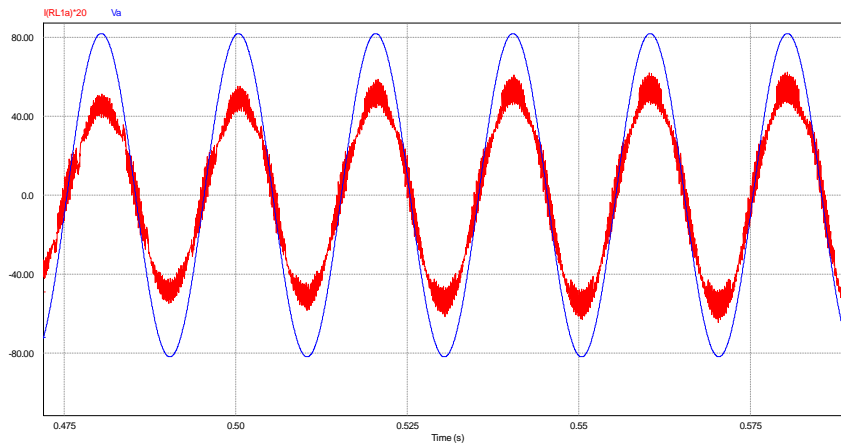


Fig. 4.25. Tensión y corriente de una de las fases del rectificador controlado

Se observa que la corriente, en color rojo, tiene una forma de onda sinusoidal, con armónicos de muy alta frecuencia y de bajo valor. Este hecho se ratifica con el análisis en frecuencia de dicha corriente (Fig. 4.26).

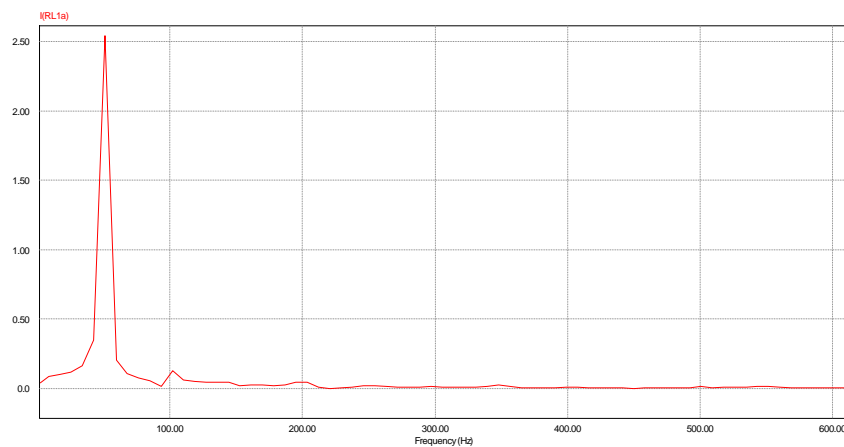


Fig. 4.26. Análisis en frecuencia de la corriente de entrada del rectificador controlado

## 4.5. Modificación del factor de potencia

Hasta ahora, y como se ha comentado en el apartado 3.2, para simplificar las ecuaciones del rectificador se ha empleado un factor de potencia unidad.

Pero una de las características de los rectificadores es que se puede modificar el factor de potencia a la entrada. En este apartado se introducen las modificaciones necesarias en las ecuaciones para que así sea. Posteriormente, se realiza una serie de simulaciones para comprobar que dichas modificaciones son correctas.

Partiendo de las ecuaciones del rectificador (3.28) y si no se realizan las simplificaciones que implican un factor de potencia unidad, es decir, si se tiene en cuenta que la corriente  $i_q$  puede ser distinta de cero, se llega a que los valores de los parámetros en el punto de equilibrio son:

$$V_d = \sqrt{\frac{3}{2}}V_m, V_q = 0; I_d = \frac{V_{dc}^2}{V_d R}, I_q = I_d \cdot \tan \varphi; D_q = \frac{-3L\omega I_d}{V_{dc}},$$

$$D_d = \frac{V_d + 3L\omega I_d}{V_{dc}} \quad (4.13)$$

Como se observa en las ecuaciones(4.13), el factor de potencia va implícito en la igualdad que relaciona la corriente  $i_d$  con la corriente  $i_q$ . Es por esto que si se modifica la corriente de entrada referenciada al eje  $q$  se verá modificado el factor de potencia.

### 4.5.2. Factor de potencia inductivo

En este apartado se procede a la simulación del circuito rectificador con el control completo de corriente y tensión con una modificación de la corriente  $i_q$  de referencia para la obtención de un factor de potencia inductivo.



En dicha simulación se pretende obtener un adelanto de 30 grados de la tensión de entrada con respecto a la corriente, eso se traduce en un factor de potencia de 0,866.

Para obtener dicho factor de potencia es necesario calcular el valor de la corriente  $i_q$  de referencia que se va a imponer. Basta con aplicar la ecuación (4.13) y tener en cuenta el sistema de referencia de ejes giratorios representado en la Fig. 3.4. Con todo esto, el valor de consigna de  $i_q$  es:

$$i_q = -0,9954A \quad (4.14)$$

Se introduce este valor en el bloque de la referencia de  $i_q$  en el modelo del rectificador con control completo de Matlab para obtener de PSIM la evolución de la corriente de entrada a lo largo de la simulación, así como la tensión de entrada (Fig. 4.27).

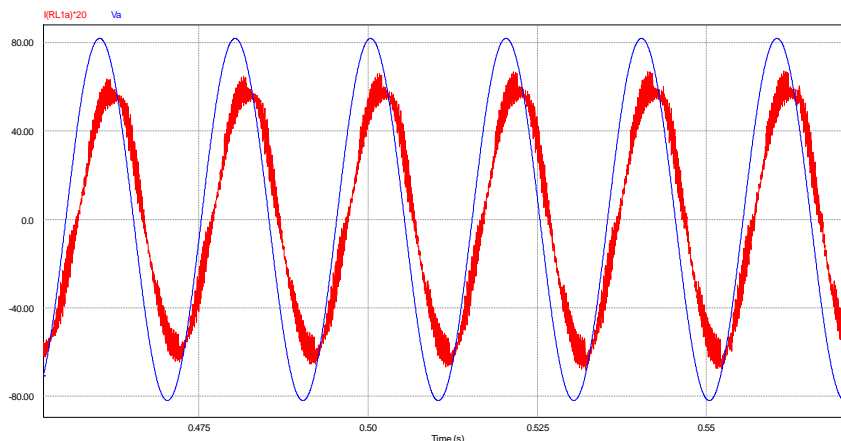


Fig. 4.27. Tensión y corriente de una de las fases del rectificador con factor de potencia inductivo

Como se observa, la corriente, en rojo, va en retraso con respecto a la tensión, lo que nos indica que el rectificador tiene un comportamiento inductivo.

En la Fig. 4.27 no se observa el valor de dicho factor de potencia. Para ello, PSIM dispone de una herramienta que mide el factor de potencia y lo representa en función del tiempo.

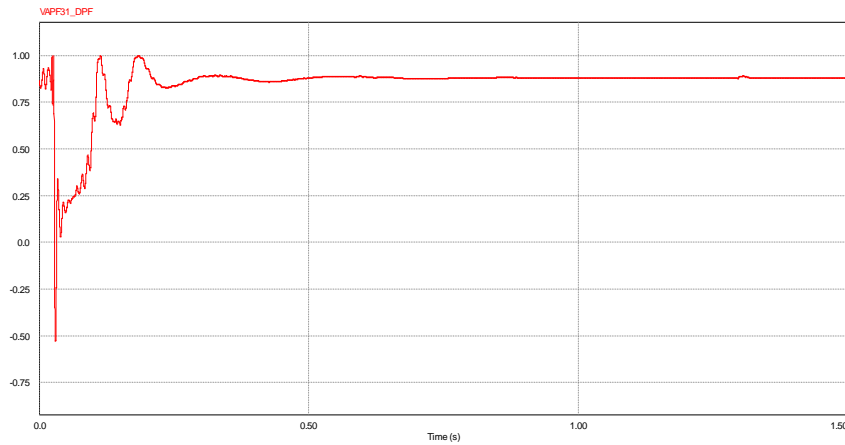


Fig. 4.28. Evolución temporal del factor de potencia del rectificador

En la Fig. 4.28, el transitorio inicial es debido al ajuste del PLL, así como al tiempo de respuesta de los controles de tensión y corriente.

En régimen estacionario, el factor de potencia alcanza el valor deseado. Luego queda demostrado que un rectificador controlado es capaz de modificar el factor de potencia a la entrada.

#### 4.5.3. Factor de potencia capacitivo

Análogamente al apartado anterior, se quiere demostrar que el rectificador controlado puede tener un comportamiento capacitivo.

Para ello se realiza una simulación similar a la acometida para conseguir un factor de potencia inductivo. Esta vez, el valor que se debe introducir en la referencia de corriente  $i_q$  ha de ser:

$$i_q = 0,9954A \quad (4.15)$$

Como ocurría en el apartado anterior, este valor surge de la aplicación de las ecuaciones (4.13) y toma el signo positivo al ser un factor de potencia capacitivo, ya que si se sigue la referencia de ejes giratorios dq, se define  $\cos(\varphi) > 1$  para comportamientos capacitivos.

Para la simulación se ha optado de nuevo por un desfase de 30 grados entre la corriente y la tensión de entrada. Esta vez en adelante para la corriente.

Los resultados obtenidos se muestran en la Fig. 4.29.

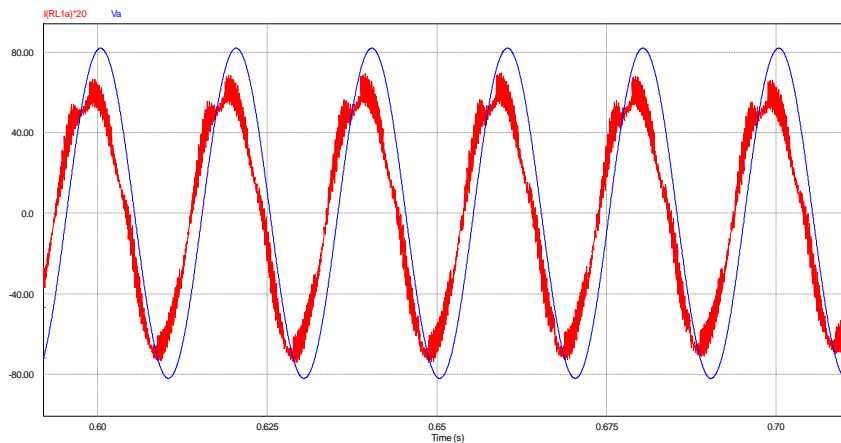


Fig. 4.29. Tensión y corriente de una de las fases del rectificador con factor de potencia capacitivo

En la Fig. 4.29 cabe destacar que la corriente, en rojo, va adelantada con respecto a la tensión, en azul. Esto significa que el rectificador tiene un comportamiento capacitivo, tal y como se había programado.

Como en la Fig. 4.29 no se aprecia cuánto es el desfase entre las dos magnitudes, se utiliza PSIM para medir el factor de potencia. Dicho factor de potencia se ve representado en el gráfico de la Fig. 4.30.

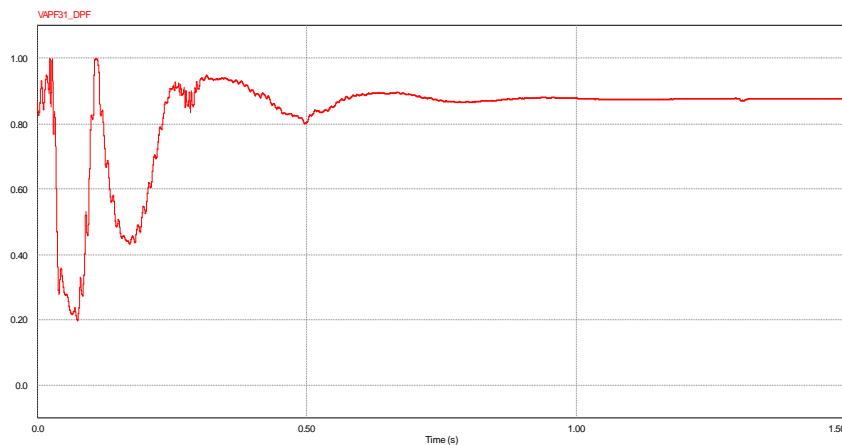


Fig. 4.30. Evolución temporal del factor de potencia del rectificador

Al igual que sucedía en el caso inductivo, el factor de potencia alcanza el valor deseado tras aproximadamente 1 segundo de simulación.

Por tanto, se puede concluir que el control del rectificador debidamente diseñado puede hacer variar el factor de potencia a la entrada, ya sea éste capacitivo o inductivo.

## **5. Validación experimental**

### **5.1. Introducción**

En esta parte del proyecto se procederá a validar experimentalmente los diferentes modelos del rectificador creados en los capítulos anteriores.

### **5.2. Procedimiento experimental**

#### **5.2.1. Descripción de los componentes**

En este apartado se describen los elementos utilizados en los diferentes ensayos, todos ellos disponibles en el laboratorio (Fig. 5.1).

Como se comentó anteriormente, el rectificador consta de 6 IGBT's y un condensador a la salida.

Además del rectificador en sí, son necesarias 3 bobinas (una por cada fase), una fuente trifásica y una resistencia que hace las veces de carga.

Para los ensayos también es necesario un procesador digital de señales (DSP) para, como su propio nombre indica, adquirir señales de lectura de las diferentes variables y tratarlas para obtener mediante modulación PWM los disparos de los nombrados IGBT's.

Al margen de los elementos que actúan en el proceso experimental se dispone de los correspondientes equipos de medida.

Todos estos elementos se describen más detalladamente en los siguientes apartados.

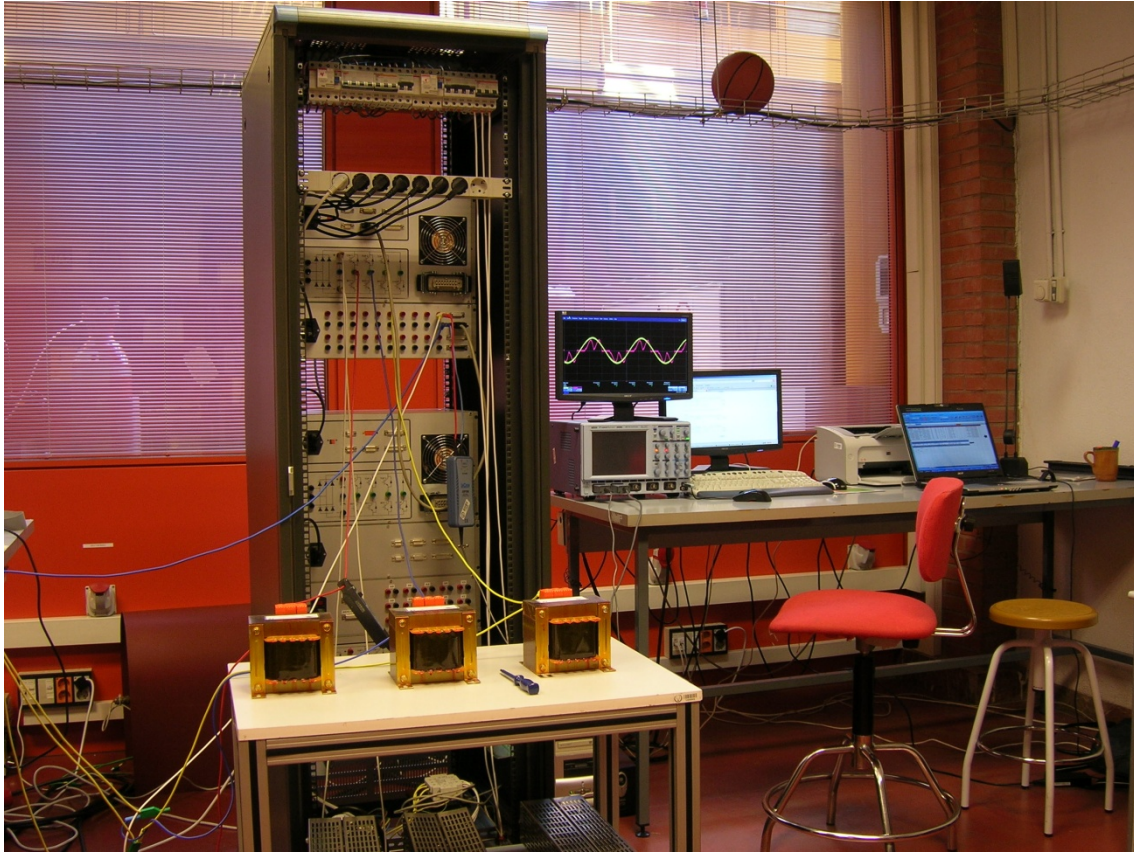


Fig. 5.1. Perspectiva general del laboratorio con uno de los experimentos montado

Además de los elementos citados, se utilizan los oportunos componentes de conexionado, como cables y aparatos para adecuar las diferentes medidas y señales.

#### 1.1.1.a Módulo rectificador

El rectificador utilizado viene instalado en un módulo junto con su correspondiente condensador. Es el convertidor educacional de *Semikron*<sup>®</sup> SEMISTACK\_IGBT.

En el panel frontal de dicho módulo está accesible la alimentación trifásica, así como el conector para los ciclos de trabajo provenientes del procesador digital de señales, como indica la Fig. 5.2.

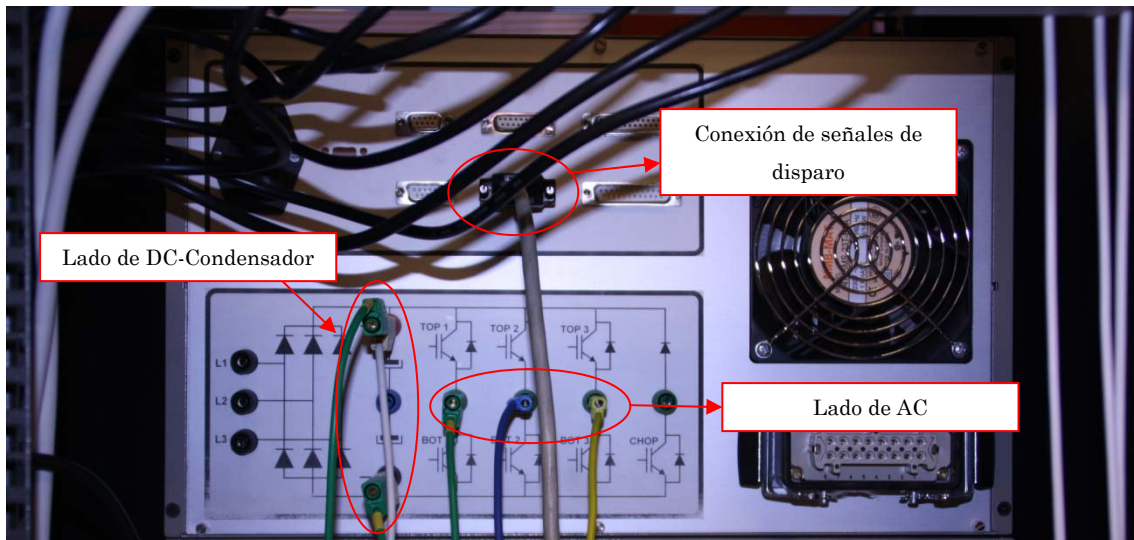


Fig. 5.2. Módulo rectificador

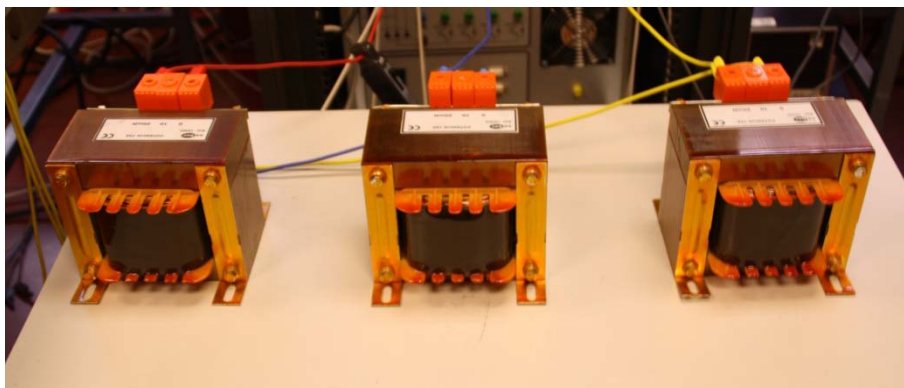
Como se observa en la imagen, el nombrado módulo trae consigo dos condensadores en serie, cada uno de ellos de  $2200\mu\text{F}$ .

La tensión máxima que soporta en el lado de continua es de  $750\text{V}$ , mientras que en el lado de alterna es de  $440\text{V}$  eficaces.

### 5.2.1.b Bobinas

Las bobinas evitan cambios bruscos que se producen en la corriente debidos a las conmutaciones de los IGBT's [8].

Se utilizan 3 bobinas de  $2\text{mH}$  cada una, una por cada fase. Dichas bobinas se aprecian en la Fig. 5.3.

Fig. 5.3. Bobinas de  $2\text{mH}$ 

Estas bobinas tienen una resistencia interna de  $1\Omega$ .

### 5.2.1.c Procesador digital de señales

Se ha utilizado un procesador digital de señal de *Texas Instruments* (DSP TMS320F2812) montado en una tarjeta de *Spectrum Digital* eZdsp F2812 (Fig. 5.4). Esta tarjeta tiene la ventaja de poder acceder de forma rápida y cómoda a todos los puertos de entrada y salida del microprocesador.

El DSP TMS320F2812 permite leer entradas analógicas, procesarlas de forma digital y obtener hasta seis pares de señales PWM de salida para el control de los convertidores.



Fig. 5.4. Imagen del DSP 2812 de Texas Instruments®

Dispone de un procesador de 150MHz y dos módulos de memoria de 128KB cada uno.

Trabaja con una programación en coma fija de 32bits.

### 5.2.1.d Fuente trifásica

La fuente trifásica utilizada es una ELGAR SW5250M (Fig. 5.5).

Es una fuente trifásica de 10,5KVA que puede dar salida tanto en continua como en alterna. Además se puede utilizar como generador de ondas.





Fig. 5.5. Detalle del panel frontal de la fuente trifásica

### 5.2.1.e Resistencia de carga

Se dispone de 3 resistencias de  $225\Omega$  cada una (Fig. 5.6), que si se conectan en paralelo se consigue una resistencia de carga de  $75\Omega$ .

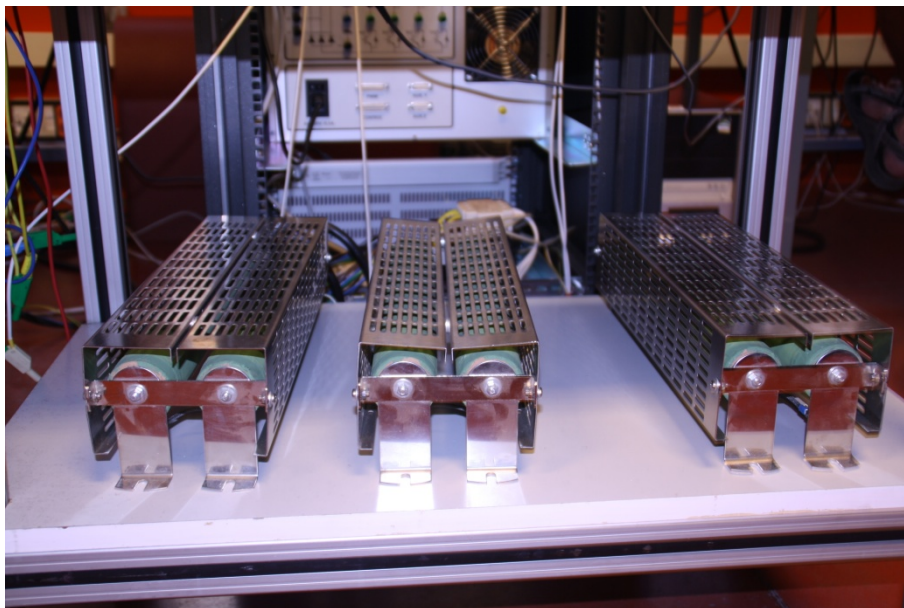


Fig. 5.6. Resistencias de  $225\Omega$  en paralelo

### 5.2.1.f Instrumentos de medida

Para las mediciones se han utilizado diferentes polímetros, así como varios osciloscopios.

El osciloscopio principal es un osciloscopio LeCroy® con sus respectivas sondas de tensión y corriente (Fig. 5.7).

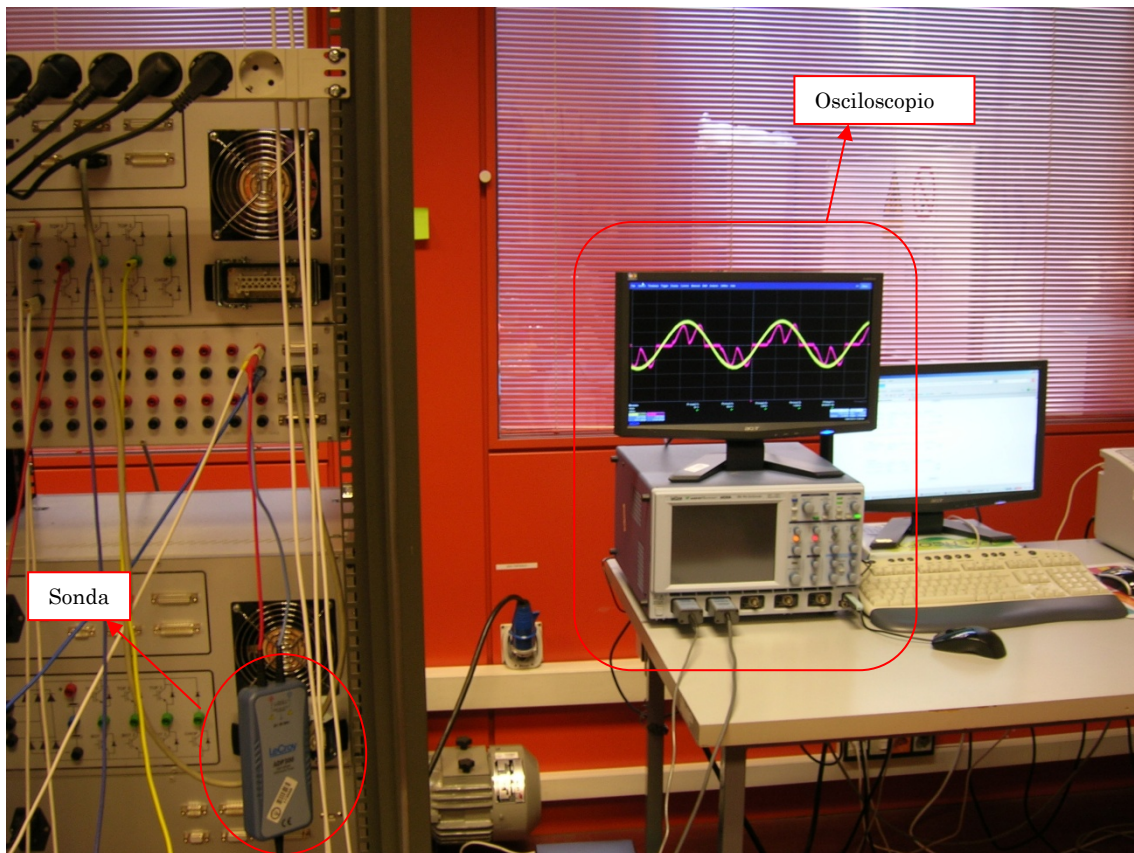


Fig. 5.7. Imagen del osciloscopio y una sonda de tensión

Otro osciloscopio utilizado y que es importante de reseñar es el osciloscopio con entradas para las señales de disparo de los IGBT's, el modelo DS1052D de la empresa RIGOL®, que es un osciloscopio digital (Fig. 5.8).



Fig. 5.8. Osciloscopio RIGOL® DS1052D

Las señales de disparo son transformadas para que sean legibles por dicho osciloscopio. Esta transformación se realiza gracias al circuito integrado de la Fig. 5.9.

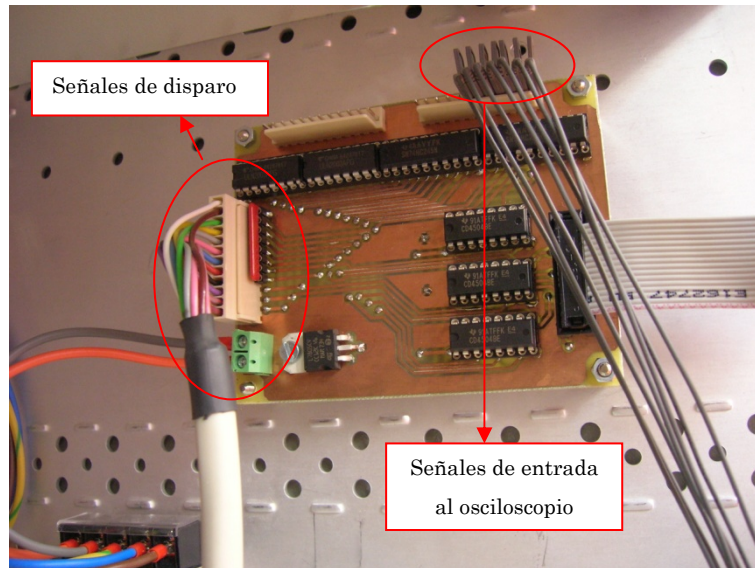


Fig. 5.9. Imagen del circuito integrado para la adecuación de las señales de disparo

### 5.2.2. Metodología experimental

La implementación experimental se hará a la frecuencia de la red, que en todo momento es de 50Hz.

La tensión que se utiliza es de 58V eficaces de tensión de fase.

La frecuencia de conmutación de los IGBT's es de 5kHz.

Se realizan medidas de las señales de disparo de los IGBT's, así como de la tensión continua a la salida del rectificador y la tensión y corriente de una de las fases de entrada al mismo.

Antes de poner en marcha los equipos es necesario cargar el modelo deseado en el DSP. Para ello, se realiza el modelo en Matlab y se carga en el procesador. Para realizar este volcado es necesario un programa que transcribe el modelo a lenguaje C, de esto se encarga Matlab. También es necesario transcribir el código C a lenguaje ensamblador. Para ello se utiliza

el programa *Code Composer Studio*, que lo transfiere mediante conexión paralelo al procesador.

El principal inconveniente que se encontró a la hora de contruir el modelo en Simulink es que el DSP trabaja en coma fija, como se dijo en el apartado 5.2.1.c. Por ello es necesario pasar cada bloque de Simulink, que inicialmente están programados en un tipo de dato *double* (doble precisión), a un tipo de dato en coma fija (*fixed point*, en inglés).

El modelo que se construye en Simulink parte del esquema de la Fig. 5.10, que se utilizó en varias pruebas para comprobar el correcto diseño.

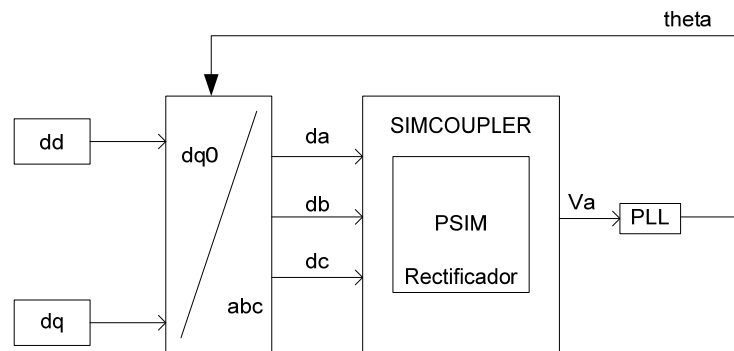


Fig. 5.10. Esquema del modelo de partida para los procesos experimentales

Basta con sustituir el bloque *Simcoupler* por un bloque de adquisición de datos que entran en el DSP con entradas analógicas (Fig. 5.11).

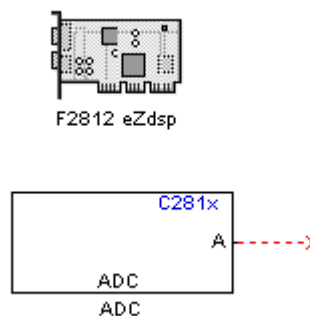


Fig. 5.11. Bloque de Simulink para entradas analógicas en el DSP

De este bloque saldrán los valores de la tensión de una de las fases,  $V_a$  en la Fig. 5.10.

Además es necesario otro bloque que genere las señales PWM (Fig. 5.12) para los disparos de los IGBT's a partir de los ciclos de trabajo.

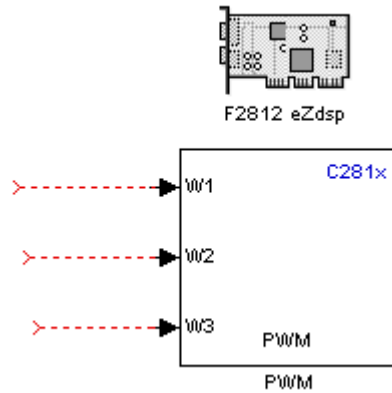


Fig. 5.12. Bloque de Simulink que genera señales PWM

Ambos bloques se encuentran en la librería de Simulink.

Todos los bloques del modelo de partida se transforman a coma fija de manera más o menos sencilla, salvo el PLL. No se ha tenido acceso a una librería de *Simulink* que disponga de un bloque PLL en coma fija, así que se ha tenido que diseñar un bloque que calculase el ángulo (la fase) de una onda de entrada, todo ello en coma fija.

### 5.3. Resultados experimentales

#### 5.3.1. Validación del PLL

Para comprobar que el PLL diseñado es válido se realizó un modelo en el que se incluía un filtro paso banda, que filtra la onda de tensión. Este filtro es necesario ya que la señal que le tiene que llegar al DSP ha de ser una señal limpia, sin ruido.

Primeramente se realizó un modelo con una frecuencia de conmutación de los IGBT's de 10kHz (Fig. 5.13).

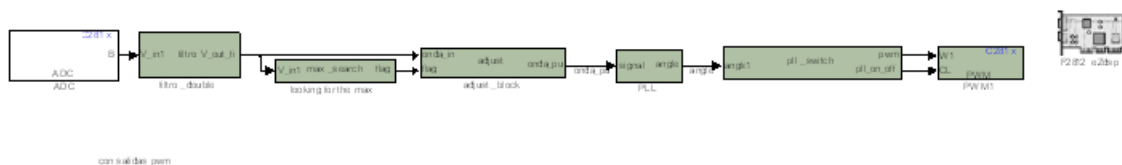


Fig. 5.13. Modelo de bloques en Simulink para la comprobación del PLL

El bloque “filtro\_double” realiza un filtrado a 50Hz de la señal que proviene de la DSP, ya que ésta puede contener ruido y armónicos. La señal filtrada pasa al bloque “looking for the max” que proporciona una señal binaria al encontrar un máximo (o un mínimo) de la señal filtrada, es decir, la salida de este bloque (flag), tiene valor 1 cuando encuentra un máximo o un mínimo y es 0 en el resto de los casos. Dicha señal “flag” junto con la señal filtrada se introducen en el bloque de ajuste, “adjust\_block”, que proporciona una señal comprendida entre 1 y -1 para el correcto funcionamiento del PLL, este bloque “PLL” calcula a su salida el ángulo de la señal de entrada.

Por último, y para comprobar el funcionamiento de este modelo, el ángulo calculado se introduce en el bloque “pll\_switch” para obtener a su salida una señal PWM, dependiendo de los valores que se hayan introducido en su interior.

Se hace que el PWM se active cuando el ángulo esté comprendido entre 0 y  $\pi/4$  (Fig. 5.14).

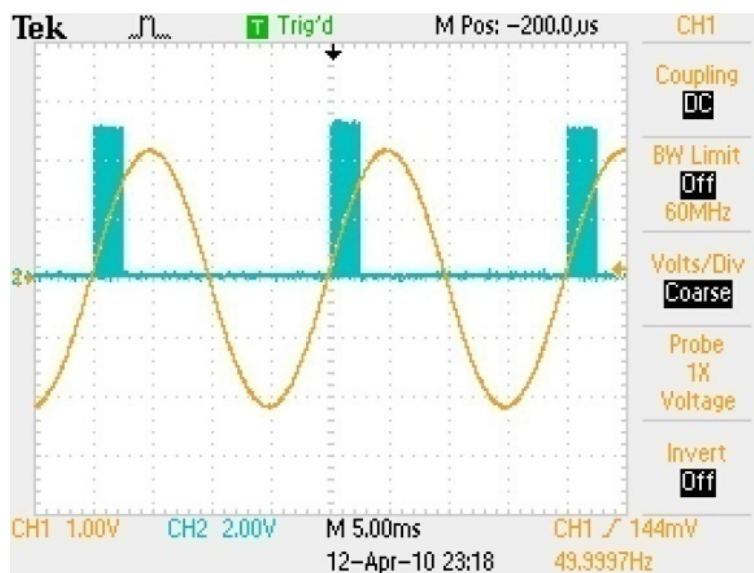


Fig. 5.14. Onda de tensión de entrada y activación del PLL cuando  $0 < \theta < \pi/4$

Se activa la señal PWM si el ángulo se encuentra entre  $\pi/4$  y  $\pi/2$  (Fig. 5.15).

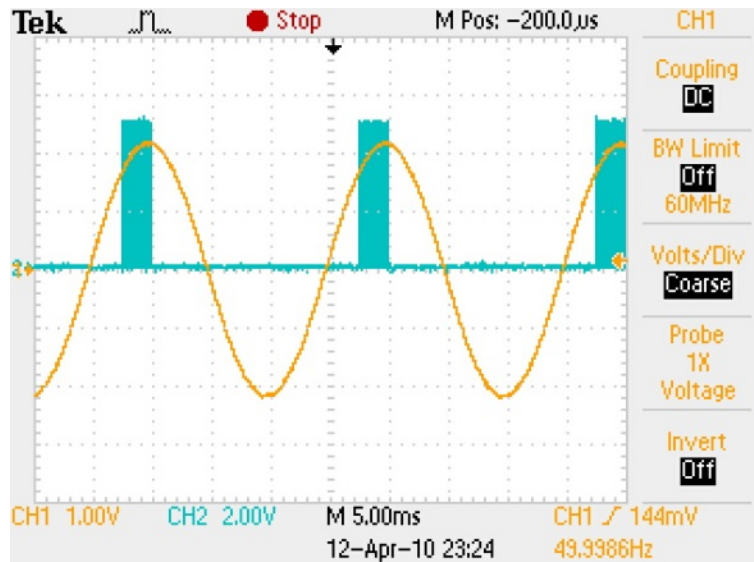


Fig. 5.15. Onda de tensión de entrada y activación del PLL cuando  $\pi/4 < \theta < \pi/2$

Ampliando la zona de interés se obtiene la Fig. 5.16.

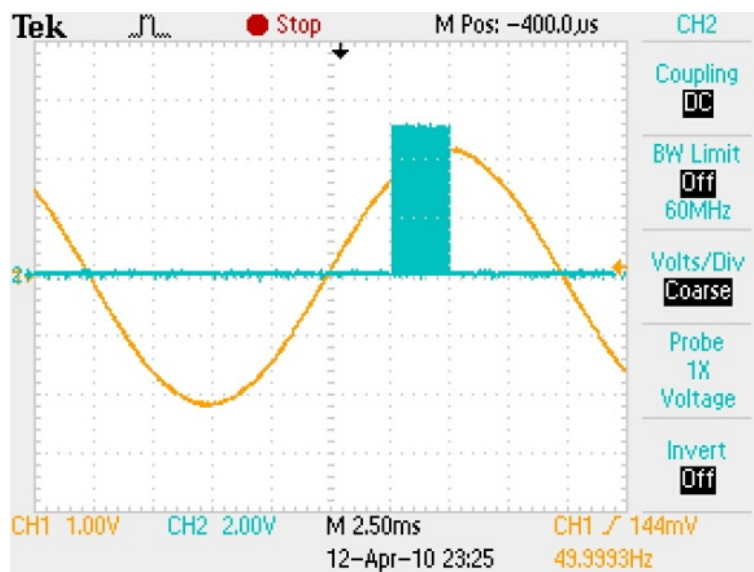
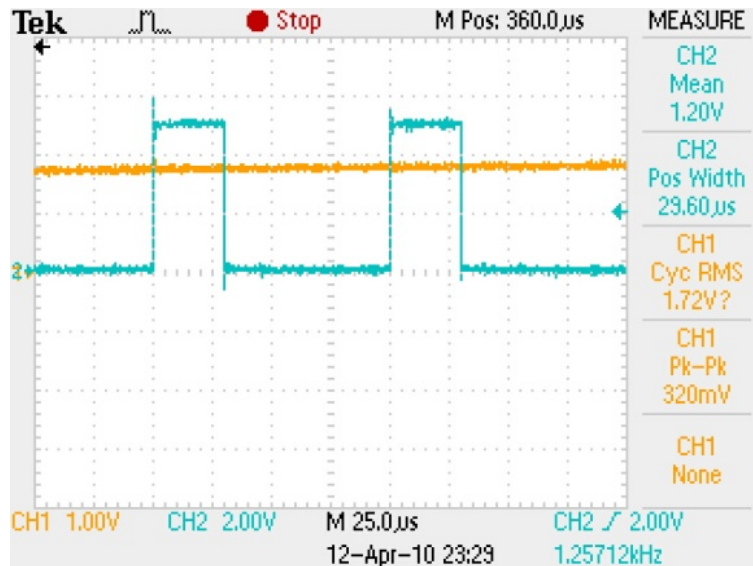


Fig. 5.16. Ampliación de la onda de tensión y activación del PLL cuando  $\pi/4 < \theta < \pi/2$

Si se sigue ampliando aun más, se puede observar el ciclo de trabajo de la señal PWM (Fig. 5.17).



En la Fig. 5.17 se observa la señal de entrada en amarillo y la señal PWM en azul, se observa en ésta última claramente el ciclo de trabajo, que en este caso tiene un valor del 30%, como se había ajustado en el bloque “pll\_switch”.

Realizando el mismo modelo para una frecuencia de conmutación de 5kHz se obtienen los mismos resultados. Esto es, se puede realizar el control con una frecuencia de disparo de los IGBT's menor, con lo que esto se traduce en un mayor tiempo de cálculo para realizar las operaciones correspondientes.

En la Fig. 5.18 se muestra el resultado obtenido.



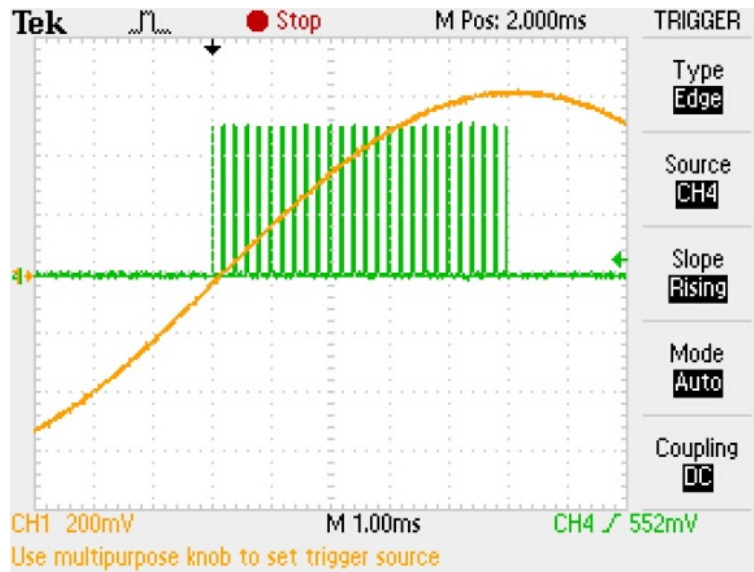


Fig. 5.18. Onda de tensión de entrada y activación del PLL cuando  $0 < \theta < \pi/4$

Se observa que la señal PWM se activa en  $0\text{rad}$  y deja de hacerlo en  $\pi/2\text{rad}$ , como se le había indicado en el bloque “pll\_switch”.

### 5.3.2. Validación del rectificador

Una vez obtenidos todos los bloques en coma fija, se pasa a realizar las diferentes pruebas.

Primeramente se realiza una prueba con el rectificador sin control, es decir, como si se tratase de un rectificador de diodos.

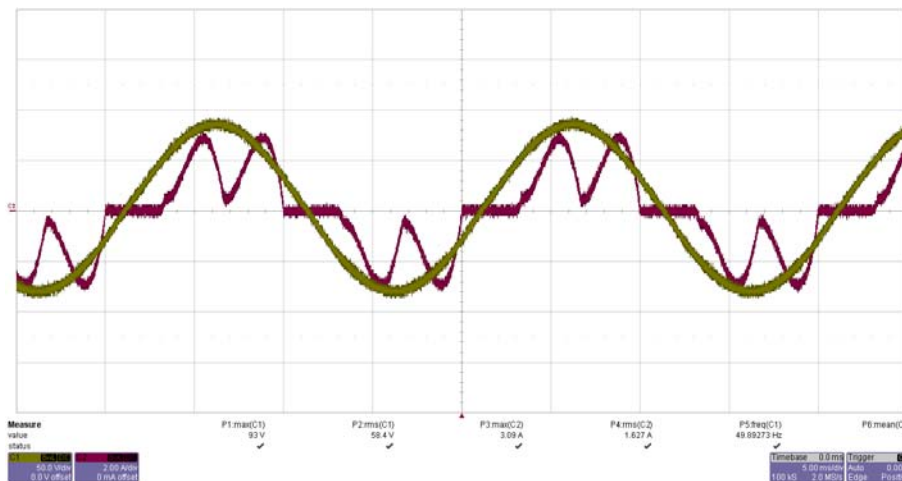


Fig. 5.19. Tensión y corriente de entrada de una de las fases en el rectificador no controlado

Si se compara la imagen de la Fig. 5.19, tomada por el osciloscopio, con la Fig. 4.23 se puede observar que prácticamente son idénticas.

Una vez hecho esto, se pasa a implementar el modelo con los ciclos de trabajo referenciados a los ejes rotatorios,  $d_d$  y  $d_q$ , constantes. Este modelo no dispone de ningún control, así que lo que se busca con esta implementación es la respuesta en régimen permanente del rectificador.

Se realiza una prueba con los ciclos de trabajo que dieron en el apartado de simulación un factor de potencia unidad. El resultado es el mostrado en la Fig. 5.20.

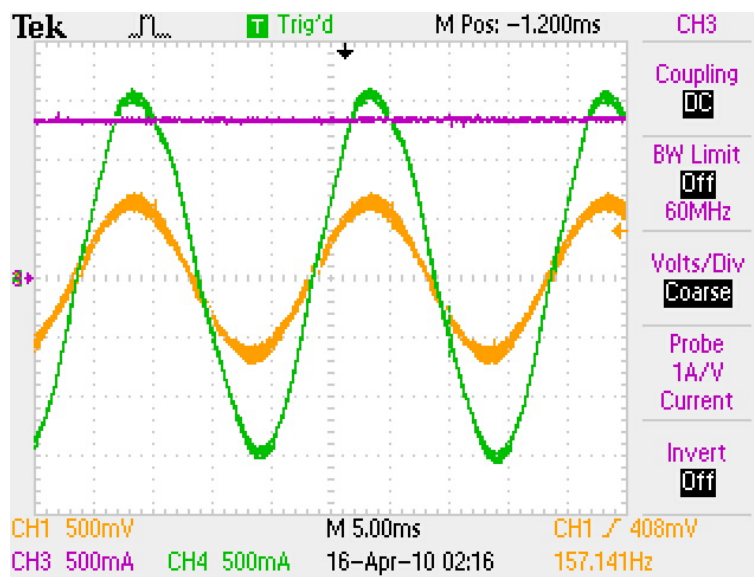


Fig. 5.20. Tensión de entrada, corriente de entrada y tensión de salida del rectificador

En la Fig. 5.20 se observa en color verde el valor de la tensión de una de las fases de entrada al rectificador y en amarillo la corriente de esa misma fase. Se puede ver que están en fase, lo que quiere decir que el factor de potencia es unitario. Por otro lado, en color morado, está la tensión a la salida del rectificador que, como se observa, es prácticamente constante.

Si se registran los disparos de los IGBT's para esta implementación se puede ver cómo funciona la modulación PWM (Fig. 5.21).

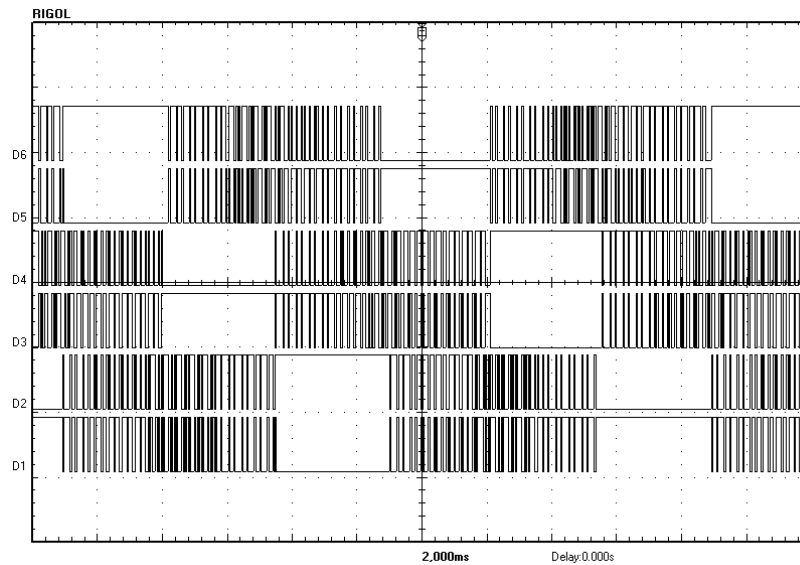


Fig. 5.21. Señales de los disparos de los IGBT's para un factor de potencia unidad

En la Fig. 5.21, las señales D1 y D2 pertenecen a la fase a, D3 y D4 a la fase b y D5 y D6 a la fase c. Como se aprecia, nunca están en conducción dos IGBT's a la vez, ya que en caso contrario se produciría un cortocircuito. Esta figura da sentido a la vista en el apartado 4.1, la Fig. 4.3, que muestra cómo evolucionan los ciclos de trabajo en función de la tensión de entrada.

Al igual que en el apartado de simulación, después de obtener un factor de potencia unidad se pasa a obtener un factor de potencia distinto. Se realizó una prueba para obtener un factor de potencia inductivo. Más concretamente, para obtener un desfase de  $30^\circ$  entre la corriente y la tensión de entrada. El resultado fue el que se observa en la Fig. 5.22.

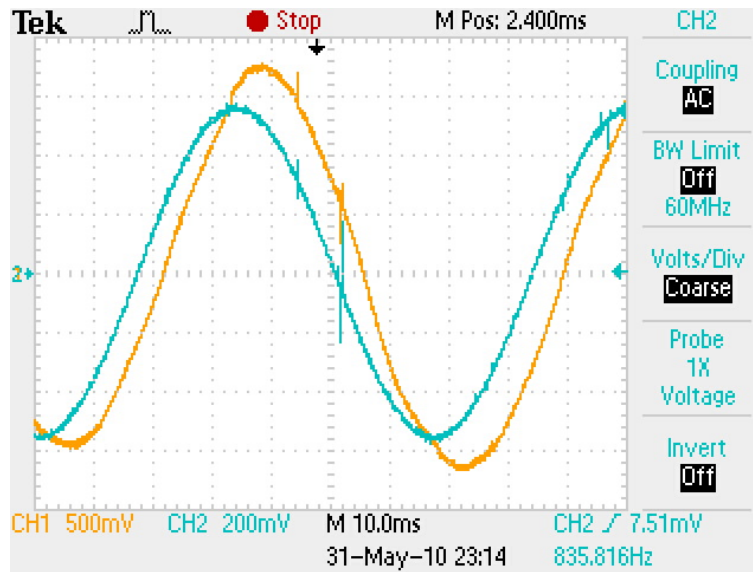


Fig. 5.22. Corriente y tensión a la entrada del rectificador, con factor de potencia inductivo

Se aprecia el desfase entre la tensión, en color azul, y la corriente, en color naranja. La corriente sigue a la tensión con un retraso, luego el factor de potencia a la entrada es inductivo.

Si se amplía la zona de paso por cero de las ondas se puede llegar a observar que dicho desfase es de  $30^\circ$  (Fig. 5.23).

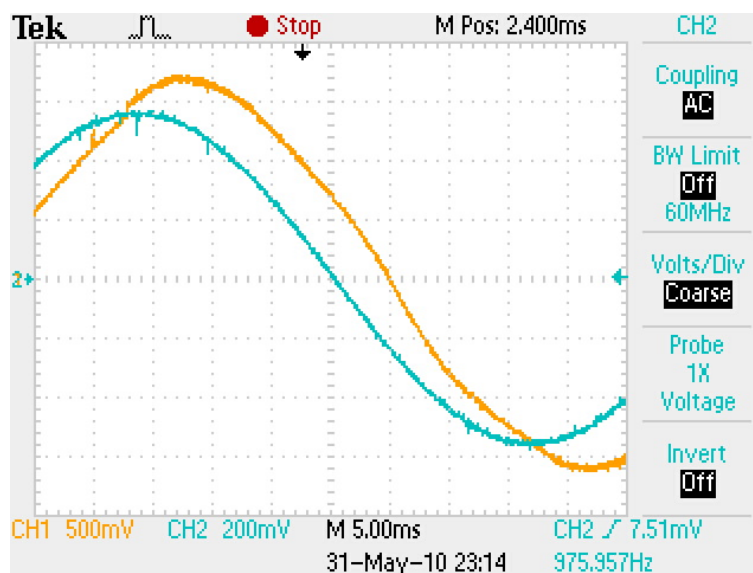


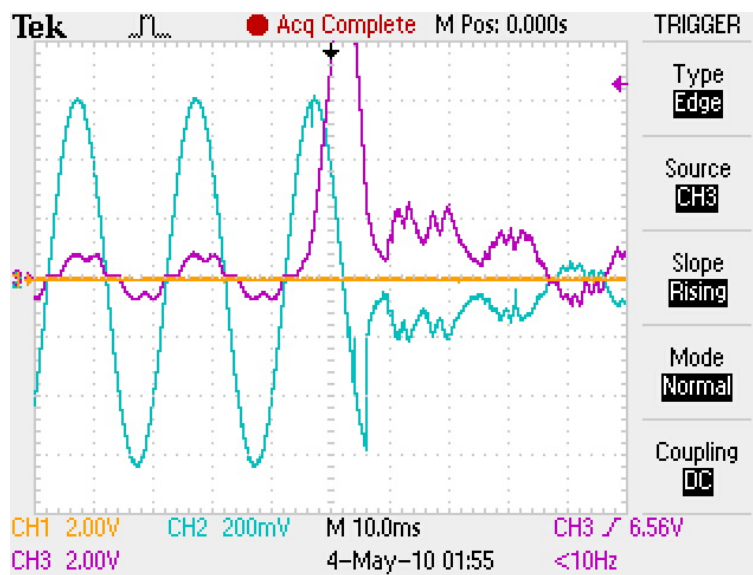
Fig. 5.23. Ampliación de la corriente y tensión a la entrada del rectificador, comportamiento inductivo

Por último, se implementó el modelo con control de corriente, introduciendo las corrientes de referencia en los ejes de referencia

giratorios,  $i_d$  e  $i_q$ , para posteriormente realizar la implementación del modelo con control de tensión incluido.

Al arrancar el programa con el lazo de control de corriente se produjeron unos transitorios en la corriente de entrada de valor muy alto que hicieron saltar las protecciones de la fuente trifásica.

Este transitorio en la corriente de entrada se puede apreciar en la Fig. 5.24, en color morado.



Como se observa, la corriente es la habitual antes de poner en marcha el DSP, y una vez activada la lógica de los disparos dicha corriente se dispara hasta alcanzar el valor límite de las protecciones de la fuente trifásica, haciendo saltar las mismas.

Tras varias pruebas, no se ha conseguido disminuir esos transitorios con lo que no se ha podido realizar las correspondientes implementaciones experimentales del rectificador completamente controlado.

## 6. Conclusiones

El principal objetivo de este proyecto era el de analizar, modelar, simular y validar experimentalmente un rectificador trifásico controlado tipo elevador, a partir de sus ecuaciones matemáticas. Para ello se han obtenido dichas ecuaciones matemáticas a partir del circuito de un rectificador trifásico tipo elevador.

Posteriormente se ha construido un modelo en Simulink a partir de las ecuaciones y se ha corroborado que el modelo es válido.

Una vez comprobada la validez del modelo, se ha diseñado un sistema de control del rectificador mediante modulación por ancho de pulso.

El diseño del control se realizó a partir de bucles de realimentación anidados, en el anillo interior el control de corriente y en el exterior el de tensión. Por simplicidad y efectividad, el control se referenció a ejes de referencia giratorios y en sincronismo con la tensión de entrada.

Tras diseñar el sistema de control de corriente mediante reguladores proporcionales-integrales se realizaron simulaciones del mismo para comprobar que el control funciona. Dichas simulaciones arrojaron la conclusión que el diseño del control de corriente es correcto.

A partir del sistema de control de corriente, se diseñó el control de tensión, mediante histéresis. Al igual que para el control de corriente se realizaron las pertinentes simulaciones que dieron validez a dicho control.

Todas estas simulaciones se realizaron para obtener a la entrada un factor de potencia unidad, pero como una de las características de los rectificadores controlados es poder elegir el factor de potencia a la entrada del mismo, se realizaron simulaciones para comprobar dicha cualidad. Es decir, se realizaron simulaciones para obtener un factor de potencia

inductivo, así como capacitivo. Todas estas simulaciones fueron satisfactorias.

Otra de las características de los rectificadores controlados es la disminución de armónicos en la corriente de entrada con respecto a los rectificadores no controlados. Por esto, se simuló un rectificador no controlado y se realizó un análisis en frecuencia para compararlo con el análogo análisis en frecuencia de una simulación del rectificador controlado diseñado. Esta comparación corroboró la disminución de armónicos comentada.

Por último se realizó la validación experimental del rectificador. Primeramente se realizó una implementación del rectificador sin control, obteniendo los mismos resultados que en la simulación.

Posteriormente se utilizó una implementación con los ciclos de trabajo referenciados a los ejes giratorios, constantes. Tanto para un factor de potencia unidad como para un comportamiento inductivo.

Para terminar, se implementó el modelo con control de corriente, pero debido a los transitorios en las corrientes de entradas no se pudieron obtener conclusiones, ya que estos transitorios hacen saltar las protecciones de la fuente trifásica debido a sus altos valores.

## 7. Trabajos futuros

Una vía de desarrollo en futuros estudios será la correcta implementación del control de corriente, de tensión y de factor de potencia.

También se debe estudiar la adaptación del sistema tanto a diferentes frecuencias de conmutación de los IGBT's como a diferentes frecuencias de tensión alterna de entrada.

Por último, se debe comprobar el funcionamiento de este dispositivo dentro del convertidor "*back to back converter*" citado en la introducción del presente documento.



## 8. Bibliografía

- [1] J. Schönberger; “Modeling a DFIG wind turbine system using PLECS”.
- [2] Prabha Kundur, *Power System Stability and Control* (McGraw-Hill Professional, 1994).
- [3] S. Hiti et al., “Average current control of three-phase PWM boost rectifier,” en *Power Electronics Specialists Conference, 1995. PESC '95 Record., 26th Annual IEEE*, vol. 1, 1995, 131-137 vol.1, 10.1109/PESC.1995.474803.
- [4] Jiao, S.; Patterson, S.; , “Mathematical model and control system design for a three-phase AC/DC voltage source converter,”
- [5] J. A. Desanti Menéndez; “Robustez de los métodos de sintonización de controladores PI y PID basados en modelos de primer orden más tiempo muerto”. Universidad de Costa Rica.
- [6] L.J. Marín; V. M. Alfaro; “Sintonización de controladores por ubicación de polos y ceros”. Departamento de automática. Escuela de ingeniería eléctrica. Universidad de Costa Rica.
- [7] Control de un rectificador de frente activo trifásico
- [8] José Manuel Benavent García, Antonio Abellán García, y Emilio Figueres Amorós, *Electrónica de potencia: teoría y aplicaciones* (Ed. Univ. Politéc. Valencia, 1999).

- [9] M.E. El-Hawary, *Control Systems Engineering*, Englewood Cliffs, NJ, Prentice-Hall ( Reston ), 1984.
- [10] Kikuchi, J.; Lipo, T.A.; , "Three phase PWM boost-buck rectifiers with power regenerating capability," *Industry Applications Conference, 2001. Thirty-Sixth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2001 IEEE* , vol.1, no., pp.308-315 vol.1, 30 Sep-4 Oct 2001.