

**ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR**

**Universidad de Burgos**



**SISTEMA DE ALMACENAMIENTO DE ENERGÍA  
BASADO EN LA SUPERCONDUTIVIDAD PARA LA  
ESTABILIZACIÓN DE MICROGRID POR  
CONEXIÓN Y DESCONEXIÓN DE CARGAS,  
SISTEMA SMES**

**ANEJO Nº 5: ELECCIÓN DE LOS ALGORITMOS DE  
CONTROL DE LOS CONVERTIDORES CA/CC Y CC/CC**

**GRADO EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA INDUSTRIAL Y  
AUTOMÁTICA**

**AUTOR:**

**RUBÉN ARCE DOMINGO**

**TUTOR:**

**CARMELO LOBO DE LA SERNA**

**JUNIO DE 2019**

**ANEXO IV: ELECCIÓN DE LOS ALGORITMOS DE CONTROL PARA EL CONVERTIDOR CA/CC Y CC/CC. .... 4**

|   |    |
|---|----|
| 1. INTRODUCCIÓN .....   | 4  |
| 2. ALGORITMOS DE CONTROL.....                                     | 4  |
| 3. CONTROL DEL CONVERTIDOR CA/CC .....                            | 5  |
| 3.1 Control sobre fase y magnitud .....                           | 5  |
| 3.1.1 Matemática Empleada.....                                    | 6  |
| 3.2 Control Vectorial .....                                       | 7  |
| 3.2.1 Matemática Empleada.....                                    | 7  |
| 3.2.1 Sistema de referencia .....                                 | 9  |
| 3.2.2 Transformada Clarke.....                                    | 9  |
| 3.2.3 Transformada Park.....                                      | 11 |
| 3.2.4 Control vectorial aplicado al sistema SMES.....             | 13 |
| 3.3. Control P&Q.....   | 15 |
| 3.3.1 Matemática Empleada.....                                    | 15 |
| 3.4 Elección del control del convertidor CA/CC.....               | 16 |
| 3.5 Descripción de la solución adoptada .....                     | 17 |
| 3.4.1 Control PI.....   | 17 |
| 3.4.2 Control PWM.....  | 18 |
| 3.4.3 Control PLL .....   | 19 |
| 4. MODULACIÓN PMW POR VECTOR ESPACIAL DEL CONVERTIDOR CA/CC ..... | 20 |
| 4.3. Implementación en PSIM:.....                                 | 24 |
| 5. CONTROL DEL CONVERTIDOR CC/CC O CHOPPER.....                   | 25 |
| 4.1 Tipos de control .....  | 26 |
| 4.1.1 Control PWM.....  | 26 |
| 4.1.2 Control Fuzzy o de lógica difusa .....                      | 27 |
| 4.3 Elección del tipo de control .....                            | 30 |
| 6. BIBLIOGRAFÍA: .....  | 32 |

**Índice de ilustraciones y tablas**

|   |    |
|---|----|
| Ilustración 1: Esquema convertidor CA/CC y CC/CC elegido en anejo III ..... | 4  |
| Ilustración 2: Esquema simplificado del control del convertidor CA/CC ..... | 5  |
| Ilustración 3: Control por fase.....  | 6  |
| Ilustración 4: Composición de $I_s$ .....                                   | 8  |
| Ilustración 5: Descomposición en real e imaginario .....                    | 8  |
| Ilustración 6: Esquema de transformaciones control vectorial .....          | 9  |
| Ilustración 7: Transformada Clarke .....                                    | 10 |



|  |    |
|--|----|
| Ilustración 8: Paso de sistema trifásico a bifásico con Clarke .....   | 11 |
| Ilustración 9: Vista de los ejes fijos y móviles.....  | 12 |
| Ilustración 10: Comparativa resultado entre Clarke y Park .....  | 13 |
| Ilustración 11: Control Vectorial .....  | 13 |
| Ilustración 12: Conversión dq/abc .....  | 15 |
| Ilustración 13: Control P&Q .....  | 15 |
| Ilustración 14: Diagrama de la respuesta de un controlador PI ante un error .....  | 17 |
| Ilustración 15: Comparativa entre P, PI y PID.....   | 18 |
| Ilustración 16: Control PWM.....   | 18 |
| Ilustración 17: Estructura de un algoritmo PLL.....  | 19 |
| Ilustración 18: Implementación en PSIM del algoritmo PLL.....  | 20 |
| Ilustración 19: Algoritmo final para el control del convertidor CA/CC .....  | 20 |
| Ilustración 20: VSC Rectificador .....   | 21 |
| Ilustración 21: Estados de conmutación PWM .....   | 23 |
| Ilustración 22: Estrategia de modulación PWM .....   | 23 |
| Ilustración 23: Comparativa de pulsos triangulares de portadora con señales de control .....   | 24 |
| Ilustración 24: Convertidor CC/CC a controlar .....  | 25 |
| Ilustración 25: Dos estados admisibles en control PWM.....   | 27 |
| Ilustración 26: Control PWM para un convertidor CC/CC.....   | 27 |
| Ilustración 27: Función de transferencia para obtener la $P_{ref}$ .....   | 27 |
| Ilustración 28: Esquema del controlador difuso.....  | 28 |
| Ilustración 29: Errores en las variables de entrada y cambios en el error (Izquierda);<br>Variable de salida expresada en ciclo de trabajo (Derecha) ..... | 29 |
| Ilustración 30: Error frente a derivada del error y respuesta producida en la salida..   | 29 |
| Ilustración 31: Ejemplo de control de convertidor CC/CC por FLC .....  | 30 |
| Ilustración 32: Comparación entre control Fuzzy y PWM .....  | 31 |
|  |    |
| Tabla 1: Variables IN/OUT sistema de control por fase.....   | 6  |
| Tabla 2: Entradas y salidas del algoritmo de control .....   | 14 |
| Tabla 3: Comparación entre control por fase y control vectorial.....   | 16 |
| Tabla 4: Elección de control vectorial .....   | 17 |
| Tabla 6: Modos de funcionamiento del convertidor CC/CA .....   | 26 |
| Tabla 7: Estados de la bobina en función del duty cycle .....  | 26 |
| Tabla 8: Valores de los 5 uerísticos en el control FLC .....   | 29 |
| Tabla 9: Comparación entre PWM y FLC .....   | 31 |
| Tabla 10: Resumen de los algoritmos elegidos.....  | 32 |



## ANEXO IV: ELECCIÓN DE LOS ALGORITMOS DE CONTROL PARA EL CONVERTIDOR CA/CC Y CC/CC.

### 1. INTRODUCCIÓN

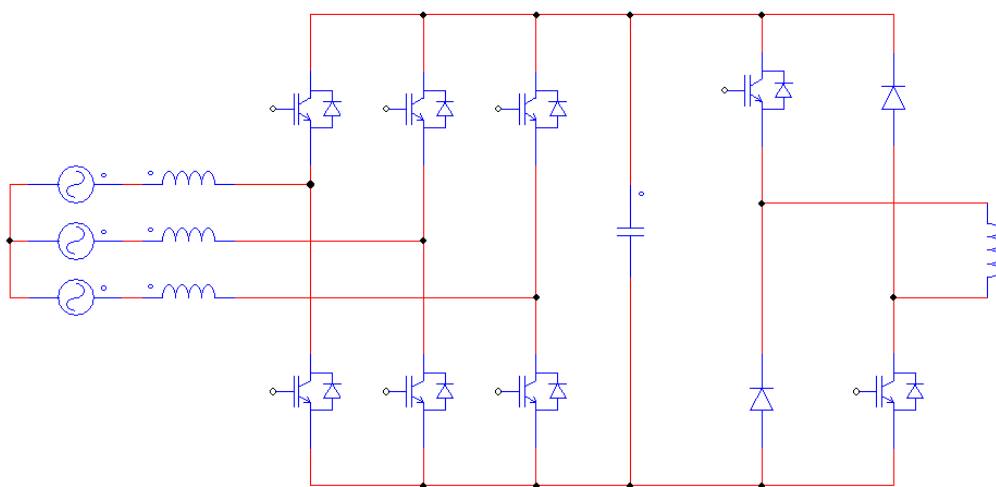
En este anejo se buscarán y evaluarán las distintas alternativas para llevar a cabo el sistema de control en lazo cerrado del convertidor CA/CC y del convertidor CC/CC.

En primer lugar, se expondrán las diferentes variantes de control que existen, se compararán y por último se elegirá la más apropiada para el sistema SMES.

Se comenzará por el control del rectificador y se seguirá con el del chopper, una vez elegidas se expondrá como se ha llevado a cabo la implementación en el software utilizado, el PSIM.

### 2. ALGORITMOS DE CONTROL

En la ilustración 1 vemos la topología de convertidor bidireccional seleccionada en el anejo anterior de selección de topologías de los convertidores CA/CC y CC/CC:



*Ilustración 1: Esquema convertidor CA/CC y CC/CC elegido en anejo IV (Kilders, E. S. (1997). Concepción y realización de un rectificador trifásico reductor con control vectorial y conmutación suave para la corrección dinámica del factor de potencia.)*

Vemos que consta de dos partes muy diferenciadas a controlar:

1. Algoritmo de control del convertidor CA/CC bidireccional que se comporta como fuente de tensión (VSC, Voltage Source Converter).
2. Algoritmo de control del convertidor CC/CC o chopper, este debe permitir la carga, descarga y almacenamiento de corriente en la bobina SMES.



### 3. CONTROL DEL CONVERTIDOR CA/CC

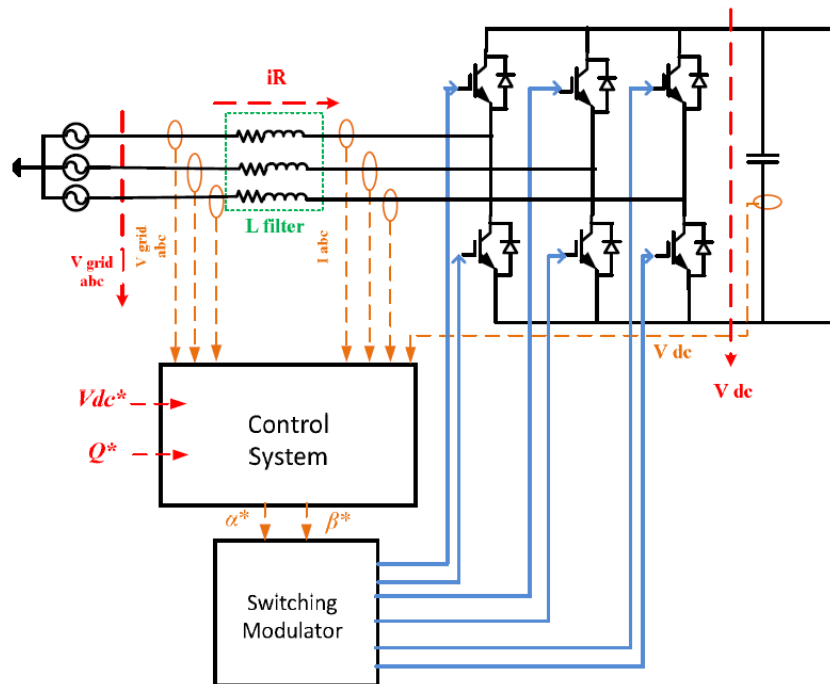


Ilustración 2: Esquema simplificado del control del convertidor CA/CC (Research on PI controller tuning for VSC-HVDC system. The International Conference on Advanced Power System Automation and Protection.)

Hay distintos modos de control del VSC o Voltage Source Converter (fuente de tensión constante), entre ellos destacan:

1. Estrategia de control sobre fase y magnitud.
2. Estrategia de control vectorial.
3. Estrategia de control P&Q.

A continuación, se procederá a realizar un análisis entre las tres formas de gobernar al convertidor CA/CC bidireccional empleado.

#### 3.1 Control sobre fase y magnitud

El algoritmo de control basado en la fase y el módulo de la microgrid presenta el esquema de la ilustración 3. Podemos ver cuáles son las variables que toma como entradas y como salidas.

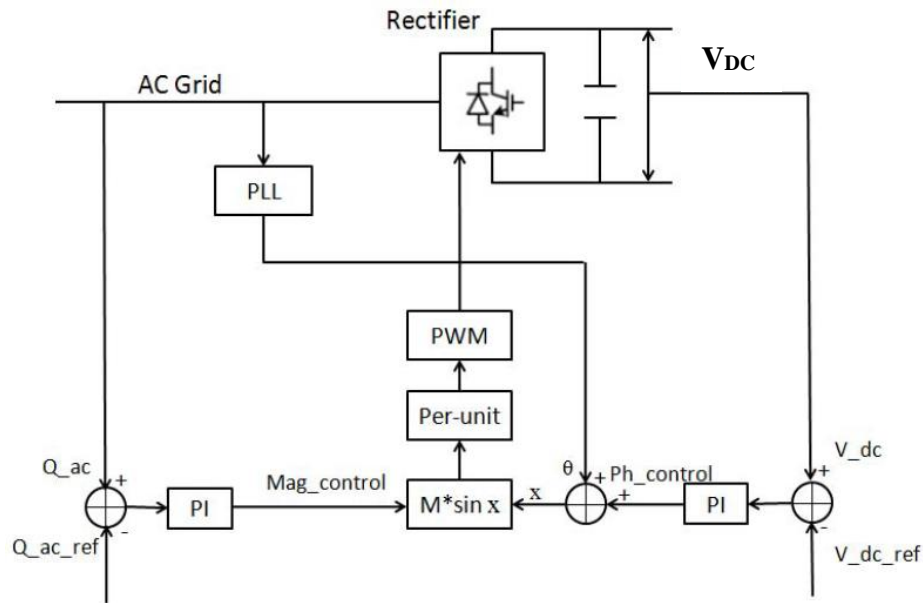


Ilustración 3: Control por fase (Petkova, M. h. (Junio de 2009). Study of a single-phase bidirectional AC/DC converter with a high power factor.)

Las entradas y salidas del sistema quedan recogidas en la tabla 1:

Tabla 1: Variables IN/OUT sistema de control por fase

| Variables de entrada | Potencia reactiva                                      | $Q_{AC}$                       |
|----------------------|--|--------------------------------|
|                      | Lectura de la fase y frecuencia por PLL <sup>[1]</sup> | $\theta$                       |
|                      | Tensión del condensador de unión                       | $V_{DC}$                       |
| Variables de salida  | 6 pulsos de PWM para cada uno de los IGBT's            | <b>P1, P2, P3, P4, P5 y P6</b> |

PLL<sup>[1]</sup>: Phase Loop Lock, sistema que permite sincronizar los disparos de los IGBT's con los de la red de la microgrid.

### 3.1.1 Matemática Empleada

El control por fase se basa en la siguiente ecuación:

$$V_R = \frac{1}{2} \cdot V_{DC} \cdot M \cdot \sin(\omega t + \text{fase}) + \text{armónicos} \quad (1)$$

En esta ecuación  $V_R$  es la tensión de una de las fases,  $V_{DC}$  es la caída de tensión en el condensador de unión y la  $M$  es la magnitud a controlar.

La explicación del algoritmo de control consta de los siguientes pasos:



1. En el rectificador, las variables de control son la tensión por el condensador,  $V_{DC}$  y la potencia reactiva  $Q_{AC}$ . Estas son comparadas por las referencias impuestas por el desarrollador del algoritmo.
2. Las diferencias entre ambos parámetros son pasadas por un controlador PI y por tanto obtendremos modelizada la ecuación descrita anteriormente.

$$Q_{AC} - Q_{ACref} \xrightarrow{\text{pasado por PI obteniendo}} M$$

3. La diferencia entre la tensión del condensador de unión y su referencia después de pasar por un controlador PI permite obtener el control de la fase. Pero antes de obtener el desfase se ha de sumar  $\theta$ , obtenida con el controlador PLL (Phase Locked Loop, o lo que es lo mismo, el controlador de fase en bucle cerrado).

$$V_{DC} - V_{DCref} \xrightarrow{\text{pasado por PI obteniendo}} Ph\_control$$
$$\theta + Ph_{control} = x$$

$$M \cdot \sin(x)$$

4. Por último, una vez obtenida la M y la x de la ecuación senoidal que gobierna este tipo de control, ya solo queda convertirla en un valor “per-unit” y compararla con una señal triangular unitaria.
5. La señal PWM producida como resultado es enviada a los IGBT's del rectificador para conseguir la conversión bidireccional del VSC.

## **3.2 Control Vectorial**

### **3.2.1 Matemática Empleada**

La teoría de los espacios vectoriales se creó con el objetivo de facilitar el cálculo en los sistemas trifásicos. Los vectores espaciales de campo orientado permiten representar, con un único vector giratorio en el tiempo, un sistema de varias fases.

El vector  $I_s$  se puede descomponer en tres componentes del sistema trifásico,  $I_a$ ,  $I_b$  e  $I_c$ , que a su vez están desfasadas entre sí  $120^\circ$  o  $2\pi/3$  radianes.

$$\vec{I}_s = i_a + i_b + i_c \quad (2)$$



$$\left. \begin{aligned} i_a &= i_0 \cdot \sin(\omega t) \\ i_b &= i_0 \cdot \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ i_c &= i_0 \cdot \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{aligned} \right\}$$

El resultado de los tres vectores de corriente desfasados entre sí, aplicando la identidad de Euler, queda expresado en notación compleja como:

$$\vec{I}_s = i_a + i_b \cdot e^{j\theta} + i_c \cdot e^{j2\theta}$$

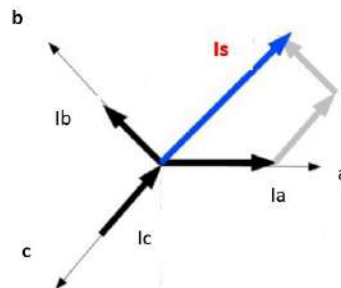


Ilustración 4: Composición de  $I_s$  (Ana-Irina Stan (2011). Control Strategies for VSC-based HVDC Transmission System)

Podemos descomponer el vector resultante, a su vez, en parte real y parte compleja de la siguiente manera, esta representación la podemos ver en la ilustración 5:

$$i_{REAL} = i_a + i_b \cdot \cos \theta + i_c \cdot \cos 2\theta \quad (3)$$

$$i_{IMAGINARIA} = j \cdot i_b \cdot \sin \theta + j \cdot i_c \cdot \sin 2\theta \quad (4)$$

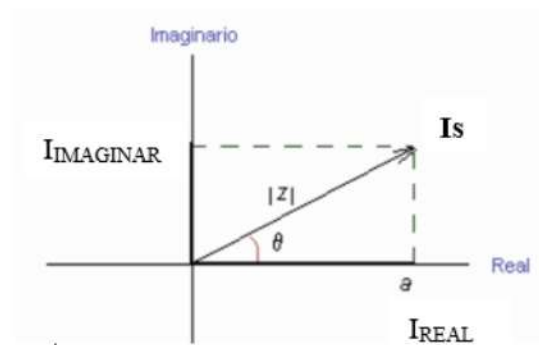


Ilustración 5: Descomposición en real e imaginario (Ana-Irina Stan (2011). Control Strategies for VSC-based HVDC Transmission System)





### 3.2.1 Sistema de referencia

Un sistema trifásico expresado en función del tiempo se puede representar en el espacio mediante tres ejes ortogonales  $a$ ,  $b$  y  $c$ , siendo las coordenadas de los ejes de  $V_a$ ,  $V_b$  y  $V_c$  las que se obtienen para cada valor de tiempo.

Por lo tanto, si un sistema trifásico es definido por su vector  $V_s$ , esto significa que podrá descomponerse en sus tres componentes,  $V_a$ ,  $V_b$  y  $V_c$ . Estas van variando conforme cambia el tiempo, el módulo y la posición del vector  $V_s$ .

Si el sistema trifásico no es simétrico existirá una componente homopolar, si es simétrico y equilibrado, como en el caso a tratar, esta componente será nula.

La transformación de los ejes de referencia se fundamenta en que el sistema es simétrico, equilibrado y formado por tensiones periódicas senoidales. Este ajuste se realiza en dos fases:

1. Transformada Clarke: Convierte los tres ejes fijos  $a$ ,  $b$  y  $c$  a tan solo dos ejes también fijos,  $\alpha$  y  $\beta$  perpendiculares entre sí.
2. Transformada Park: Convierte los dos ejes fijos perpendiculares a  $\alpha$  y  $\beta$  en dos ejes giratorios,  $d$  (Direct) y  $q$  (Quadrature).

En el siguiente esquema se explica más claramente el proceso:



*Ilustración 6: Esquema de transformaciones control vectorial (Fuente Propia)*

### 3.2.2 Transformada Clarke

Convierte un sistema de tres fases en uno de dos fases, esto es válido para cualquier magnitud a medir, tanto para tensión como para corriente. El vector  $V$  se descompondrá en sus coordenadas ortogonales y estacionarias,  $\alpha$ ,  $\beta$  y  $Y$ . Con este proceso conseguimos eliminar variables y en consecuencia simplificamos el proceso.

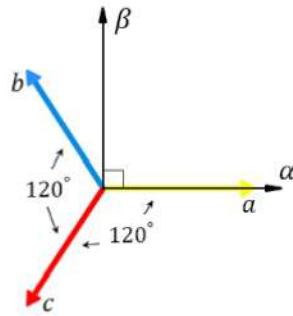


Ilustración 7: Transformada Clarke (Ana-Irina Stan (2011). Control Strategies for VSC-based HVDC Transmission System)

Para realizar este cambio de base se ha de emplear una conversión matricial, la variable es independiente del mecanismo de cálculo, por ello se expresará una 'x' genérica que puede ser tensión o corriente. En la siguiente ecuación vemos como para obtener las coordenadas en  $\alpha$ ,  $\beta$  y  $\gamma$  debemos multiplicar por la matriz conversora,  $T_{abc \rightarrow \alpha\beta\gamma}$ :

$$x_{\alpha\beta\gamma} = \begin{pmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_\gamma \end{pmatrix} = T_{abc \rightarrow \alpha\beta\gamma} \cdot x_{abc} \quad (5)$$

Siendo:

$$T_{abc \rightarrow \alpha\beta\gamma} = \frac{2}{3} \cdot \begin{pmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin\theta & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{pmatrix} \quad x_{abc} = \begin{pmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{pmatrix}$$

Habitualmente la transformación se puede simplificar debido a la ausencia de la componente  $\gamma$  que está asociada a la componente homopolar. En el caso de que coincida el eje 'a' del sistema trifásico y el eje  $\alpha$  del sistema bifásico,  $\theta$  será cero y como consecuencia quedará como:

$$T_{abc \rightarrow \alpha\beta\gamma} = \frac{2}{3} \cdot \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{pmatrix}$$



Por lo tanto, una vez operadas las matrices obtendremos las ondas de la figura 8 que se encuentra a continuación:

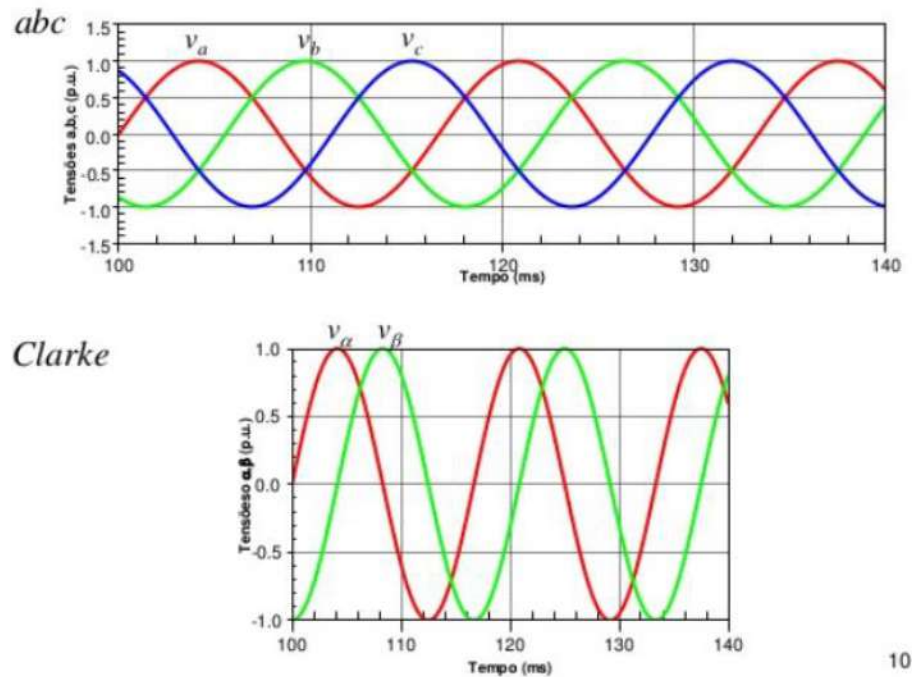


Ilustración 8: Paso de sistema trifásico a bifásico con Clarke (Boyang Shen, S. W. (2014). Design and Comparison of Feasible Control Systems for VSC-HVDC Transmission System. Second International Conference on Artificial Intelligence, Modelling and Simulation, (págs. 234-239)

### 3.2.3 Transformada Park

Tras pasar por la anterior transformación hemos obtenido un vector sin referencia fija, para conseguir que este sistema deje de girar debemos establecer un sistema móvil que permita visualizar a nuestro vector como fijo. El nuevo sistema de referencia d-q girará a la misma velocidad que el vector que deseamos estudiar.

El régimen permanente del vector es constante respecto de los ejes del nuevo sistema de referencia, ya que no hay movimiento relativo entre ellos. Se realizará la transformada Park para convertir el sistema estacionario a uno móvil. La expresión matricial que nos permite llevarlo a cabo es la siguiente:

$$x_{dqz} = \begin{pmatrix} x_d \\ x_q \\ x_z \end{pmatrix} = T_{\alpha\beta\gamma \rightarrow dqz} \cdot x_{\alpha\beta\gamma} \quad (6)$$

Siendo:

$$T_{\alpha\beta\gamma \rightarrow dqz} = \frac{2}{3} \cdot \begin{pmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 0 \\ -\sin\theta & \cos\theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad x_{\alpha\beta\gamma} = \begin{pmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_\gamma \end{pmatrix}$$



Por último, se ha de decir que las dos transformaciones pueden realizarse a la vez si aplicamos las dos matrices simultáneas:

$$T_{abc \rightarrow dqz} = T_{\alpha\beta\gamma \rightarrow dqz} \cdot T_{abc \rightarrow \alpha\beta\gamma}$$

$$x_{dqz} = \begin{pmatrix} x_d \\ x_q \\ x_z \end{pmatrix} = T_{abc \rightarrow dqz} \cdot x_{abc} \quad (7)$$

Siendo:

$$T_{abc \rightarrow dqz} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{pmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix}$$

En este caso  $\theta$  es el ángulo girado por el vector espacial V resultante del sistema trifásico y  $\theta_0$  es el ángulo inicial para  $wt = 0$ . Este último ángulo es el existente entre el vector V y el eje d:

$$\theta = \int w \cdot dt = wt + \theta_0$$

En la ilustración 9 vemos la integración de todas las transformaciones implicadas.

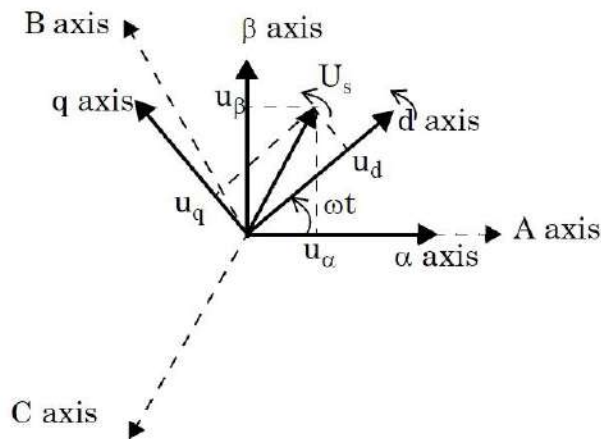


Ilustración 9: Vista de los ejes fijos y móviles Dixon, J. (s.f.). Chapter 12 Three - Phase Controlled Rectifiers)

En la ilustración 10 vemos como al ser pasado por la transformación Park la senoidal se vuelve una constante.



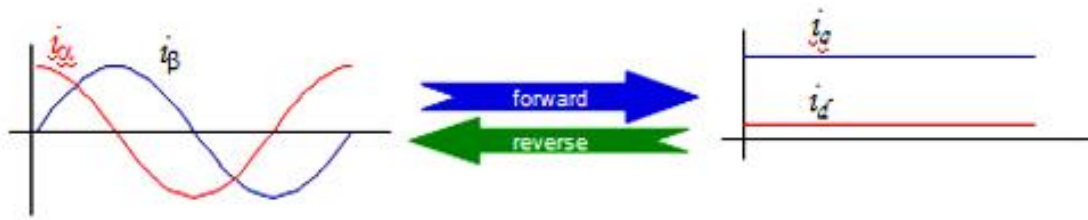


Ilustración 10: Comparativa resultado entre Clarke y Park Dixon, J. (s.f.). Chapter 12 Three - Phase Controlled Rectifiers)

Esta matemática empleada se utiliza para poder implementar el algoritmo de control. Esto es debido a que pasar de un sistema trifásico a uno de dos fases facilita en gran medida los cálculos y permite llevar a cabo el algoritmo que se describirá a continuación.

### 3.2.4 Control vectorial aplicado al sistema SMES

El control vectorial es otro popular método de control de los convertidores VSC bidireccionales. En la ilustración 11 vemos las partes de las que consta el convertidor:

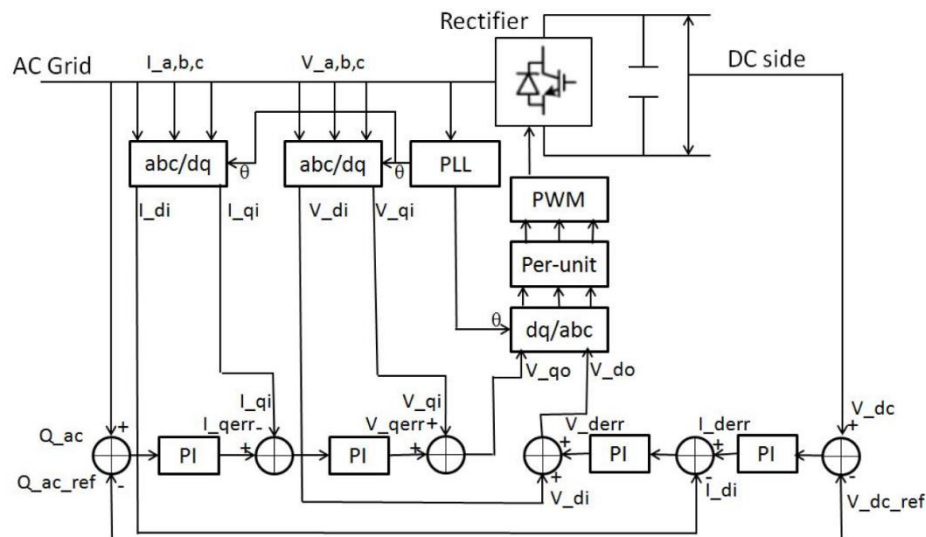


Ilustración 11: Control Vectorial (Guanglu Wu, J. L.-A. (2017). CSEE Journal of Power and Energy Systems)

Vamos a estudiar, en primer lugar, las variables de entrada necesarias para obtener las variables de salida de nuestro sistema de control vectorial.



Tabla 2: Entradas y salidas del algoritmo de control

|                             |   |                                |
|-----------------------------|---|--------------------------------|
| <b>Variables de entrada</b> | Tensión de cada una de las fases de la microgrid.   | $V_A, V_B$ y $V_C$             |
|                             | Corriente de cada una de las fases de la microgrid. | $I_A, I_B$ e $I_C$             |
|                             | Tensión del condensador de unión                    | $V_{DC}$                       |
|                             | Potencia reactiva del convertidor                   | $Q_{AC}$                       |
| <b>Variables de salida</b>  | 6 pulsos de PWM para cada uno de los IGBT's         | <b>P1, P2, P3, P4, P5 y P6</b> |

La explicación del algoritmo de control vectorial es el siguiente:

1. Las tres fases de tensión senoidal son enviadas a un control PLL para producir un cambio en la fase. A continuación, a esta fase se le introduce una suma de 90 grados (1,571 rad) para obtener un nuevo ángulo de desfase llamado  $\theta$ .
2. Después de esto, las tres fases de tensión y corriente de la microgrid son convertidas por la transformación abc/dq con la influencia del desfase  $\theta$  previamente calculado. Las ecuaciones de conversión son las siguientes:

$$u_{cd} = u_{sd} + wLi_q - (RI_d + L \frac{di_d}{dt}) \quad (8)$$

$$u_{cq} = u_{sq} + wLi_d - (RI_q + L \frac{di_q}{dt}) \quad (9)$$

Donde  $I_d$ ,  $I_q$ ,  $V_d$  y  $V_q$  son obtenidas a la salida de la transformación abc/dq.

3. Las variables de control son la tensión por el condensador,  $V_{DC}$  y la potencia reactiva  $Q_{AC}$ . Estas son comparadas por las referencias impuestas. A continuación, sus errores son pasados por un controlador PI.

$$Q_{ac} - Q_{acref} \xrightarrow{\text{pasado por PI obteniendo}} I_{qerr}$$
$$V_{dc} - V_{dcref} \xrightarrow{\text{pasado por PI obteniendo}} I_{derr}$$

4. Tras este proceso obtendremos las  $I_q$  e  $I_d$  que son los errores. Por último, debemos restarles los valores obtenidos en la transformación abc/dq y luego pasarlos por el control PI:

$$I_{qerr} - I_{qi} \xrightarrow{\text{pasado por PI obteniendo}} V_{qerr}$$
$$I_{derr} - I_{di} \xrightarrow{\text{pasado por PI obteniendo}} V_{derr}$$



5. Una vez obtenidos estos valores en tensión, solo queda sumarle las tensiones obtenidas en el convertidor abc/dq y obtendremos los parámetros de entrada del convertidor dq/abc que revierta el resultado. A este proceso se ha de añadir de nuevo el ángulo de desfase  $\theta$  como se aprecia en la ilustración 12.

$$V_{q_{err}} + V_{q_i} = V_{q0}$$

$$V_{d_{err}} + V_{d_i} = V_{d0}$$

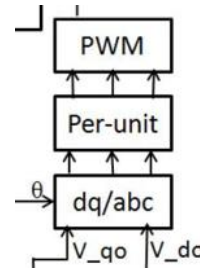


Ilustración 12: Conversión dq/abc

6. Como consecuencia se habrán obtenido las tensiones de cada una de las tres fases de la microgrid, las cuales pasan un proceso de per-unit para convertirla en valores admisibles para ser comparados con señales triangulares. Con ello obtendremos una señal PWM que provoque la conmutación del IGBT.

### 3.3. Control P&Q

#### 3.3.1 Matemática Empleada

La teoría de control de P&Q significa control de la potencia activa, P, y de la reactiva, Q. Es una estrategia de control muy utilizada en los sistemas trifásicos. Emplea, al igual que el control vectorial, los vectores espaciales de campo orientado, que permiten representar un sistema polifásico con un único vector giratorio en el tiempo.

La transformada Clark y Park son empleadas en esta tipología de control.

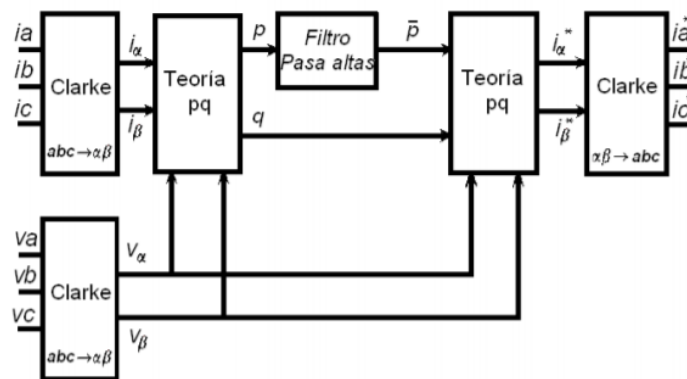


Ilustración 13: Control P&Q (Jing Shi, Y. T. (2005). Study on Control Method of Voltage Source Power Conditioning System for SMES. IEEE/PES Transmission and Distribution)



El algoritmo se basa en el cálculo de la potencia activa y reactiva del convertidor para establecer dos variables de consigna con las que comparar dichos valores calculados. En nuestro caso estas variables de consigna de las que obtendremos los errores son:

- 2400 como consigna para la potencia activa (debido a que nuestro objetivo es obtener 2,4MVA).
- 0 como consigna para la potencia reactiva.

### **3.4 Elección del control del convertidor CA/CC**

Se ha explicado el funcionamiento de los controles tanto vectorial como por fase y P&Q. Las diferencias principales son su complejidad, su capacidad de controlar de forma independiente la potencia reactiva y activa y su eficiencia en el control.

En las tres tipologías de control encontramos fortalezas y debilidades. A continuación, se ha recogido en la siguiente tabla 3 una comparativa entre las características de cada uno de ellos para facilitar nuestra elección:

*Tabla 3: Comparación entre control por fase y control vectorial*

| <b>Característica</b>                                      | <b>Control por fase</b> | <b>Control vectorial</b> | <b>Control P&amp;Q</b> |
|--|-------------------------|--------------------------|------------------------|
| <b>Control independiente de potencia reactiva y activa</b> | No                      | Si                       | Si                     |
| <b>Dificultad de implementación</b>                        | Baja                    | Media-Alta               | Media                  |
| <b>Eficiencia ante cargas dinámicas</b>                    | Media                   | Alta                     | Media                  |
| <b>Velocidad de respuesta ante cambios</b>                 | Media                   | Baja-Media               | Alta                   |

En vista a la tabla 3 y a la necesidad de controlar de forma aislada la potencia activa, P y la reactiva, Q, se ha optado por el control vectorial. Su complejidad se asume a expensas de ganar eficiencia en el control.

En conclusión, la solución adoptada de cara a controlar el rectificador bidireccional es la siguiente:





Tabla 4: Elección de control vectorial

|   |                          |
|---|--------------------------|
| Control del<br>convertidor CA/CC<br>elegido | <b>Control vectorial</b> |
|---|--------------------------|

### **3.5 Descripción de la solución adoptada**

Dentro del control vectorial ya descrito se emplean numerosos controladores independientes que se procederán a explicar.

#### **3.4.1 Control PI**

Similar al control PID, pero sin la constante derivativa del proceso, por ello solo obtendremos una respuesta como la que se aprecia en la ilustración 14.

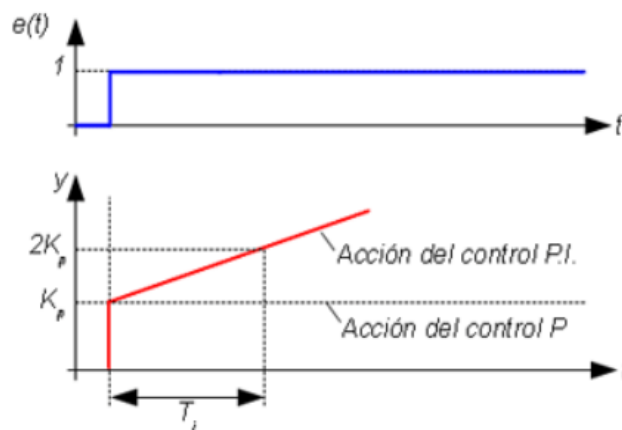


Ilustración 14: Diagrama de la respuesta de un controlador PI ante un error (Xudan Liu, A. L.-v.-G. (2017). *Control of VSC-HVDC Connected Offshore Windfarms for Providing Synthetic Inertia*)

Ante una entrada de error en forma de escalón unitario la respuesta del sistema es la línea roja. Esta consta de la componente proporcional y de la componente integradora en forma de rampa unitaria.

Este control presenta la ventaja de ser más sencillo que el PID completo, pero también menos preciso. En la ilustración 15 vemos una comparativa entre cuatro métodos de control distintos y sus distorsiones medias.

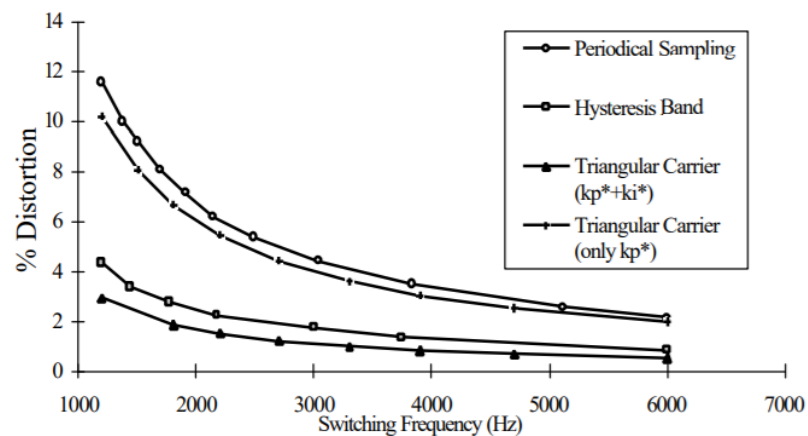


Ilustración 15: Comparativa entre P, PI y PID Xudan Liu, A. L.-v.-G. (2017). Control of VSC-HVDC Connected Offshore Windfarms for Providing Synthetic Inertia)

La principal razón para emplear un control PI y no uno PID o P, es debido a la distorsión que el resto de los demás tipos de controles introducen en el sistema de control. Por ello, se emplearán bloques PI a la salida de los comparadores que nos generan el error.

### 3.4.2 Control PWM

El “pulse wide modulation” o modulación por anchura de pulsos, es una técnica basada en variar el ciclo de trabajo, o duty cycle (D), de una señal periódica, habitualmente cuadrada para controlar la cantidad de energía que se deja pasar a un sistema.

En la siguiente ilustración vemos como a partir de un control PWM (los pulsos azules) podemos generar una tensión a medida, en este caso una senoidal (la onda roja).

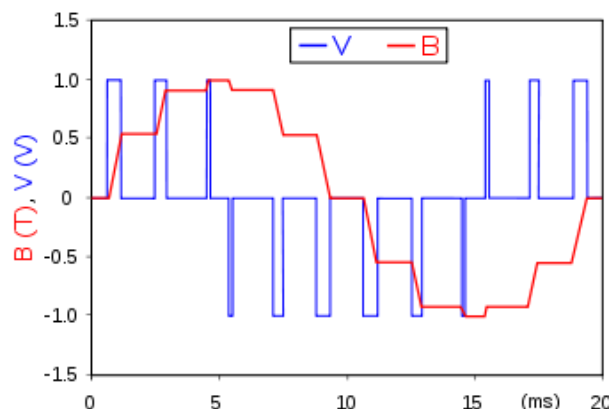


Ilustración 16: Control PWM (Minimization of fluctuations of output power and terminal voltage of wind generator using STATCOM/SMES)



Disponemos de dos señales en nuestro algoritmo de control:

- Onda portadora: Señal triangular.
- Onda moduladora: Señal senoidal.

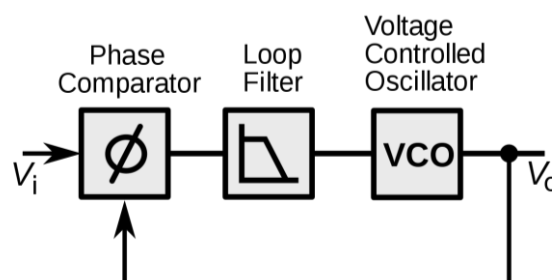
La frecuencia de la señal PWM es la de la onda portadora, por ello la desventaja de este tipo de control es la interferencia asociada por altas frecuencias, así como la distorsión o THD elevado.

### 3.4.3 Control PLL

Se denomina PLL al “Phase-locked loop” o lo que es lo mismo, lazo de seguimiento de fase. Consiste en realizar el control de la frecuencia de modulación del rectificador bidireccional y sus IGBT's.

Es un sistema en el que la fase y la frecuencia son realimentadas. Un ejemplo de aplicación de esta técnica es en la sincronización de los barridos de líneas horizontales con los pulsos de sincronismo de los televisores. Es incluso empleado por la NASA para compensar las variaciones de frecuencia que sufrían las transmisiones de sus satélites debidas a la inestabilidad de los componentes.

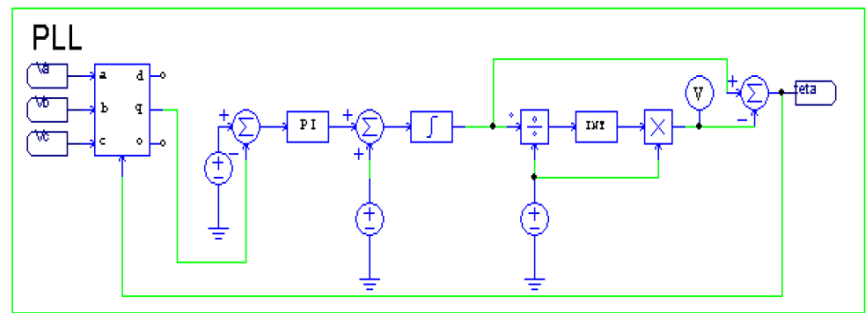
En la ilustración 17 vemos como se produce la comparación entre la fase de la señal de entrada y la de la salida. A continuación, se produce un filtrado y una variación en la tensión de salida en consecuencia.



*Ilustración 17: Estructura de un algoritmo PLL (Ana-Irina Stan, D.-I. S. (2011). Control Strategies for VSC-based HVDC Transmission System)*

En la siguiente imagen vemos una de las múltiples formas de implementar el lazo de sincronización mediante el software PSIM.

## SISTEMA DE ESTABILIZACIÓN BASADO EN LA SUPERCONDUCTIVIDAD, SMES

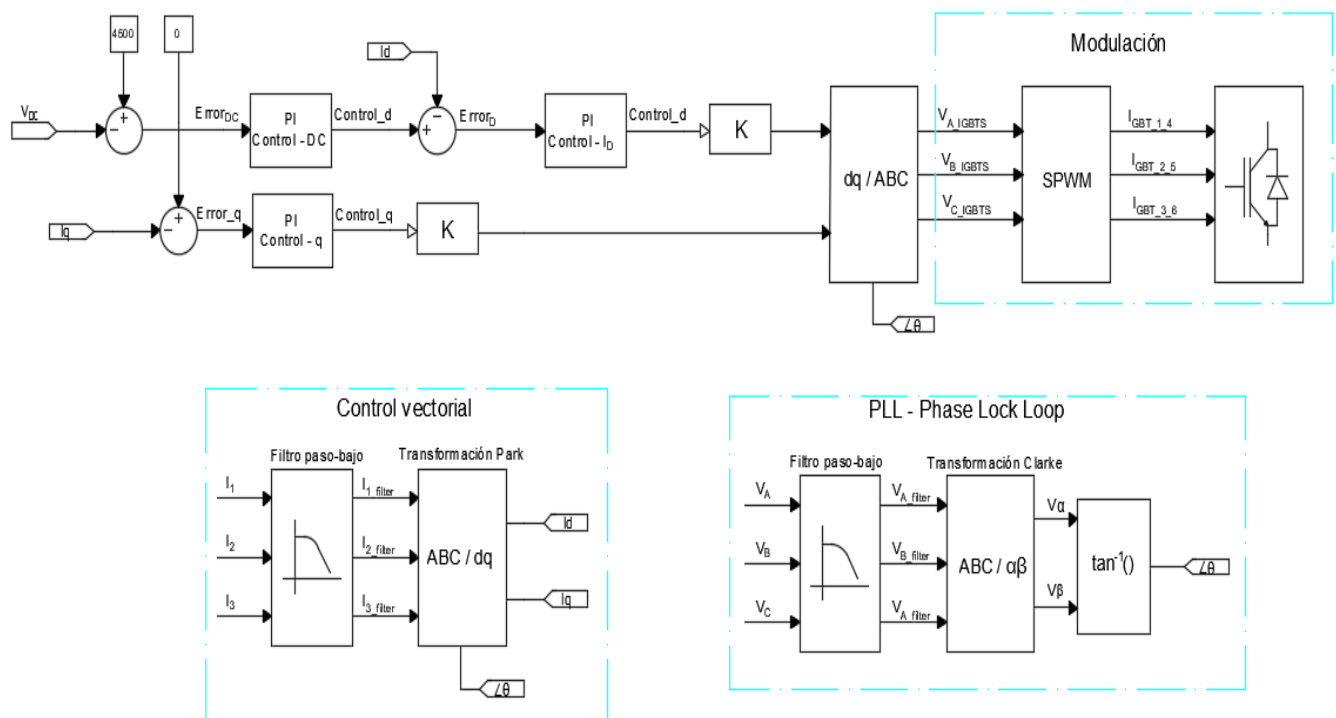


*Ilustración 18: Implementación en PSIM del algoritmo PLL (PSIM)*

Su implementación es este sistema, permite fijar una frecuencia de trabajo con una banda de histéresis para obtener el ángulo  $\theta$ . Este ángulo luego será empleado en todas las conversiones Clark y Park.

#### 4. MODULACIÓN PMW POR VECTOR ESPACIAL DEL CONVERTIDOR CA/CC

En la siguiente ilustración se muestra un algoritmo de control vectorial de un sistema SMES compuesto por un convertidor CA/CC bidireccional que funciona como fuente de tensión.

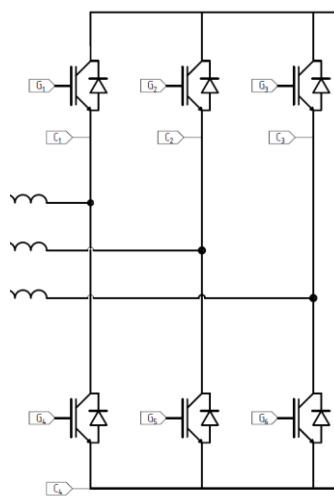


*Ilustración 19: Algoritmo final para el control del convertidor CA/CC (Fuente Propia)*



La parte final de este control es el cebado de los interruptores implementados a partir de IGBT`s, para ello debemos tener en cuenta que los interruptores S1 y S4 están en una misma rama, el S2 y S5 en otra rama, y por último, el S3 y S6 en otra distinta. Vemos en la ilustración 20 estos interruptores a base de IGBT`s.

El número de posibilidades de conmutación teniendo en cuenta que disponemos de 6 interruptores, es de  $2^6 = 64$  situaciones de conmutación distintas. Sin embargo, debemos tener en cuenta que dos interruptores de la misma rama vertical no pueden conmutar a la vez puesto que esto provocaría un cortocircuito.

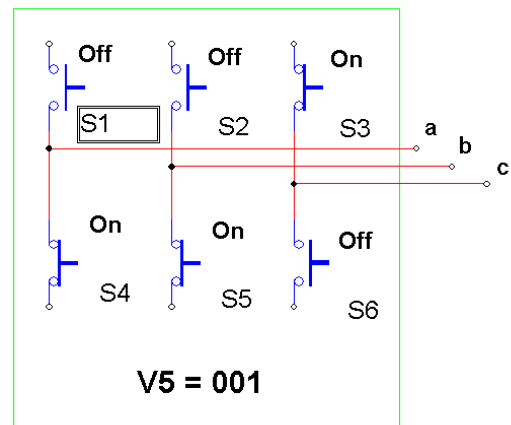
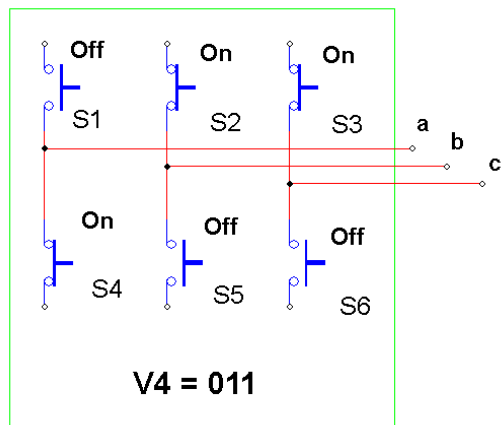
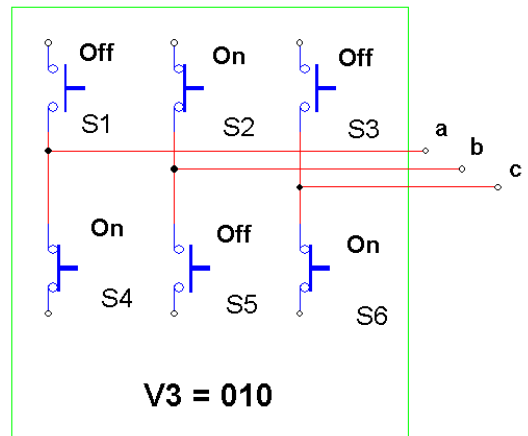
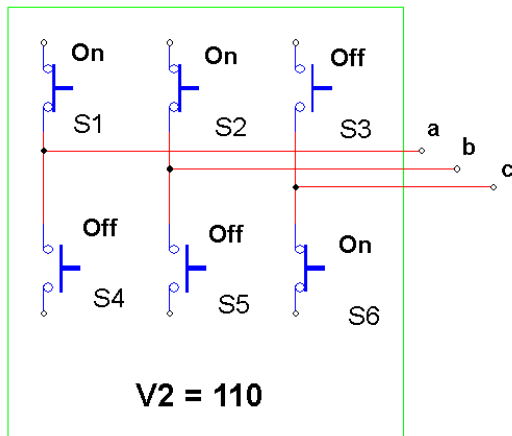
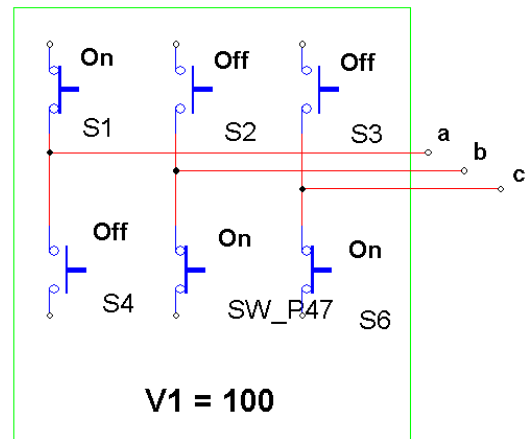
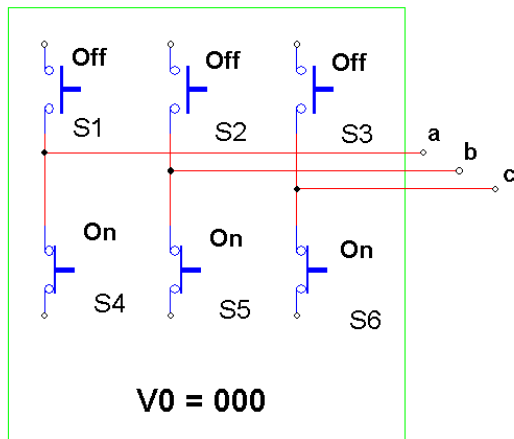


*Ilustración 20: VSC Rectificador (Fuente Propia)*

Este hecho reduce el número de conmutaciones drásticamente a 8 estados de conmutación únicamente. De estos 8, hay 6 que producen tensión a la salida del convertidor, en el bus de continua, y los otros dos restantes provocarán a la salida una tensión nula.

Para generar una forma de onda que controle las conmutaciones, la selección de los estados se debe realizar mediante una técnica de modulación que asegure que se utilicen todos los estados válidos.

Los estados de conmutación traducidos a interruptores son los de la ilustración 21. Vemos que obviamente los interruptores superiores tienen es estado lógico negado de los inferiores como se ha comentado anteriormente para evitar los cortocircuitos.



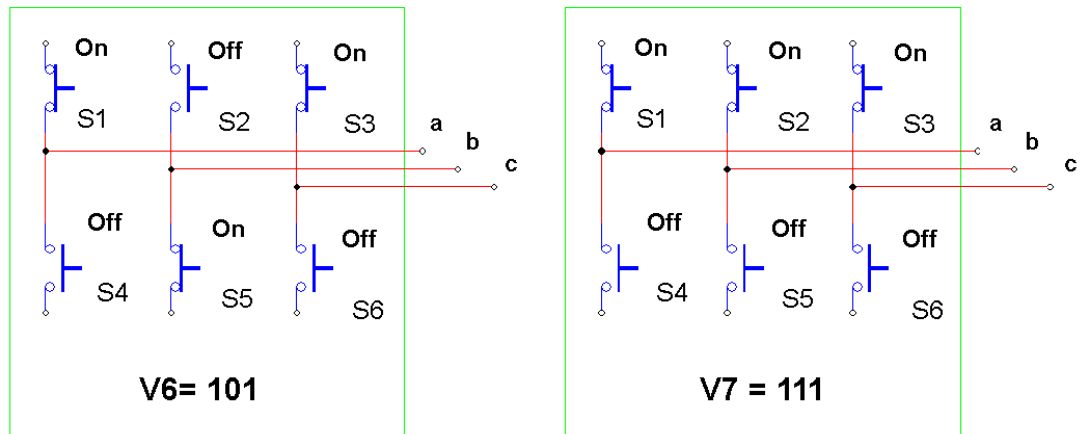


Ilustración 21: Estados de conmutación PWM (Boué, A. B. (2000). Control digital vectorial con sliding en fuente de corriente para convertidores CC/CA trifásicos conectados a red)

Para obtener los vectores de control de las distintas ramas se ha implementado el algoritmo con una modulación PWM como la que vemos en la ilustración 22.

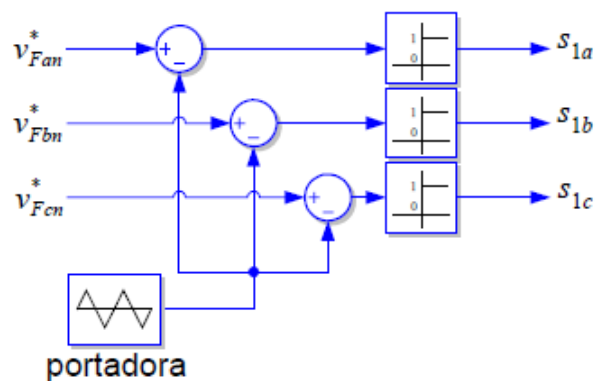


Ilustración 22: Estrategia de modulación PWM (Abu-Siada, S. Y. (2012). Improving dynamic performance of wind energy conversion systems using fuzzy-based hysteresis current-controlled superconducting magnetic energy storage)

Esta técnica de modulación obtiene señales de conmutación mediante la comparación de la señal de referencia de tensión, la cual hace de señal moduladores con una portadora triangular. Este mecanismo se puede apreciar en las ilustraciones 22 y 23.

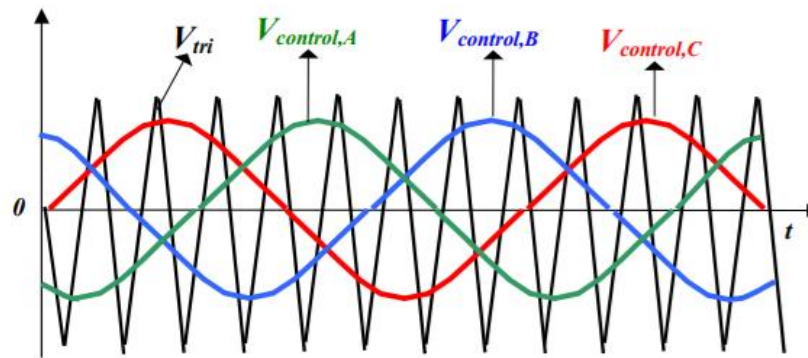


Ilustración 23: Comparativa de pulsos triangulares de portadora con señales de control (Abu-Siada, S. Y. (2012). Improving dynamic performance of wind energy conversion systems using fuzzy-based hysteresis current-controlled superconducting magnetic energy storage)

La técnica SPWM se basa en que la magnitud de la señal moduladora sea menos o igual a la amplitud de la portadora triangular, así existirá una relación lineal entre la componente fundamental de la tensión modulada de salida y la magnitud de dicha señal moduladora sinusoidal. Este índice de modulación, ‘m’ ha de ser menor o igual que uno.

#### 4.3. Implementación en PSIM:

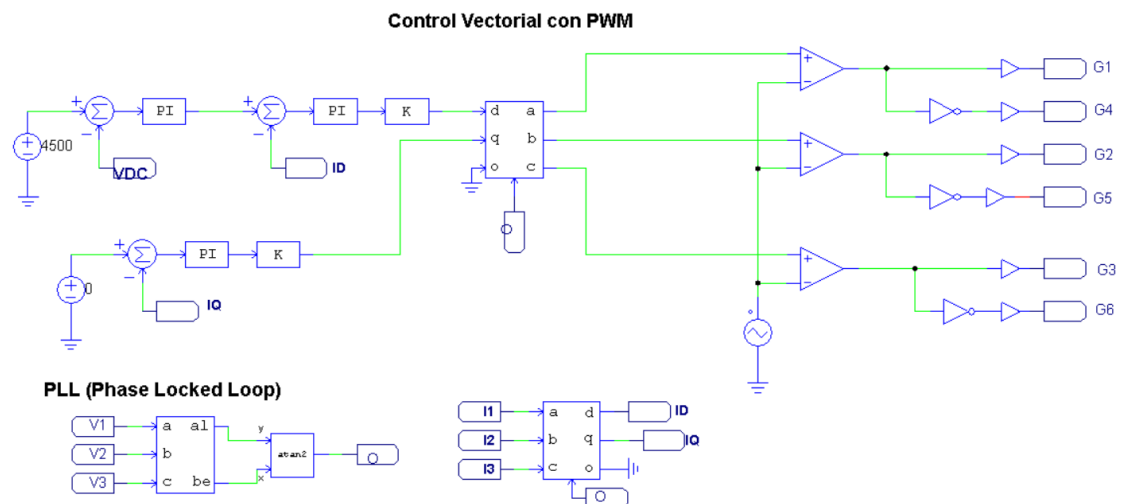


Ilustración 24: Algoritmo de control en PSIM (Fuente Propia)

Vemos en la ilustración que, en primer lugar, se obtiene el ángulo de sincronización para todas las transformaciones Clark, el cual es obtenido mediante una transformación Park de las tensiones trifásicas, cuyas ecuaciones se han obtenido anteriormente. Este procedimiento se llama PLL o Control de fase en lazo cerrado.





A continuación, se obtienen las corrientes  $I_d$  e  $I_q$  que corresponden a la potencia activa y reactiva, estas son obtenidas mediante la transformación Clark empleando el ángulo previamente calculado (PLL).

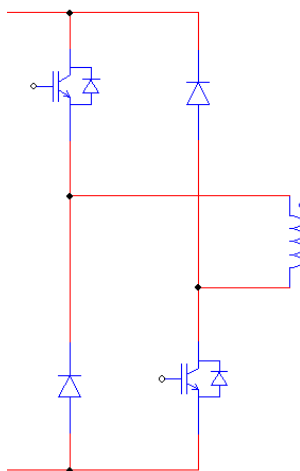
Comparamos la tensión continua por el condensador de unión de la ilustración 20 con una referencia de potencia activa. Esta diferencia, pasada de nuevo por un controlador PI, es comparada con la corriente  $I_d$ .

Cotejaremos la corriente  $I_q$  con una referencia de potencia reactiva, y el error es pasado por un controlador PI. Con esto hemos obtenido el segundo vector para poder aplicar en él la transformada Clark inversa.

Por último, realizamos la modulación con una onda portadora triangular y obtenemos los estados de conmutación de los IGBTs.

## **5. CONTROL DEL CONVERTIDOR CC/CC O CHOPPER**

El sistema que debemos controlar es el de la siguiente ilustración 25.



*Ilustración 25: Convertidor CC/CC a controlar (Fuente Propia)*

En este caso debemos controlar 2 IGBTs y 2 diodos ultrarrápidos. Con ellos debemos generar tres modos de trabajo: modo de carga, descarga y stand-by. El sistema debe ser capaz de garantizar la estabilidad de la tensión de la microgrid, para lo cual si la tensión sube o baja con respecto a la consigna se debe cargar o descargar la bobina, esto se puede ver en la tabla 5.

*Tabla 5: Modos de funcionamiento del convertidor CC/CA*

| <b>Situaciones posibles</b> | <b>Estado de la bobina</b> | <b>Estado del IGBT 1</b> | <b>Estado del IGBT 2</b> |
|-----------------------------|----------------------------|--------------------------|--------------------------|
| <b>VDC &gt; VREF</b>        | CARGÁNDOSE                 | ON                       | ON                       |
| <b>VDC = VREF</b>           | STAND-BY                   | ON                       | OFF                      |
| <b>VDC &lt; VREF</b>        | DESCARGÁNDOSE              | OFF                      | OFF                      |

Siento  $V_{DC}$  la tensión en el condensador de unión y  $V_{REF}$  la tensión en la microgrid deseada. Otra forma de expresar los modos de trabajo es a partir de la siguiente ecuación:

$$V_{SMES} = (1 - 2D) \cdot V_{DC}$$

Por lo tanto, podemos expresar la tabla 5 en función del ciclo de trabajo o  $D$  con respecto de la tensión de la bobina SMES y de la caída de tensión en el condensador, esto se recoge en la tabla 6.

*Tabla 6: Estados de la bobina en función del duty cycle*

| <b>Duty cycle o ciclo de trabajo</b> | <b>Estado</b> |
|--------------------------------------|---------------|
| <b>D&lt;0,5</b>                      | CARGÁNDOSE    |
| <b>D=0,5</b>                         | STAND-BY      |
| <b>D&gt;0,5</b>                      | DESCARGÁNDOSE |

#### 4.1 Tipos de control

Existen dos grandes opciones de cara a controlar este tipo de convertidor CC/CC o chopper, estas dos son el control PWM o el control Fuzzy Logic o FLC.

##### **4.1.1 Control PWM**

Este método de control es el más sencillo puesto que solo admite dos estados, carga o descarga de la bobina:

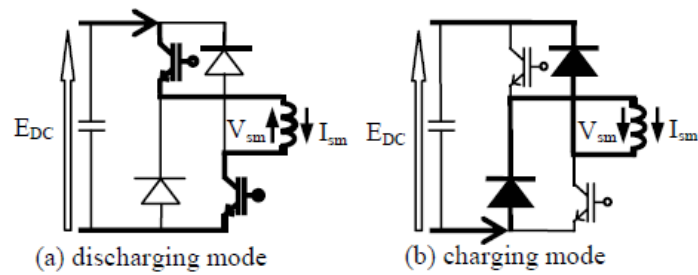


Ilustración 26: Dos estados admisibles en control PWM (Frede Blaabjerg, F. R. (2006). *Overview of Control and Grid Synchronization for Distributed Power Generation Systems*. IEEE)

El control es el explicado en la ilustración 27, y se basa en comparar la potencia activa de la microgrid con la referencia de esta potencia activa. Una vez comparada, se aplica un impulso en las puertas de los dos IGBT's si es menor la comparación o no se actúa si es mayor.

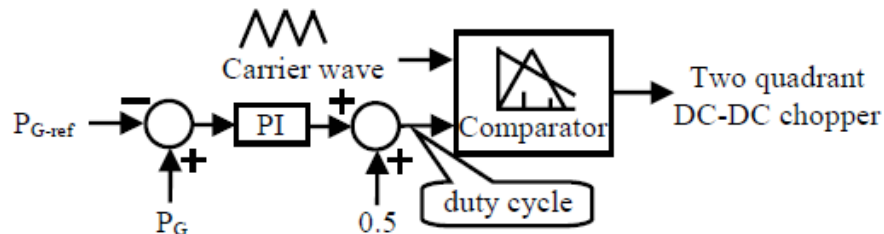


Ilustración 27: Control PWM para un convertidor CC/CC (Frede Blaabjerg, F. R. (2006). *Overview of Control and Grid Synchronization for Distributed Power Generation Systems*. IEEE)

La referencia de potencia activa se establece con el sistema LPF (Low Past Filter), que consiste en establecer un delay de primer orden. A pesar de su sencillez admite una gran precisión, el control esquemático se encuentra en la ilustración 27.

La forma de establecer la potencia de referencia con la que comparar la real es a través de una función de transferencia de orden 1 como la de la ilustración 28.

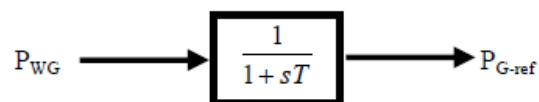


Ilustración 28: Función de transferencia para obtener la  $P_{ref}$  (Frede Blaabjerg, F. R. (2006). *Overview of Control and Grid Synchronization for Distributed Power Generation Systems*. IEEE)

#### 4.1.2 Control Fuzzy o de lógica difusa

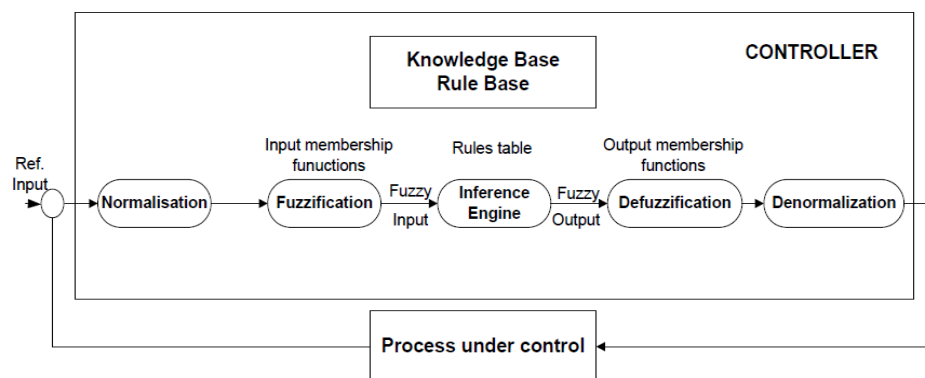
Para explicar el funcionamiento del control Fuzzy, debemos partir de que la forma de concebirlo es más abstracta, si cabe, que con el resto controladores. Este está asociado



con la manera con la que las personas perciben el medio que las rodea, un ejemplo para verlo más claro es la altura de una persona o la velocidad de un coche.

Una persona puede ser o alta o baja y el coche puede ir rápido o lento, pero exactamente no estamos concretando como de alta o de baja es, ni como de rápido o lento va. Los conjuntos difusos definen estas incertidumbres donde un elemento pertenece o no a un conjunto, teniendo solo 2 posibilidades, pertenecer o no.

Con los conjuntos difusos se realizan afirmaciones lógicas del tipo si-entonces, definiéndose estas con Lógica Difusa o Fuzzy Logic. Nuestro campo de estudio es el control electrónico. Debemos tener en cuenta la experiencia o base de conocimiento para proponer estos estados ambiguos, esto será útil para simular el comportamiento humano con una máquina.



*Ilustración 29: Esquema del controlador difuso (Abu-Siada, S. Y. (2012). Improving dynamic performance of wind energy conversion systems using fuzzy-based hysteresis current-controlled superconducting magnetic energy storage.)*

La estructura de un controlador fuzzy representado en la ilustración 28 consta de las siguientes partes:

- Normalización
- Fuzzyficación
- Base de conocimiento
- Generador de decisiones
- Desfuzzyficación
- Desnormalización

El controlador difuso típico tiene dos entradas y una salida. Esta es obtenida como error derivativo del proceso mientras que las entradas son asociadas en grupos de 5 y representadas como triángulos isósceles como vemos en la siguiente imagen:

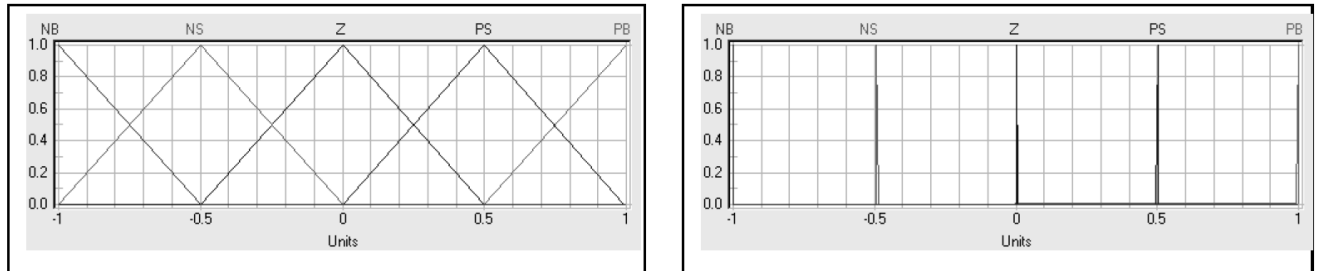


Ilustración 30: Errores en las variables de entrada y cambios en el error (Izquierda); Variable de salida expresada en ciclo de trabajo (Derecha) (Fuente : Abu-Siada, S. Y. (2012). *Improving dynamic performance of wind energy conversion systems using fuzzy-based hysteresis current-controlled superconducting magnetic energy storage.*)

El proceso es el siguiente, las dos variables de entrada son normalizadas entre los valores  $[-1,1]$  mientras que la salida es desnormalizada en el rango  $[0,1]$ . Las variables de entrada pueden tomar 5 valores eurísticos recogidos en la tabla 7.

|           |                  |
|-----------|------------------|
| <b>NB</b> | Negativo Grande  |
| <b>NS</b> | Negativo Pequeño |
| <b>Z</b>  | Cero             |
| <b>PS</b> | Positivo Pequeño |
| <b>PB</b> | Positivo Grande  |

Tabla 7: Valores de los 5 eurísticos en el control FLC

Por lo tanto, las respuestas se recogerán en la siguiente tabla, que permite relacionar el tipo de error con la variación del mismo y obtenemos cómo será el cambio en la variable de salida.

| $e$ de    | <b>NB</b> | <b>NS</b> | <b>Z</b> | <b>PS</b> | <b>PB</b> |
|-----------|-----------|-----------|----------|-----------|-----------|
| <b>NB</b> | NB        | NB        | NB       | NS        | Z         |
| <b>NS</b> | NB        | NB        | NS       | Z         | PS        |
| <b>Z</b>  | NB        | NS        | Z        | PS        | PB        |
| <b>PS</b> | NS        | Z         | PS       | PB        | PB        |
| <b>PB</b> | Z         | PS        | PB       | PB        | PB        |

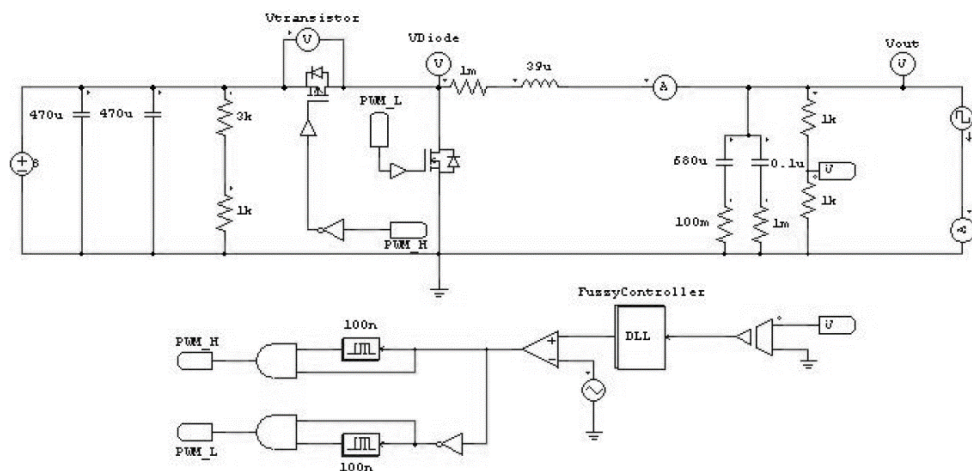
Ilustración 31: Error frente a derivada del error y respuesta producida en la salida

En la ilustración 31 se puede ver como evoluciona el sistema en función de las dos variables de entrada.



- Ante un cambio grande en el error positivo y un cambio grande negativo la respuesta, mirando en la tabla, será de NB, es decir, una respuesta grande negativa.
- Todos los distintos estados irán produciendo distintos estados en la salida, en función de las dos entradas siguientes lo lógica expuesta anteriormente.

En la ilustración 32 podemos ver como se emplea un controlador fuzzy para controlar un convertidor CC/CC.



*Ilustración 32: Ejemplo de control de convertidor CC/CC por FLC  
(M., S. K. (s.f.). Control Mediante Lógica Difusa)*

#### 4.3 Elección del tipo de control

Se presentan dos posibles alternativas de cara a controlar los dos IGBTs. Por lo tanto, la carga y descarga de la bobina. Por un lado, el ya explicado PWM, el cual presenta peores resultados que el FLC, pero es más sencillo de implementar, y por el otro, el Fuzzy Control, que permite un alto control adaptativo y predictivo, pero exige cálculos muy elevados y complejos.

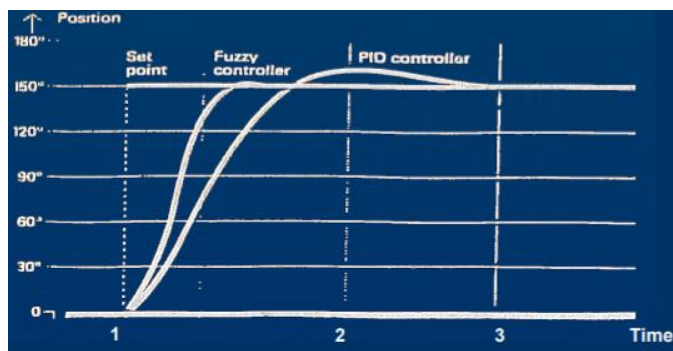


Ilustración 33: Comparación entre control Fuzzy y PWM (LI YaPing, Y. S. (2011). Research on PI controller tuning for VSC-HVDC system. The International Conference on Advanced Power System Automation and Protection)

En la ilustración 33 vemos la respuesta del control FLC comparándolo con un control PID, el cual presenta menos tiempo de establecimiento que el control PWM y que el PID.

Tabla 8: Comparación entre PWM y FLC

|  | PWM   | FLC o Fuzzy Control |
|--|-------|---------------------|
| <b>Comportamiento no lineal</b>              | No    | Si                  |
| <b>Control Adaptativo</b>                    | Medio | Alto                |
| <b>Necesarios modelos del sistema exacto</b> | No    | Si                  |
| <b>Dificultad de implementación</b>          | Media | Muy alta            |
| <b>Capacidad de cálculos complejos</b>       | No    | Si                  |
| <b>Precisión en la respuesta</b>             | Media | Muy alta            |

En la tabla se ha realizado una comparación entre las dos alternativas, en consecuencia, y se ha decidido que el control más adecuado para el convertidor CC/CC es el PWM.

Por lo tanto, en síntesis, las conclusiones de este anejo son recogidas en la tabla 9.



Tabla 9: Resumen de los algoritmos elegidos

| Elemento a controlar: | Algoritmo de control empleado: |
|-----------------------|--------------------------------|
| Convertidor CA/CC     | Control Vectorial              |
| Convertidor CC/CC     | Control PWM                    |

En el anejo 6 se implementará en simulación estos algoritmos y se demostrará su correcto funcionamiento real.

## 6. **BIBLIOGRAFÍA:**

- [1] Abu-Siada, S. Y. (2012). *Improving dynamic performance of wind energy conversion systems using fuzzy-based hysteresis current-controlled superconducting magnetic energy storage*. Obtenido de IET Power Electronics: <https://www.researchgate.net/publication/260497257>
- [2] Ana-Irina Stan, D.-I. S. (2011). *Control Strategies for VSC-based HVDC Transmission System*.
- [3] Boué, A. B. (2000). *Control digital vectorial con sliding en fuente de corriente para convertidores CC/CA trifásicos conectados a red*. Valladolid.
- [4] Boyang Shen, S. W. (2014 ). Design and Comparison of Feasible Control Systems for VSC-HVDC Transmission System. *Second International Conference on Artificial Intelligence, Modelling and Simulation*, (págs. 234-239).
- [5] Dixon, J. (s.f.). Chapter 12 Three - Phase Controlled Rectifiers.
- [6] Frede Blaabjerg, F. R. (2006). Overview of Control and Grid Synchronization for Distributed Power Generation Systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 53(5).
- [7] Guanglu Wu, J. L.-A. (2017). *CSEE Journal of Power and Energy Systems*, 3(2), 115-124.
- [8] James J. Skiles, R. L.-P.-S. (1996). Performance of a Power Conversion System for Superconducting Magnetic Energy Storage (SMES). *IEEE Transactions on Power Systems*, 11(4).





- [9] Jing Shi, Y. T. (2005). Study on Control Method of Voltage Source Power Conditioning System for SMES. *IEEE/PES Transmission and Distribution*, (págs. 1-6). China.
- [10] Joerg Dannehl, C. W. (2009). Limitations of Voltage-Oriented PI Current Control of Grid-Connected PWM Rectifiers With LCL Filters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(2), 380-388.
- [11] Kilders, E. S. (1997). *Concepción y realización de un rectificador trifásico reductor con control vectorial y conmutación suave para la corrección dinámica del factor de potencia*. Valencia.
- [12] LI YaPing, Y. S. (2011). Research on PI controller tuning for VSC-HVDC system. *The International Conference on Advanced Power System Automation and Protection*. China.
- [13] Lógica difusa y sistemas de control. (s.f.).
- [14] M., S. K. (s.f.). *Control Mediante Lógica Difusa*.
- [15] M.R.I. Sheikh, R. T. (2010). Stabilization of Wind Farm by PWM Voltage Source Converter and Chopper Controlled SMES. *6th International Conference on Electrical and Computer Engineering*, (págs. 147-160). Bangladesh.
- [16] M.R.I. Sheikh1, N. M. (s.f.). *Stabilization of Wind Generator by PWM-VSC Controlled SMES*.
- [17] Petkova, M. h. (Junio de 2009). *Study of a single-phase bidirectional AC/DC converter with a high power factor*. doi:10.1109/EURCON.2009.5167842
- [18] Seung-Tak Kim, B.-K. K.-H.-W. (2011). *Applicatin of SMES and Grid Compliance to Wind Photovoltaltic Generation System*.
- [19] Tamura, S. M. (2009). *Minimization of fluctuations of output power and terminal voltage of wind generator using STATCOM/SMES*. Obtenido de <https://www.researchgate.net/publication/224601881>
- [20] Tang, X. W. (2006). Analysis and Control VSC-HVDC under Unbalanced AC Conditions. *International Conference on Power System Technology*, (págs. 1-5).
- [21] Tenti, L. M. (1990). Novel Hysteresis Control Method for Current-Controlled Voltage-Source PWM Inverters with Constant Modulation Frequency. *IEEE Transactions on Insustry Applications*, 26(1).



- [22] Tomoki Asao, R. T. (2007). Smoothing Control of Wind Power Generator Output by Superconducting Magnetic Energy Storage System. *Proceeding of International Conference on Electrical Machines and Systems*, 302-307.
- [23] Toshifumi Ise, M. K. (2005). A Hybrid Energy Storage With a SMES and Secondary Battery. *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, 15(2), 1915-1918.
- [24] Xudan Liu, A. L.-v.-G. (2017). Control of VSC-HVDC Connected Offshore Windfarms for Providing Synthetic Inertia. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*. doi:10.1109/JESTPE.2017.2751541
- [25] Zhang, C. W. (2014). *Vector Control of Three-phase Voltage Source PWM Rectifier Based on Fractional-order Controller*. China.