	Grupo Tecnología Electrónica Universidad de SEVILLA	Título: Comparativa convertidores HVDC-VSC
		Autor: Francisco José Rodríguez Ramiro
		Tutor: Juan Manuel Carrasco Solís

12 ESQUEMA DE CONTROL

El esquema de control propuesto en este apartado será el que se implemente en ambas topologías. Ambos controles solo se diferenciarán en la generación de los pulsos del PWM. Para el sistema considerado la generación de pulsos será transparente al control, esta función la implementará un módulo integrado en las propias placas encargadas de enviar los pulsos de disparo a los IGBT's. Por ello, podemos utilizar el mismo control, únicamente será necesario reajustar los valores de los PI para obtener mejores resultados.


En la bibliografía técnica se presentan una gran variedad de posibilidades en lo que se refiere a técnicas de control. De entre las principales características de la técnica que se desarrolla a continuación esta la capacidad de controlar de manera independiente la potencia activa y reactiva, que era el objetivo que perseguíamos.

Como se explicara más adelante, se controlará la potencia activa y reactiva instantánea, del enlace, mediante la transformación de las tensiones y corrientes de fase del convertidor al eje de coordenadas dinámicas “dq0”.

Cada uno de los dos convertidores que conforman el enlace, es controlado de manera independiente. Los posibles objetivos de control en cada convertidor son:

1. Control de la potencia activa y reactiva.
2. Control de la tensión en el DC-Link y la potencia reactiva.
3. Control de la tensión modulada.

En concreto, el modelo desarrollado corresponde al implementado en cargas aisladas, entornos industriales o redes independientes, cuyo objetivo de control corresponde al control de la tensión modulada, asegurando la continuidad y calidad de la energía suministrada.

	Grupo Tecnología Electrónica Universidad de SEVILLA	Título: Comparativa convertidores HVDC-VSC
		Autor: Francisco José Rodríguez Ramiro
		Tutor: Juan Manuel Carrasco Solís

Para ello, el convertidor del lado de la red eléctrica (rectificador) tendrá como objetivo de control el mantener la tensión del DC-Link y el valor de la potencia reactiva consumida al nivel de referencia especificado. Por su parte el convertidor del lado de la red secundaria (inversor) será el encargado de manejar la tensión modulada y asegurar que esta cuente con las características requeridas.

12.1.1 Control del Rectificador

El esquema de control implementado para el rectificador se presenta en la Figura 12.1. Dicho esquema de control se ha generado a partir de la fusión de varios de los artículos que aparecen en la bibliografía (entre otros [24] y [25]). De los posibles objetivos de control, para el rectificador, se ha decidido controlar la tensión en el DC-Link y la potencia reactiva. A continuación se procederá a comentar en detalle el esquema de control propuesto.

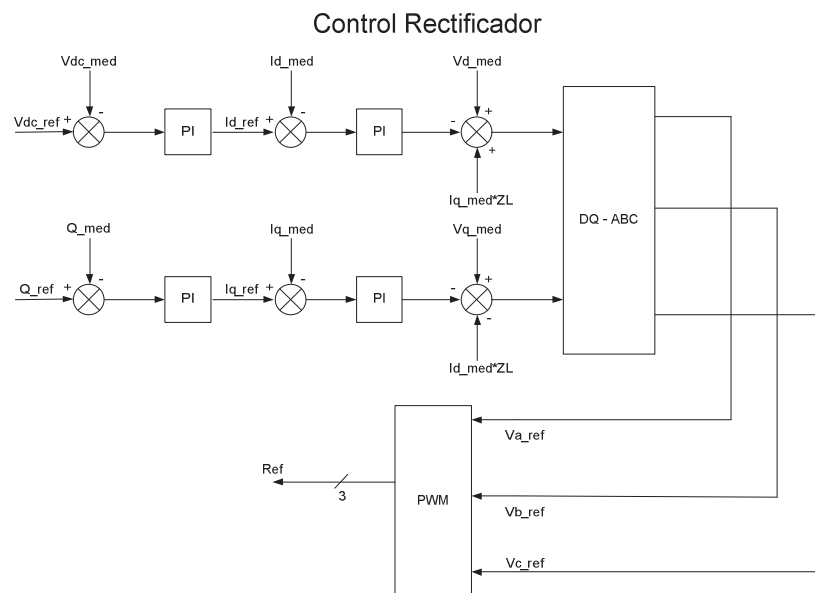



Figura 12.1. Control del rectificador.

El objetivo que se persigue con el control propuesto es independizar la zona de continua (Dc-Link) de la zona de alterna (Red), para ello nos servimos de unas transformaciones

	Grupo Tecnología Electrónica Universidad de SEVILLA	Título: Comparativa convertidores HVDC-VSC
		Autor: Francisco José Rodríguez Ramiro
		Tutor: Juan Manuel Carrasco Solís

matemáticas que reciben el nombre de transformadas de Clarke y Park y que se comentarán en el apartado 12.1.4.

Comenzaremos desgranando el lazo de control que permite controlar la tensión del Dc-Link (Figura 12.2). El primer paso (Sumador 1) es calcular el resultado de restarle a la tensión medida en el Dc-Link (V_{dc_med}) la tensión de referencia que deseamos mantener (V_{dc_ref}). El resultado de la operación anterior se utilizará como señal de error para el PI (1). Para implementar todos los controladores PI se ha utilizado una aproximación trapezoidal, como se comentará en el apartado 12.1.3. La señal que obtenemos a la salida de este PI (1) se interpreta como el error de corriente dc, es decir, la corriente que tenemos que inyectar para mantener la potencia. A esta señal le restamos (Sumador 2) la componente “d” de la corriente medida a la entrada del rectificador, previamente esta corriente se transformado al sistema de coordenadas “dq0”. El error que introducimos en el PI (2) es la corriente necesaria para mantener la tensión en el Dc-Link. Al resultado obtenido del PI (2) se le suma la componente “d” de la tensión medida a la entrada del rectificador, previamente esta corriente se transformado al sistema de coordenadas “dq0”, y un término que se utiliza para estimar la tensión que cae en la inductancia de alisamiento (Sumador 3). La operación anterior nos permite estimar la tensión, componente “d,” a la entrada del rectificador, que se obtiene como resultado de despejar dicho valor del incremento de tensión que se produce en la bobina de acuerdo a [24] . Como resultado de todo este bucle obtenemos la componente “d” de tensión que debemos inyectar y que transformada al sistema de coordenadas “abc” es la señal que utilizaremos como moduladora.

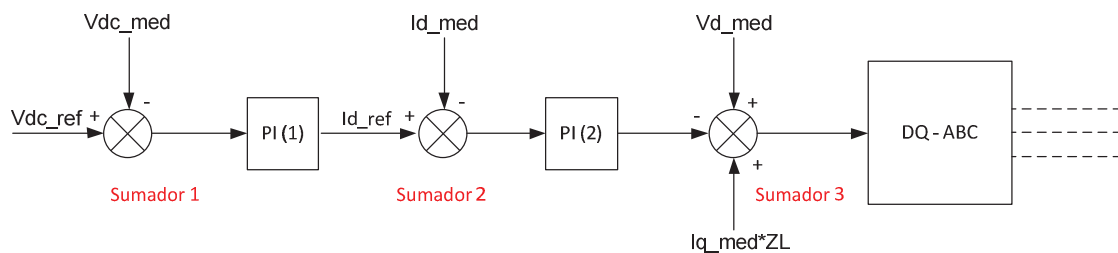



Figura 12.2. Bucle utilizado para controlar la tensión del Dc-link.

	Grupo Tecnología Electrónica Universidad de SEVILLA	Título: Comparativa convertidores HVDC-VSC
		Autor: Francisco José Rodríguez Ramiro
		Tutor: Juan Manuel Carrasco Solís

Con el segundo bucle controlaremos la potencia reactiva. El procedimiento seguido es similar al planteado en el bucle anterior, pero en este caso se han considerado diferentes parámetros de referencia para conseguir la acción de control deseada. Como se observa en la Figura 12.3 en el primer sumador (Sumador 4) se le resta a la potencia reactiva de referencia ($Q_{ref} = 0$ MVA), la potencia reactiva medida en la entrada del rectificador (Q_{med}). El valor obtenido como resultado de esta diferencia se introduce en el PI (3). A la salida de este PI se tendrá la corriente necesaria para que la potencia medida se corresponda con la deseada. En el sumador 5 al valor obtenido como salida del PI (3) le restamos la componente “q” de la corriente medida a la entrada del rectificador, que previamente se habrá convertido del sistema de coordenadas “abc” al “dq0”. Este error en corriente se interpreta como la corriente que hay que inyectar para mantener la potencia reactiva a la referencia deseada. El valor obtenido en el sumador 5 se utilizara como señal de error en el controlador PI (4). Como en el bucle anterior, en el sumador 6 se obtiene la tensión, componente “q,” a la entrada del rectificador, como resultado de despejar dicho valor del incremento de tensión que se produce en la bobina de acuerdo a [24]. Para ello las entradas de este sumador son la salida del PI (4), un término para estimar la caída en la inductancia de alisamiento y por último la componente “q” de la tensión medida a la entrada del rectificador (que anteriormente ha sido transformada al origen de coordenadas “dq0”). La señal que se obtiene es la componente “q” en tensión de la señal moduladora que convertida al sistema de coordenadas “abc” conseguirá que el rectificador inyecte la corriente necesaria en el Dc-Link para que se mantenga la tensión deseada y se inyecte una potencia reactiva nula.

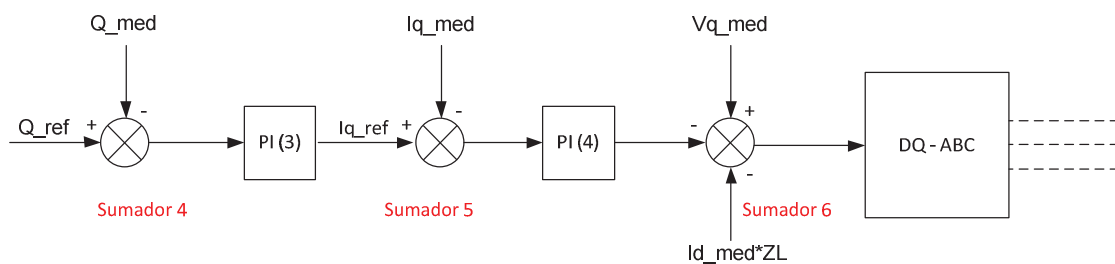



Figura 12.3. Bucle utilizado para controlar la Potencia Reactiva.

	Grupo Tecnología Electrónica Universidad de SEVILLA	Título: Comparativa convertidores HVDC-VSC
		Autor: Francisco José Rodríguez Ramiro
		Tutor: Juan Manuel Carrasco Solís

12.1.2 Control del Inversor

De forma análoga se presenta el control del inversor, por medio del cual se controlan las características de la tensión modulada (Figura 12.4).

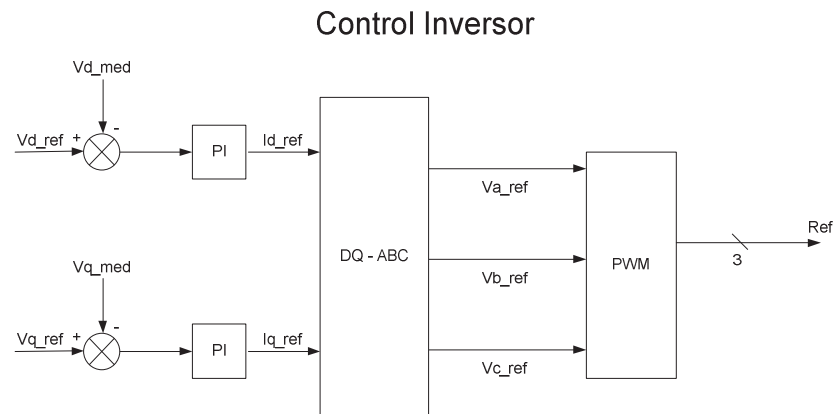



Figura 12.4. Control del inversor.

Se procede de la misma forma que en el aparatado anterior, es decir, se explicara cada lazo por separado. De uno de los lazos se obtendrá la componente “d” y del otro la “q” que una vez se transformen al sistema de coordenadas “abc” nos generara las tres ondas moduladoras, que permitirán obtener una onda de salida a la tensión deseada al mismo tiempo que aseguramos que la potencia inyectada en la red tiende a cero.

Comenzaremos por comentar el bucle utilizado para controlar la componente “d” de la tensión modulada. Como se observa en la Figura 12.5, en el sumador 7 se le resta a V_{d_ref} el valor de V_{d_med} . Donde V_{d_ref} es la componente “d” de la tensión de referencia, es decir, la que queremos inyectar en la red. V_{d_med} será el resultado de cambiar al origen de coordenadas “dq0” la tensión medida a la salida del inversor. Este error se introduce en el PI (5) y se obtiene la componente “d” de la corriente, esta corriente es la que el inversor debe inyectar para obtener la salida deseada. Como en los casos comentados anteriormente, esta corriente se transformará al sistema de coordenadas “abc” y utilizando esta señal como moduladora se obtendrá la acción de control perseguida.

	Grupo Tecnología Electrónica Universidad de SEVILLA	Título: Comparativa convertidores HVDC-VSC
		Autor: Francisco José Rodríguez Ramiro
		Tutor: Juan Manuel Carrasco Solís

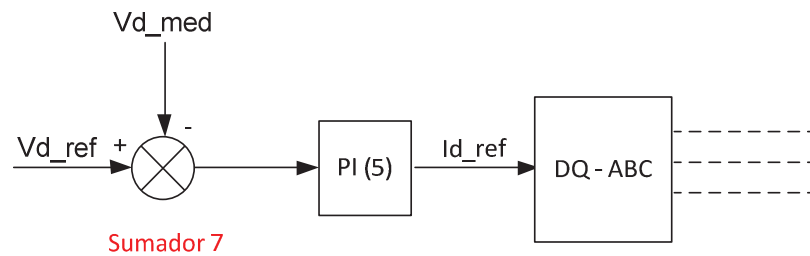


Figura 12.5. Bucle utilizado para controlar la componente “d” de la tensión modulada.

Para este segundo lazo de control, que se encarga de controlar la componente “q” de la onda modulada, se sigue la misma metodología pero para esta componente. Como se observa en la Figura 12.6, en el sumador 8 se resta a V_{q_ref} el valor de V_{q_med} . Donde V_{q_ref} es la componente “q” de la tensión de referencia, es decir, la que queremos inyectar en la red. V_{q_med} será el resultado de cambiar al origen de coordenadas “dq0” la tensión medida a la salida del inversor. Este error lo introduciremos en el PI (6) y obtendremos la componente “q” de la corriente que el inversor debe inyectar para obtener la salida deseada. Como en los casos comentados anteriormente, esta corriente se transformara al sistema de coordenadas “abc” y es utilizada como onda moduladora.

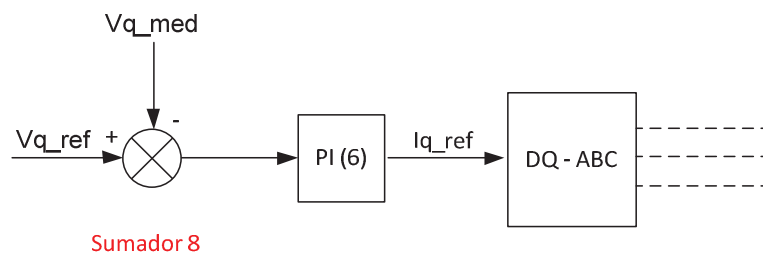



Figura 12.6. Bucle utilizado para controlar la componente “q” de la tensión modulada

12.1.3 Controlador PI.

Se ha implementado un controlador que nos permita obtener el comportamiento deseado del sistema a controlar, manteniendo al mismo tiempo la estabilidad del mismo. En el caso en estudio el controlador utilizado será un controlador PI digital. Existen dos técnicas para implementar un controlador digital, mediante aproximación rectangular o

	Grupo Tecnología Electrónica Universidad de SEVILLA	Título: Comparativa convertidores HVDC-VSC
		Autor: Francisco José Rodríguez Ramiro
		Tutor: Juan Manuel Carrasco Solís

mediante aproximación trapezoidal. En este caso se ha preferido utilizar un controlador trapezoidal, debido a que la acción de control obtenida mediante esta aproximación es prácticamente idéntica a la obtenida con los bloques facilitados por el entorno de simulación (PSCAD). Normalmente esta aproximación se utiliza cuando se requiere una mayor precisión en la conversión discreta. En esta aproximación la integral se determina con la suma de trapezoides.

El área del trapecioide (ver Figura 12.7) lo calcularíamos mediante $\frac{T}{2}[e(n) + e(n - 1)]$.

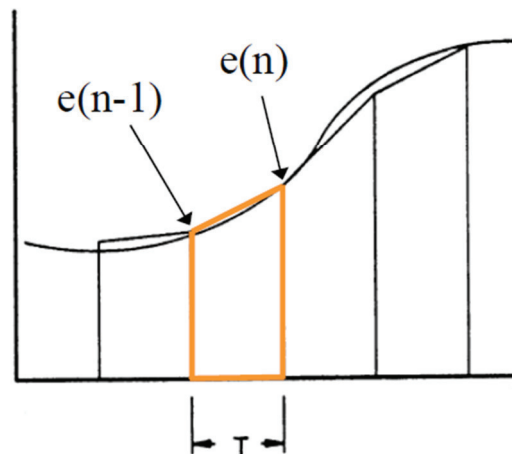


Figura 12.7. Detalle del área considerado en la aproximación trapezoidal.


Por lo que la función de transferencia discreta que se ha implementado es:

$$D(z) = \frac{(2Tk_p + k_iT^2) + (k_iT^2 - k_pT)z^{-1}}{2T(1 - z^{-1})}$$

12.1.4 Transformadas de Clarke y Park

La transformación de las tensiones y corrientes medidas en el convertidor para su implementación en la estrategia de control, está basada en las transformadas de Clarke en ejes estáticos “ $\alpha\beta\gamma$ ” y de Park en ejes dinámicos “dq0”.

Las ecuaciones 1 y 2 presentan la Transformada de Clarke directa e inversa en coordenadas $\alpha\beta\gamma$.

	Grupo Tecnología Electrónica Universidad de SEVILLA	Título: Comparativa convertidores HVDC-VSC
		Autor: Francisco José Rodríguez Ramiro
		Tutor: Juan Manuel Carrasco Solís

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

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

La transformada de Park, ecuación (3), está basada en la proyección de los valores de tensión y corriente de referencia en los ejes $\alpha\beta\gamma$ y transformándolos en un eje dinámico cuyo ángulo de referencia corresponde al ángulo de fase de las tensiones y corrientes de la red.

$$[T_{dq0}] = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 0 \\ -\sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$[T_{\theta}] = [T_{dq0}][T_{\alpha\beta\gamma}] \quad (4)$$


Teniendo así que la matriz de transformación de Clarke estará dada por:

$$[T_{\theta}] = \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (5)$$

Las ecuaciones 6 y 7 expresan las corrientes y tensiones en el sistema de coordenadas dq0.

$$[\vec{V}_{dq0}] = [T_{\theta}][\vec{V}_{abc}] \quad (6)$$

$$[\vec{I}_{dq0}] = [T_{\theta}][\vec{I}_{abc}] \quad (7)$$

	Grupo Tecnología Electrónica Universidad de SEVILLA	Título: Comparativa convertidores HVDC-VSC
		Autor: Francisco José Rodríguez Ramiro
		Tutor: Juan Manuel Carrasco Solís

Las ecuaciones 8 y 9 expresan las corrientes y tensiones, para un sistema trifásico, obtenidas a partir de las corrientes y tensiones en el sistema de coordenadas dq0.

$$[\vec{V}_{abc}] = [T_{\theta}]^T [\vec{V}_{dq0}] \quad (8)$$

$$[\vec{I}_{abc}] = [T_{\theta}]^T [\vec{I}_{dq0}] \quad (9)$$

Estas dos ecuaciones (8 y 9) nos permiten calcular la potencia activa (10) y reactiva instantánea (11).

$$p = V_d * i_d + V_q * i_q \quad (9)$$

$$q = V_q * i_d - V_d * i_q \quad (10)$$

Durante el funcionamiento en estado estable balanceado, la tensión en “dq0” (Vd y Vq) se puede considerar constante, por lo cual se asume Vq igual a cero y Vd igual a la tensión de referencia. Esto permitirá reescribir las ecuaciones (10 y 11) de la siguiente manera.

$$p = V_d * i_d \quad (11)$$


$$q = -V_d * i_q \quad (12)$$

Por lo que es posible controlar de manera independiente la potencia activa y reactiva o la potencia reactiva y la tensión en el DC-link.

12.1.5 Estudio del PLL implementado

Se ha realizado un modelo de PLL, en lenguaje c, basado en [23]. Este PLL devuelve el ángulo de “enganche”, a una frecuencia base dada, a partir de una transformación de “abc” a alfa-beta y una serie de transformaciones matemáticas que se comentarán a continuación.

La ecuación utilizada para la conversión es:

	Grupo Tecnología Electrónica Universidad de SEVILLA	Título: Comparativa convertidores HVDC-VSC
		Autor: Francisco José Rodríguez Ramiro
		Tutor: Juan Manuel Carrasco Solís

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = k \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix}$$

Ecuación 12.1 Transformación de Clark.

Donde k es una constante que puede valer $\sqrt{\frac{2}{3}}$ o $\frac{2}{3}$, si $k = \sqrt{\frac{2}{3}}$ se tendría la misma potencia en abc que en alfa-beta, y si por el contrario, se elige $k = \frac{2}{3}$, se obtendrá la misma tensión en abc que en alfa-beta. Tanto para el rectificador como para el inversor se ha usado tensión invariante ($k = \frac{2}{3}$).

La topología del PLL implementado se denomina qPLL a continuación se muestra una figura en la que se plasma el esquema de control de dicha topología:

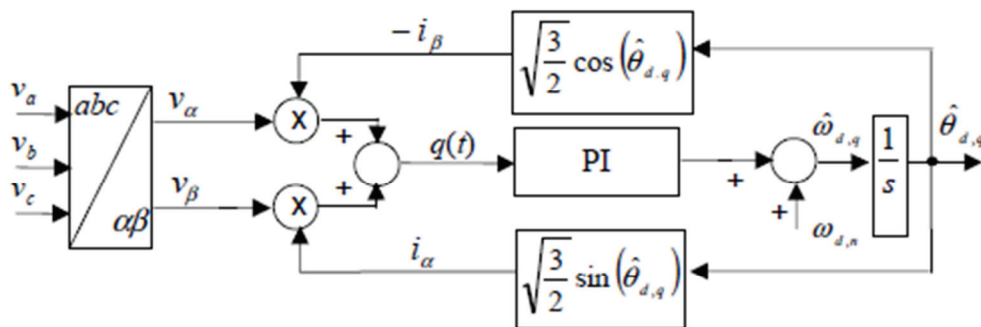



Figura 12.8. Sistema qPLL.

Para validar el PLL propuesto se procedió a realizar una simulación del enlace completo con el control comentado y se han comparado los resultados obtenidos con el PLL que proporciona la herramienta de simulación. A continuación se mostrarán los parámetros eléctricos utilizados en dicha simulaciones y los resultados obtenidos.

	Grupo Tecnología Electrónica Universidad de SEVILLA	Título: Comparativa convertidores HVDC-VSC
		Autor: Francisco José Rodríguez Ramiro
		Tutor: Juan Manuel Carrasco Solís

12.1.5.1 Parámetros Eléctricos a Plena Carga (Topología 3 L)

ALTA 20 kVAC_BAJA 400VAC_PLENA CARGA


ELEMENTO	PARÁMETRO	VALOR	UNIDAD
----------	-----------	-------	--------

Conexión Red AC Uno			
	Tensión RMS	400	V
	Tensión pico	±566.7	V

Transformador Red AC Uno			
	Tensión de línea de primario RMS	400	V
	Tensión de línea de secundario RMS	20	kV
	Potencia	1	MVA
	Frecuencia	50	Hz
	Relación de transformación	400/20.000	V

Bobina Red AC Uno			
	Identificador	Lr	
	Inductancia	8	mH
	Topología (Mono-Trifásico)	Monofásica	
	Frecuencia	50	Hz
	Corriente de pico máxima	240	A
	Corriente máxima RMS	149	A
	Rizado de corriente	440	A
	Frecuencia de rizado	50	Hz

Rectificador			
	Corriente máxima por IGBTs RMS	65	A
	Corriente pico máxima por IGBTs	230	A
	Corriente línea RMS entrada en estado estable	130	A
	Tensión de línea entrada (pulsada)	40.1	kV


	Grupo Tecnología Electrónica Universidad de SEVILLA	Título: Comparativa convertidores HVDC-VSC
		Autor: Francisco José Rodríguez Ramiro
		Tutor: Juan Manuel Carrasco Solís

Condensador DC Enlace			
	Identificador	C	
	Capacidad	400	uF
	Corriente efectiva nominal en estado estable	55	A
	Corriente pico máxima	250	A
	Tensión nominal DC	20	kV
	Tensión máxima	20.8	kV
	Rizado de tensión nominal	8	V
	Frecuencia de rizado (tensión)	140	Hz

Inversor			
	Corriente máxima por IGBTs RMS	60	A
	Corriente pico máxima por IGBTs	290	A
	Corriente línea RMS salida en estado estable	130	A
	Tensión cuadrada salida	40	kV
	Tensión línea RMS salida	20	kV

Bobina Red AC Dos			
	Identificador	Li	
	Inductancia	8	mH
	Topología (Mono-Trifásico)	Monofásica	
	Frecuencia	50	Hz
	Corriente pico máxima	325	A
	Corriente máxima RMS	130	A
	Rizado de corriente	630	A
	Frecuencia de rizado	50	Hz

Condensador Filtro AC (LPF)			
	Identificador	Cf	
	Capacidad	80	uF
	Corriente efectiva nominal en estado estable	35	A
	Corriente máxima	110	A
	Rizado de corriente	160	A


	Grupo Tecnología Electrónica Universidad de SEVILLA	Título: Comparativa convertidores HVDC-VSC
		Autor: Francisco José Rodríguez Ramiro
		Tutor: Juan Manuel Carrasco Solís

	Frecuencia de rizado	50	Hz
	Tensión pico máxima	17	kV

Transformador Red AC Dos			
	Tensión de línea de primario RMS	400	V
	Tensión de línea de secundario RMS	20	kV
	Potencia	0.15	MVA
	Frecuencia	50	Hz
	Relación de transformación	400/20.000	V
	Tensión de línea de primario RMS	400	V

Conexión Plena Carga:			
	Potencia activa	1	MW
	Potencia reactiva	0	MVAR
	Corriente RMS	28.85	A
	Tensión RMS	11.54	kV

Conexión Red AC Uno Plena Carga			
	Potencia activa	1.15	MW
	Potencia reactiva	0.072	MVAR
	Corriente RMS	135	A
	Tensión RMS	20	kV

	Grupo Tecnología Electrónica Universidad de SEVILLA	Título: Comparativa convertidores HVDC-VSC
		Autor: Francisco José Rodríguez Ramiro
		Tutor: Juan Manuel Carrasco Solís

12.1.5.2 Resultados de Simulación a Plena Carga

Rectificador:

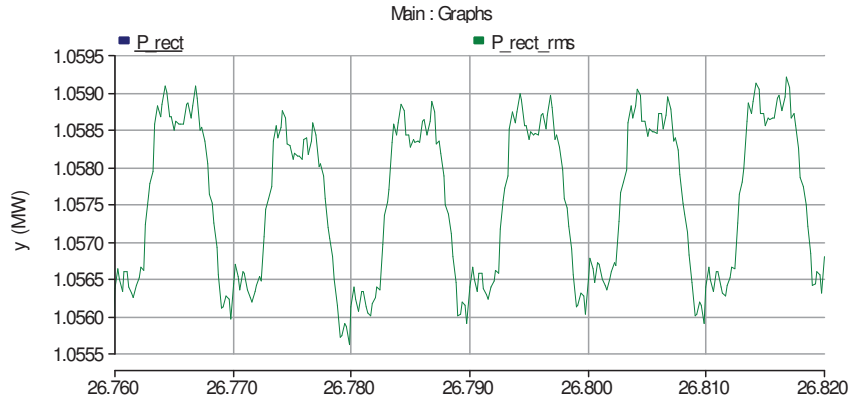


Figura 12.9. Potencia activa rectificador en estado estable.

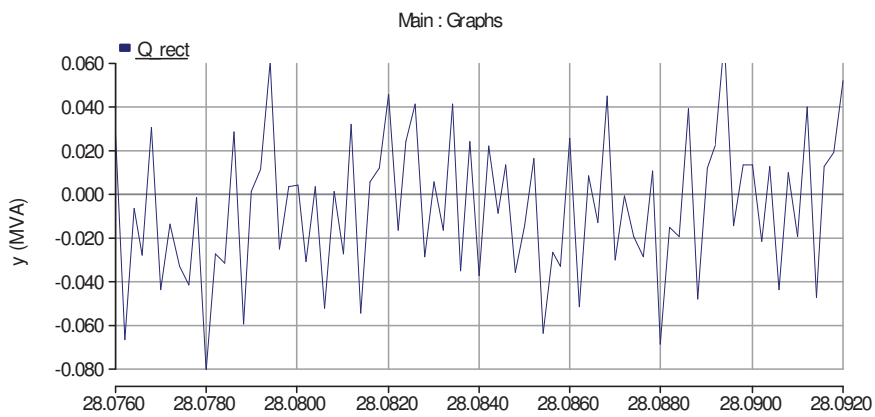


Figura 12.10. Potencia reactiva rectificador en estado estable.

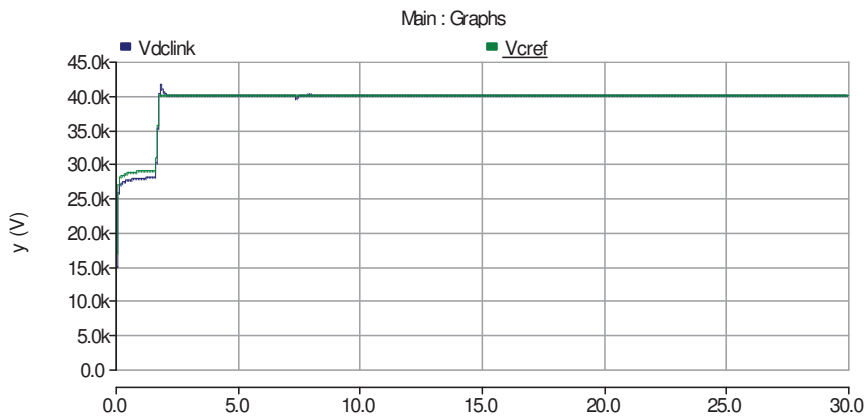


Figura 12.11. Tensión del enlace.

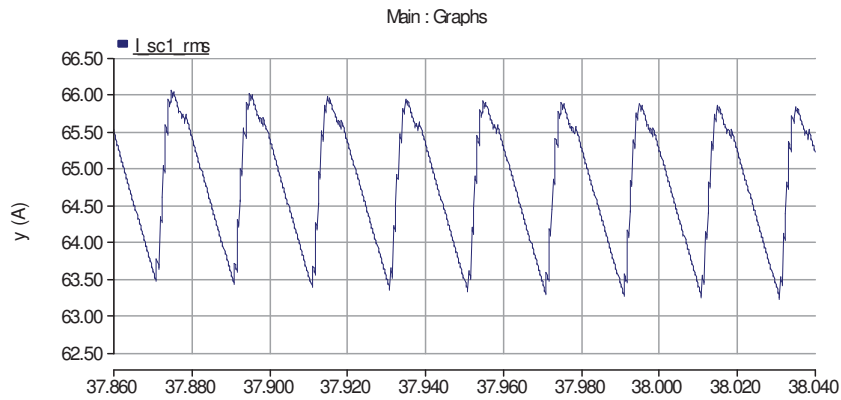


Figura 12.12. Corriente eficaz por IGBT's rectificador en estado estable.

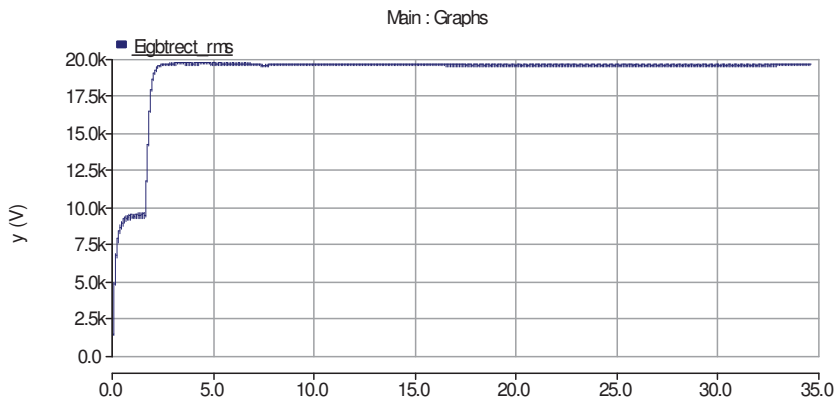


Figura 12.13. Tensión eficaz sobre IGBT's rectificador.

Inversor:

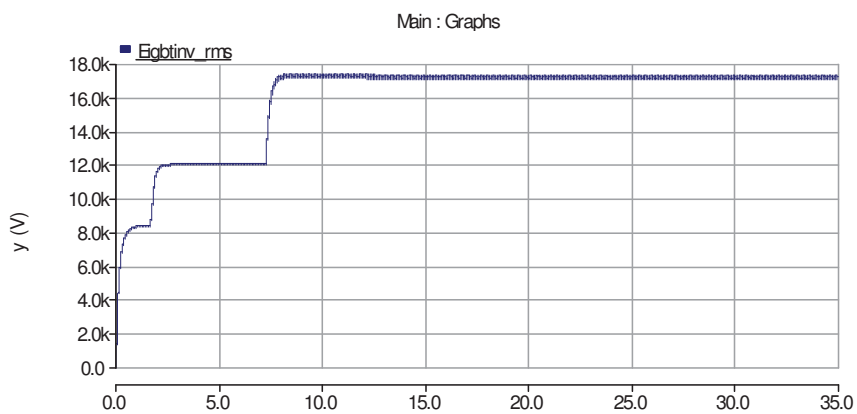


Figura 12.14. Tensión eficaz sobre IGBT's inversor.

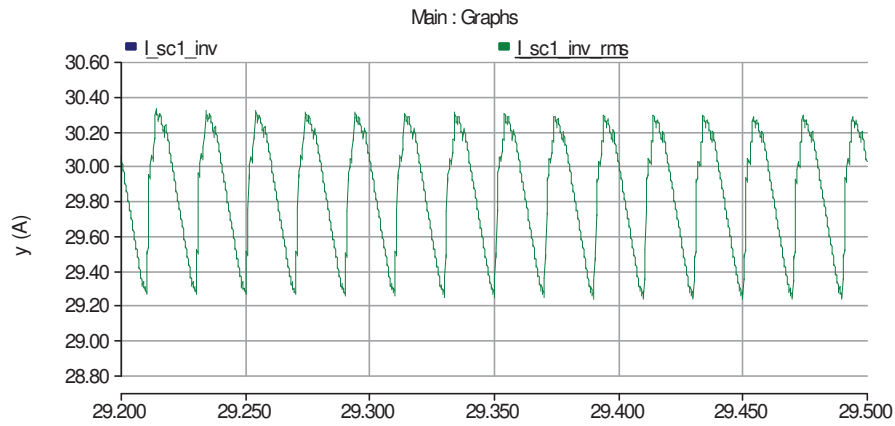


Figura 12.15. Corriente eficaz por IGBT's inversor en estado estable.

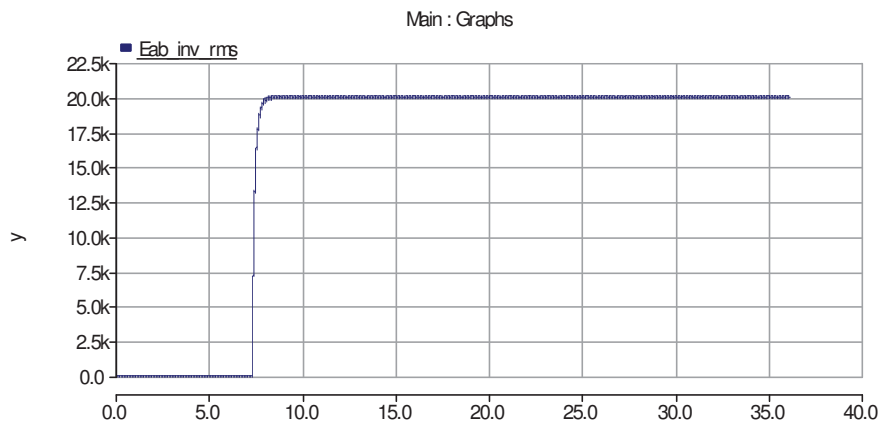


Figura 12.16. Tensión de línea de salida del inversor.

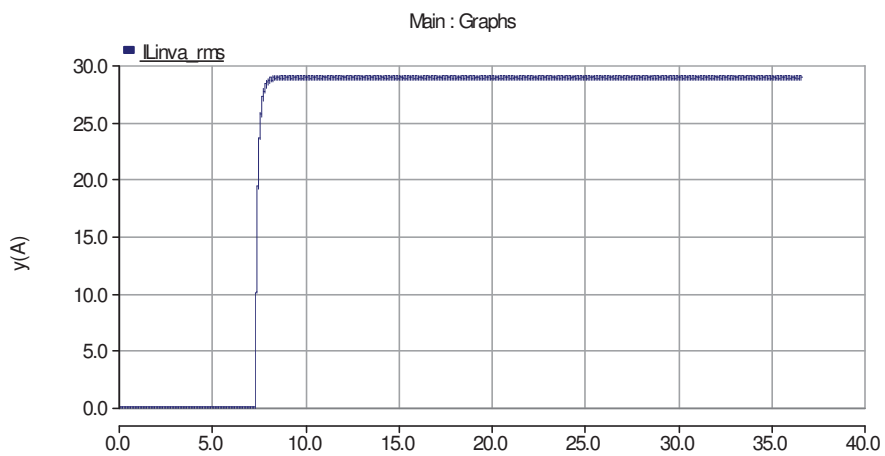


Figura 12.17. Corriente eficaz inductancia de alisamiento inversor en estado estable.

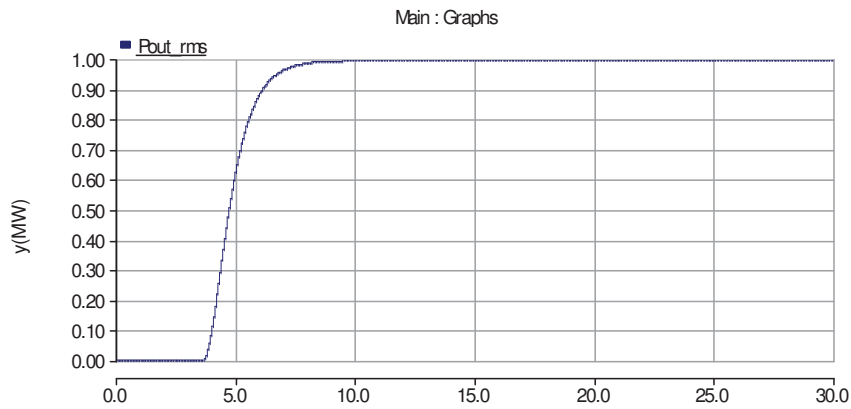


Figura 12.18. Potencia activa de salida del inversor.

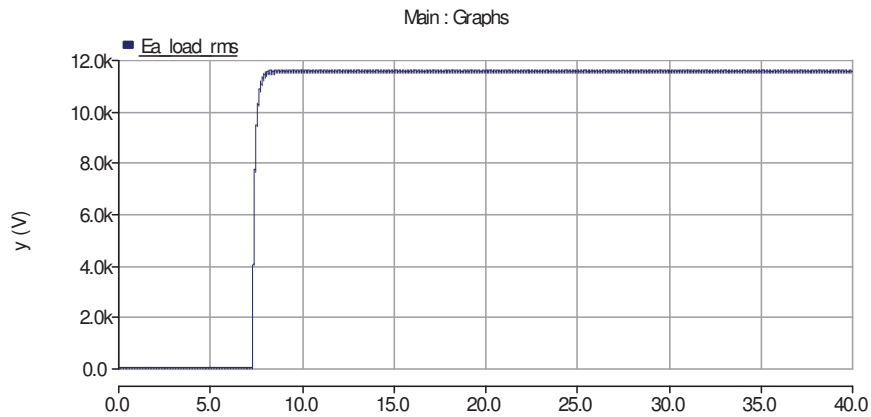


Figura 12.19. Tensión eficaz plena carga.

PLL

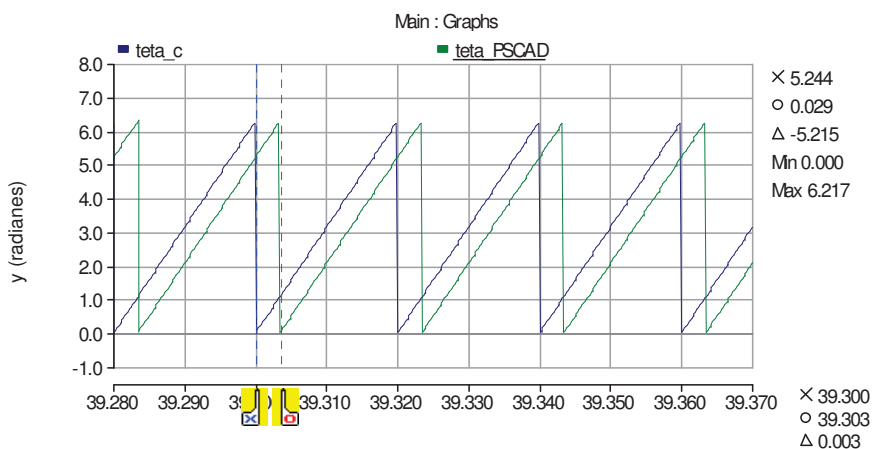



Figura 12.20. Diferencia entre el ángulo obtenido con el PLL en c y el de PSCAD en el rectificador.

	Grupo Tecnología Electrónica Universidad de SEVILLA	Título: Comparativa convertidores HVDC-VSC
		Autor: Francisco José Rodríguez Ramiro
		Tutor: Juan Manuel Carrasco Solís

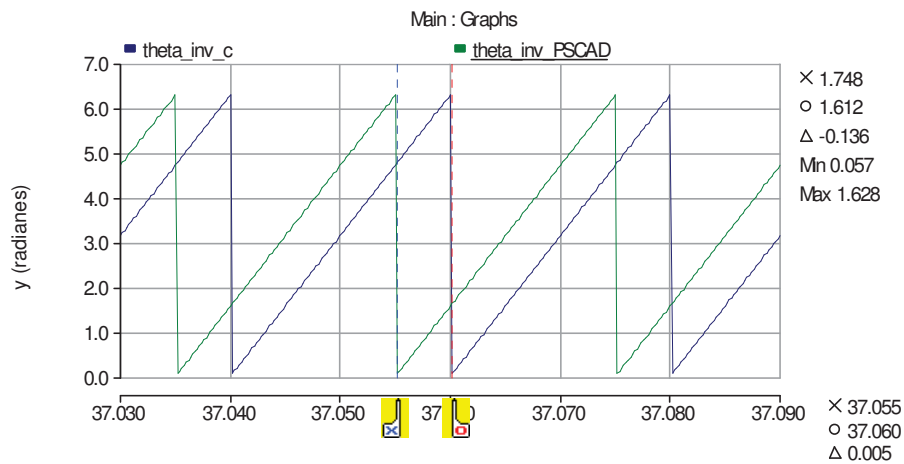


Figura 12.21. Diferencia entre el ángulo obtenido con el PLL en c y el de PSCAD en el inversor.

Como se ve en la Figura 12.21 la diferencia entre el ángulo obtenido con el PLL implementado y el bloque de PSCAD es inferior al 10%.

12.1.5.3 Conclusión

Del estudio realizado se concluye que los resultados obtenidos con el PLL implementado son similares a los obtenidos con el bloque PLL utilizado por PSCAD, por lo que se puede asegurar que al utilizar la topología del PLL considerado se obtendrán siempre buenos resultados.