

7. CONTROL DEL CONVERTIDOR DE ENERGÍA DE LAS OLAS OSCILANTE

Antes de abordar el tópico de control en los convertidores de energía de las olas estudiaremos los estados que definen la transferencia de potencia desde el oleaje hasta la carga final a través de tres etapas.

7.1 Transferencia de Potencia en un Convertidor de Energía de las Olas

Según Price (Price 2009), en un convertidor de energía de las olas la potencia se transfiere desde el oleaje hasta la carga final a través de tres etapas: una primera etapa de potencia interceptada, una segunda etapa de potencia capturada y una tercera etapa de potencia enviada o transmitida como se observa en la figura 7.1.

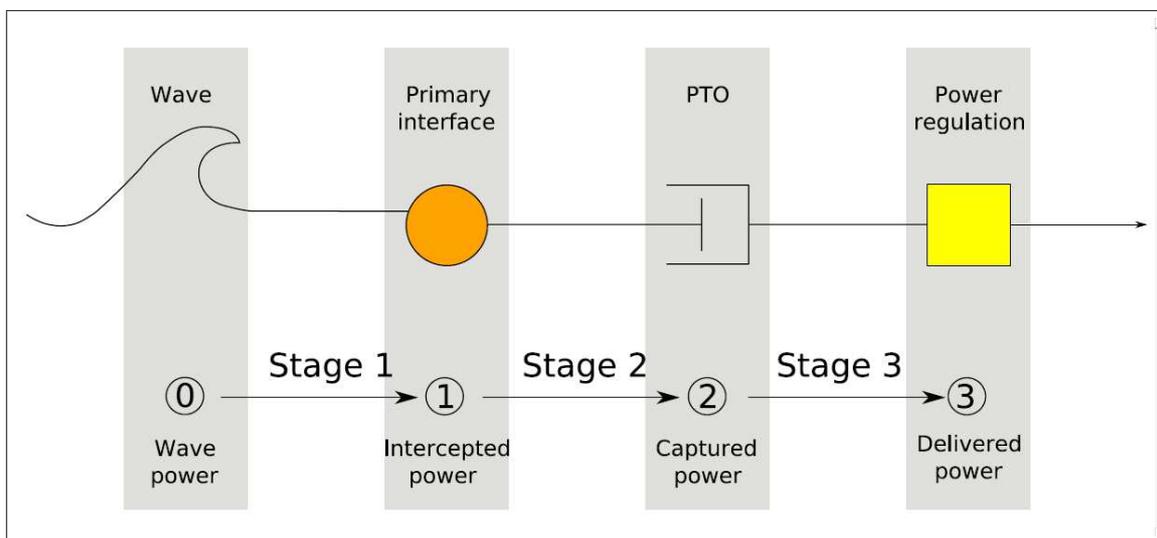


Fig. 7.1: Transferencia de potencia en un convertidor de energía de las olas (Price 2009)

- Primera etapa de potencia interceptada: En esta etapa parte de la potencia que lleva la ola se transfiere a un dispositivo o interfaz primaria. Una sistema boyante, una columna vertical de agua encerrada en una cámara o una columna de agua que oscila sobre una rampa son ejemplos de interfaces primarias.

- Segunda etapa de potencia capturada: En esta etapa se determina que tanto de la potencia interceptada es retenida por el convertidor y que tanto retorna al mar como potencia radiada. Los dispositivos PTO (power take off) capturan una porción de la potencia interceptada. Esta potencia capturada puede ser transferida al próximo estado por medio de electricidad (generador eléctrico) o flujo hidráulico. El segundo estado captura la potencia en oposición al movimiento relativo de la interfaz primaria y el punto de referencia. Para los sistemas boyantes el punto de referencia puede ser flotante, sumergido o anclado al suelo marino.
- Tercera etapa de potencia transmitida: Generalmente la potencia capturada no tiene la forma idónea para su transmisión o consumo por lo que se requiere algún tipo de adaptación o acondicionamiento. La electrónica de potencia puede proveer el enlace entre la energía captura por el generador o PTO y la red eléctrica. Este tipo de dispositivos conforman el tercer estado.

7.2 Clasificación del Control de Acuerdo a la Etapa del Flujo de la Potencia del WEC

El término control puede ser usado para describir la regulación del flujo de potencia en alguno de los tres estados de la cadena de conversión. En esta sección se describe que tipo de control se puede realizar en cada estado (Price 2009).

- Control de la geometría (etapa 1): Este control permite cambiar algún rasgo de la geometría del WEC para alterar los parámetros hidrodinámicos (impedancia de radiación o coeficientes de excitación) durante la operación del dispositivo con el propósito de controlar la cantidad de potencia interceptada. Ejemplos de acciones de control geométrico son: alineación del dispositivo respecto a la dirección de la ola, alteración de la masa del sistema oscilante o de los coeficientes de elasticidad, cambio en la configuración de las unidades que conforman el dispositivo global, cambio en los grados de libertad del movimiento del dispositivo.
- Control de la fuerza del PTO (etapa 2): El control de la fuerza del PTO determina la cantidad de potencia retornada al mar por radiación y la absorbida por el PTO durante la segunda etapa de la cadena de conversión. Por medio de este control se altera la impedancia del PTO con el fin de regular la cantidad de potencia capturada. En algunos

dispositivos se emplea un almacenamiento intermedio de energía en forma de presión (neumático o hidráulico).

- Regulación de la potencia (etapa 3): El control en la tercera etapa permite regular la calidad y la cantidad de energía eléctrica transmitida a la red. El control del nivel de voltaje y del factor de potencia podrían ser aplicados en esta etapa. Es posible considerar un almacenamiento intermedio de energía normalmente ubicado en el condensador de un enlace DC.

En este trabajo el control estudiado es el del tipo control de la fuerza del PTO, es decir, el control del flujo de potencia en la segunda etapa.

7.3 Frecuencia Natural y Frecuencia de Resonancia del WEC Oscilante

Para el planteamiento de las estrategias de control es importante definir los parámetros frecuencia natural y frecuencia de resonancia.

Como se comentó en el capítulo 3 la fuerza de excitación y la velocidad del convertidor están relacionadas en el dominio de la frecuencia mediante la ecuación

$$F_e(\omega) = (Z_{int}(\omega) + Z_{pto}(\omega))V(\omega) \quad (7.1)$$

donde

$$Z_{int}(\omega) = B_r(\omega) + B_p + i \left(\omega(M + M_a(\omega)) - \frac{C_t + C_{hs}}{\omega} \right) \quad (7.2)$$

$$Z_{pto}(\omega) = B_{pto} + i(\omega M_{pto} - \frac{C_{pto}}{\omega}) \quad (7.3)$$

Si asumimos en principio que no existe sistema extractor de potencia PTO la ecuación 7.1 puede escribirse de la siguiente manera:

$$F_e(\omega) = \left(B_r(\omega) + B_p + i \left(\omega(M + M_a(\omega)) - \frac{C_t + C_{hs}}{\omega} \right) \right) V(\omega) \quad (7.4)$$

En los sistemas mecánicos la frecuencia que anula la parte imaginaria de la impedancia mecánica se denomina frecuencia natural. En el contexto de dispositivos inmersos en un oleaje la frecuencia natural es aquella que anula la parte imaginaria de la impedancia intrínseca. Para el sistema mecánico representado en la ecuación 7.4 la frecuencia natural ω_0 es la solución de la ecuación:

$$\omega_0(M + M_a(\omega_0)) - \frac{C_t + C_{hs}}{\omega_0} = 0 \quad (7.5)$$

de esta forma

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{C_t + C_{hs}}{M + M_a}} \quad (7.6)$$

Si se asume una fuerza de excitación de amplitud constante y una variación reducida de la resistencia de radiación con la frecuencia, entonces una ola regular de frecuencia igual a la natural permite que el dispositivo oscilante alcance su máxima velocidad. Adicionalmente la potencia disponible en el dispositivo alcanza su valor máximo con almacenamiento de energía neto por ciclo cero en los fenómenos dinámicos tenso-elásticos e inerciales. El módulo de la velocidad y la velocidad máxima se presentan en las ecuaciones 7.7 y 7.8 asumiendo que la fuerza de excitación es de amplitud constante y que tanto la resistencia de radiación como la masa agregada no dependen de la frecuencia (Falnes 2004).

$$|V(\omega)| = \frac{|F_e|}{\sqrt{(B_r + B_p)^2 + \left(\omega(M + M_a) - \frac{C_t + C_{hs}}{\omega}\right)^2}} \quad (7.7)$$

$$|V_{MAX}| = \frac{|F_e|}{B_r + B_p} \quad (7.8)$$

En la ecuaciones 7.9 y 7.10 se presentan la potencia aparente y máxima del dispositivo oscilante $|S(\omega)| = |F_e|^2 / |Z_{int}(\omega)|$ bajo las mismas premisas de amplitud de fuerza de excitación constante, resistencia de radiación y masa agregada no dependientes de la frecuencia (Falnes 2004).

$$|S(\omega)| = \frac{|F_e|^2}{\sqrt{(B_r + B_p)^2 + \left(\omega(M + M_a) - \frac{C_t + C_{hs}}{\omega}\right)^2}} \quad (7.9)$$

$$|S_{MAX}| = P_{MAX} = \frac{|F_e|^2}{B_r + B_p} \quad (7.10)$$

Si se toma en consideración la existencia de un sistema PTO extractor de potencia, la ecuación de la impedancia total del sistema oscilante será la suma de la impedancia intrínseca y la impedancia del PTO.

$$Z_{total}(\omega) = B_r(\omega) + B_p + i \left(\omega(M + M_a(\omega)) - \frac{C_t + C_{hs}}{\omega} \right) + B_{pto} + i \left(\omega M_{pto} - \frac{C_{pto}}{\omega} \right) \quad (7.11)$$

En analogía con los sistemas eléctricos, la frecuencia de resonancia ω_r es aquella que anula la parte imaginaria de la impedancia neta, es decir, la que satisface la ecuación:

$$\omega_r(M + M_a(\omega_r)) - \frac{C_t + C_{hs}}{\omega_r} + \omega_r M_{pto} - \frac{C_{pto}}{\omega_r} = 0 \quad (7.12)$$

de esta manera la resonancia ocurre para la siguiente frecuencia

$$\omega_r = \sqrt{\frac{C_t + C_{hs} + C_{pto}}{M + M_a(\omega) + M_{pto}}} \quad (7.13)$$

Si se asume una fuerza de excitación de amplitud constante y una variación reducida de la resistencia de radiación con la frecuencia, entonces una ola regular (senoidal pura) de frecuencia igual a la resonante permite que el dispositivo oscile a máxima velocidad.

El módulo de la velocidad y su máximo valor se presentan en las ecuaciones 7.14 y 7.15 asumiendo que la fuerza de excitación es de amplitud constante y que tanto la resistencia de radiación como la masa agregada no dependen de la frecuencia (Falnes 2004).

$$|V(\omega)| = \frac{|F_e|}{\sqrt{(B_r + B_p + B_{pto})^2 + \left(\omega(M + M_a + M_{pto}) - \frac{C_t + C_{hs} + C_{pto}}{\omega}\right)^2}} \quad (7.14)$$

$$|V_{MAX}| = \frac{|F_e|}{B_r + B_p + B_{pto}} \quad (7.15)$$

En la ecuaciones 7.16 y 7.17 se presentan la potencia aparente y máxima del dispositivo oscilante acoplado al PTO $|S(\omega)| = |F_e|^2 / |Z_{total}(\omega)|$ bajo las mismas premisas de amplitud de fuerza de excitación constante, resistencia de radiación y masa agregada no dependientes de la frecuencia (Falnes 2004).

$$|S(\omega)| = \frac{|F_e|^2}{\sqrt{(B_r + B_p + B_{pto})^2 + \left(\omega(M + M_a + M_{pto}) - \frac{C_t + C_{hs} + C_{pto}}{\omega}\right)^2}} \quad (7.16)$$

$$|S_{MAX}| = P_{MAX} = \frac{|F_e|^2}{B_r + B_p + B_{pto}} \quad (7.17)$$

7.4 Factor de Calidad Q del Convertidor de Energía de las Olas Oscilante

En los sistemas oscilantes se pueden dar importantes intercambios de energía entre los elementos con propiedades tenso-elásticas e inerciales. Estos intercambios de energía podrían, según la frecuencia de operación del oscilador, ser considerables respecto a la energía que se consume en la radiación o en el PTO. Una manera de medir esta proporción es a través de un parámetro que en los sistemas eléctricos se conoce como el factor de calidad Q.

El factor de calidad Q de un circuito eléctrico resonante se define como la proporción de potencia reactiva del inductor o capacitor entre la potencia promedio del resistor en la resonancia. El factor de calidad es una medida de cuanta energía se almacena, en una transferencia continua de un elemento reactivo a otro, en comparación con la que se disipa. Entre más bajo es el nivel de disipación para la misma potencia reactiva, mas grande es el factor Q y mas concentrada e intensa es la región de resonancia (Boylestad 1998).

Para un circuito eléctrico R,L,C serie el factor de calidad puede calcularse de la siguiente forma:

$$Q = \frac{\omega_r L}{R} \quad (7.18)$$

Si las frecuencias ω_1 y ω_2 , que definen el ancho de banda $BW = \omega_2 - \omega_1 = R/(2\pi L)$, son aquellas en las cuales la potencia proporcionada es la mitad de la que se proporcionó en resonancia, entonces, el factor de calidad puede expresarse también de la siguiente manera (Boylestad 1998):

$$Q = \frac{\omega_r}{2\pi BW} = \frac{f_r}{BW} \quad (7.19)$$

Para el sistema oscilante el factor de calidad Q puede ser una medida de cuanta energía se intercambia en un ciclo, entre elementos tenso-elásticos e inerciales, respecto a la disipada en radiación y utilizada en el PTO. Para el sistema oscilante este factor puede definirse de la siguiente forma:

$$Q = \frac{\omega_r (M + M_a + M_{pto})}{B_r + B_p + B_{pto}} = \frac{f_r}{BW} \quad (7.20)$$

donde el ancho de banda es $BW = (B_r + B_p + B_{pto}) / (2\pi (M + M_a + M_{pto}))$. Al igual que para el caso eléctrico, mientras más bajo es el nivel de potencia consumida en radiación y en el PTO para la misma potencia reactiva, mas grande es el factor Q y mas concentrada e intensa es la región de resonancia.

En la figura 7.2 se presentan tres gráficas de la potencia aparente del dispositivo para distintos valores de masa total $M_{total} = M + M_a + M_{pto}$. Para el ejemplo $B_r + B_p + B_{pto} = 5000 \text{ kg/s}$, $C_t + C_{hs} + C_{pto} = 5000 \text{ kg/s}^2$ y el módulo de la fuerza de excitación es 5000 N.

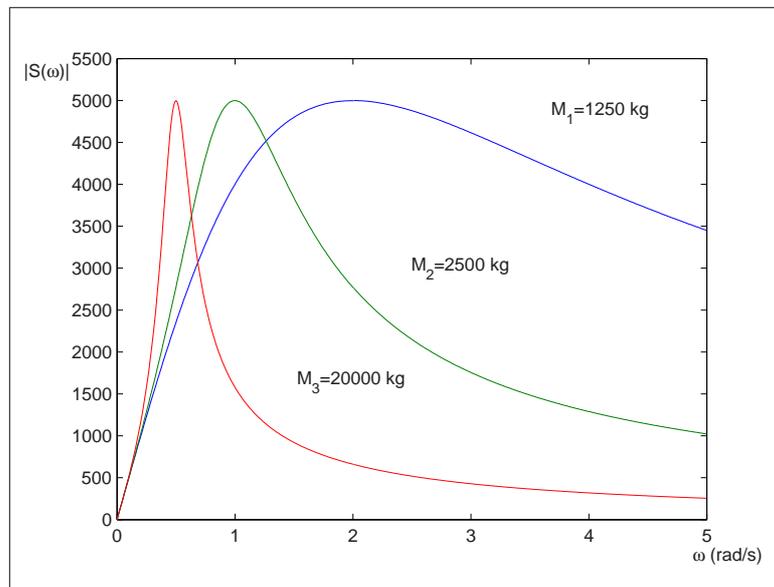


Fig. 7.2: Potencia Aparente en función de la frecuencia para varios valores de M_{total}

En la tabla 7.1 se presentan los valores de frecuencia de resonancia W_r , ancho de banda BW y factor de calidad Q para el ejemplo de la figura 7.2.

Tab. 7.1: Valores de frecuencia de resonancia W_r , ancho de banda BW y factor de calidad Q para distintos valores de masa total M_{total}

M_{total} (kg)	W_r (rad/s)	f_r (Hz)	BW (rad/s)	BW (Hz)	Q
1250	2.0	0.3183	4.0	0.6366	0.5
5000	1.0	0.1592	1.0	0.1592	1.0
20000	0.5	0.0796	0.25	0.0398	2.0

7.5 Factor de Calidad Q del sistema extractor de potencia

En los circuitos eléctricos, el factor de calidad Q de un elemento inductivo o capacitivo es una medida de que tan cerca esta el elemento del ideal. En este sentido se define como el cociente entre la impedancia y la resistencia interna del elemento (Boylestad 1998). Para una bobina de valor L y resistencia interna R_l el factor de calidad se define como

$$Q = \frac{\omega L}{R_l} \quad (7.21)$$

y para un condensador de valor C y resistencia interna R_c se define como

$$Q = \frac{1}{\omega R_c C} \quad (7.22)$$

Si se asume en el modelo del sistema extractor de potencia de la ecuación 3.3 que la constante $M_{pto} = 0$, entonces, en el modelo dinámico del sistema el PTO tendrá un comportamiento tenso-elástico o *capacitivo* con factor de calidad:

$$Q = \frac{C_{pto}}{\omega B_{pto}} \quad (7.23)$$

7.6 Máxima Transferencia de Potencia Entre el Convertidor y el PTO

En un circuito eléctrico la máxima transferencia de potencia entre la fuente y la carga ocurre cuando la impedancia de la carga es el complejo conjugado de la impedancia de la fuente. Si trasladamos el teorema citado a la dinámica del convertidor de energía de las olas, entonces, la condición para que ocurra la máxima transferencia de potencia entre el oleaje y el PTO es que la impedancia del PTO sea el complejo conjugado de la impedancia intrínseca del sistema oscilante, es decir, $Z_{pto}(\omega) = Z_{int}^*(\omega)$.

Para la condición comentada anteriormente el sistema extractor de potencia debe satisfacer las siguientes ecuaciones:

$$\omega M_{pto} - \frac{C_{pto}}{\omega} = -\omega(M + M_a(\omega)) + \frac{C_t + C_{hs}}{\omega} \quad (7.24)$$

$$B_{pto} = B_r(\omega) + B_p \quad (7.25)$$

Por tanto

$$Z_{total}(\omega) = 2(B_r(\omega) + B_p) \quad (7.26)$$

En general, las estrategias de control planteadas en el presente trabajo se basan en el ajuste de los valores B_{pto} , M_{pto} y C_{pto} para satisfacer total o parcialmente las condiciones de máxima transferencia de potencia hacia el sistema extractor de potencia descritas en las ecuaciones 7.24 y 7.25.

7.7 Control del Flujo de Potencia Hacia el PTO: Control Reactivo

Como se comentó en la sección 7.2, en este trabajo el control estudiado es el del tipo control de la fuerza del PTO, es decir, el control del flujo de potencia en el segundo estado (VanderMeulen 2007). Para implementarlo se modificará la fuerza del generador cambiando la impedancia del PTO $Z_{pto}(\omega) = B_{pto} + i(\omega M_{pto} - \frac{C_{pto}}{\omega})$. La modificación de los parámetros B_{pto} , M_{pto} y C_{pto} se realizará mediante dispositivos de electrónica de potencia conectados a la salida del generador.

Como se expuso en la sección 3.2 y 6.1.2 la fuerza que ejerce el PTO sobre el convertidor puede modelarse de manera general mediante el sistema de segundo orden dado en la ecuación 7.27 y para el caso particular del generador lineal la fuerza puede expresarse mediante la transformación de Park mostrada en la ecuación 7.28 :

$$f_{PTO}(t) = -M_{pto}\ddot{x}(t) - B_{pto}\dot{x}(t) - C_{pto}x(t). \quad (7.27)$$

$$f_{PTO}(t) = \frac{3\pi \cdot \Phi_{fd} \cdot i_{qs}(t)}{\lambda}. \quad (7.28)$$

Si se desea imponer el modelo de segundo grado de la ecuación 7.27 para la fuerza del PTO con valores B_{pto} , M_{pto} y C_{pto} particulares, debe garantizarse que la corriente i_{qs} del generador lineal obedezca la siguiente formulación (VanderMeulen 2007):

$$i_{qs}(t) = \frac{\lambda(-M_{pto}\ddot{x}(t) - B_{pto}\dot{x}(t) - C_{pto}x(t))}{3\pi \cdot \Phi_{fd}}. \quad (7.29)$$

Las pérdidas de potencia pueden ser reducidas igualando a cero la componente directa de la corriente i_{sd} producida por el generador, es decir:

$$i_{ds}(t) = 0. \quad (7.30)$$

Las ecuaciones 7.29 y 7.30 representan de forma general las consignas del sistema de control estudiado y se conoce con el nombre de control reactivo.

7.8 Control del Flujo de Potencia en la Etapa Dos Mediante Electrónica de Potencia

El sistema a usar en el control del flujo de potencia en la etapa dos se basa en la regulación de las corrientes del estator del generador lineal en el dominio de la transformación de Park mediante la conexión del generador a un puente rectificador/inversor trifásico a base de dispositivos IGBTs controlado por un modulador de ancho de pulso PWM.

7.8.1 Modelado del sistema de control proporcional integral con compensación

El esquemático del dispositivo WEC con el sistema de control asociado se presenta en la figura 7.3. En la figura 7.4 se puede observar el detalle del sistema de control modelado. Como se comentó en las secciones las consignas de control serán las corrientes $i_{q_{ref}}$ e $i_{d_{ref}}$ tal que se satisfagan las ecuaciones 7.27 y 7.28 de la fuerza del generador.

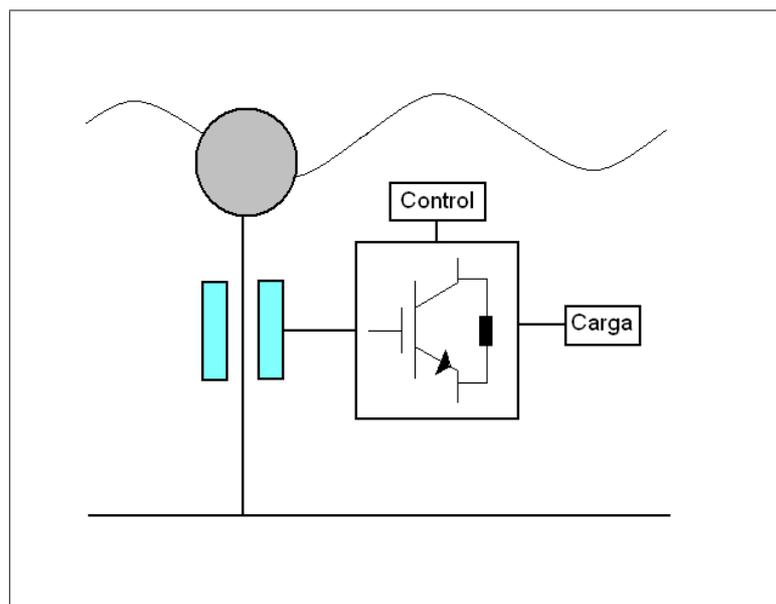


Fig. 7.3: Esquemático del WEC y del Sistema de Control

Las corrientes por las tres fases del estator del generador lineal se miden y convierten al sistema de referencia $dq0$ de la transformación de Park. Con las corrientes de referencia i_{qref} e i_{dref} y las mediciones i_{qs} e i_{ds} se ajustan, mediante un controlador PI (proporcional integral) $C(s)=k_p + k_i/s$, las consignas de control de tensión $\theta_{dq0}(t)$ del modulador de ancho de pulso. Después, se convierten las señales $\theta_{dq0}(t)$ al sistema de referencia trifásico original $\theta_{abc}(t)$ para realizar, siguiendo estas referencias de tensión y mediante el PWM, el control de la tensión a la salida del generador lineal a través de la conmutación de los IGBTs del puente rectificador/inversor.

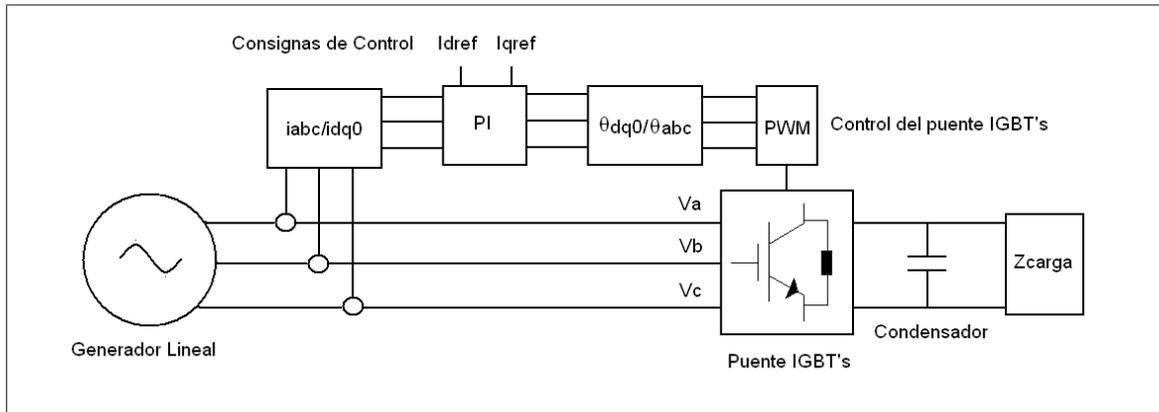


Fig. 7.4: Esquemático del control de la etapa 2 mediante electrónica de potencia

Para la sintonización de las constantes k_p y k_i del control PI se recurrirá a las ecuaciones 6.18 y 6.19 de la sección 6.1.2 replanteadas de la siguiente manera (VanderMeulen 2007), (Chinchilla, Arnaltes, and Burgos 2006):

$$\frac{I_{sq}(s)}{\Delta V_{sq}(s)} = \frac{1}{R_s + sL_s} \quad (7.31)$$

$$\frac{I_{sd}(s)}{\Delta V_{sd}(s)} = \frac{1}{R_s + sL_s} \quad (7.32)$$

Las ecuaciones 7.31 y 7.32 representan la transformada de Laplace de la relación entre las corrientes y las caídas de tensión en la resistencia e inductancia estática en el dominio $dq0$ de la transformación de Park. En estas ecuaciones las caídas de tensión referidas son:

$$\Delta V_{sq}(s) = \text{Laplace}\{v_{sq}(t) - \omega_e(t)(L_s i_{sd}(t) + \Phi_{fd})\} \quad (7.33)$$

$$\Delta V_{sd}(s) = \text{Laplace}\{v_{sd}(t) + \omega_e(t)L_s i_{sq}(t)\} \quad (7.34)$$

En las ecuaciones 7.31 y 7.32 se observa que podría ejercerse control sobre la corriente i_{qs} cambiando la tensión Δv_{sq} y sobre i_{ds} cambiando la tensión Δv_{dq} de manera independiente o

desacoplada. Para esto se planteará para ambos casos el sistema de control proporcional integral mostrado en la figura 7.5

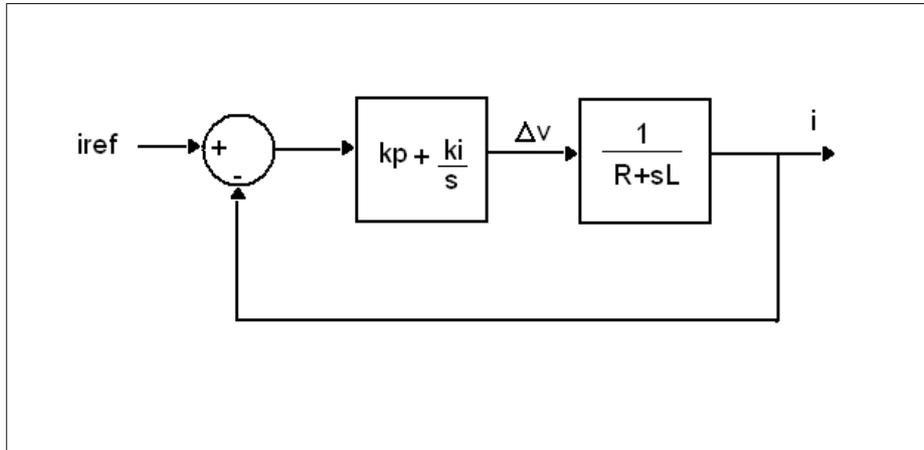


Fig. 7.5: Control proporcional-integral de las corrientes i_{dq0} mediante Δv_{dq0}

La función de transferencia del sistema de la figura tomando como entrada la corriente de referencia y como salida la caída de tensión en el arrollado estático 7.5 se presenta en la ecuación 7.35.

$$\frac{\Delta V(s)}{I_{ref}(s)} = \frac{(Ls + R)(k_p s + k_i)}{Ls^2 + (R + k_p)s + k_i} \quad (7.35)$$

El sistema de la ecuación 7.35 será estable siempre que las constantes k_p y k_i sean positivas. Para garantizar un alto factor de amortiguamiento, es decir, una rápida respuesta del sistema deben satisfacerse las siguientes condiciones (Kuo 1996):

- Sistema sobreamortiguado:

$$k_p \gg 0 \quad y \quad 0 < k_i < \frac{(R + k_p)^2}{4L} \quad (7.36)$$

- Sistema críticamente amortiguado:

$$k_p \gg 0 \quad y \quad k_i = \frac{(R + k_p)^2}{4L} \quad (7.37)$$

- Sistema subamortiguado:

$$k_p \gg 0 \quad y \quad k_i > \frac{(R + k_p)^2}{4L} \quad (7.38)$$

Una vez establecidas las constantes k_p y k_i para las componentes d y q , a la salida del control debe realizarse la compensación para convertir $\Delta v_{dq0}(t)$ en la señal de consigna hacia el PWM

$\phi_{dq0}(t)$, es decir:

$$v_{sq}(t) = \Delta v_{sq}(t) + \omega_e(t)(L_s i_{sd}(t) + \Phi_{fd}) \quad (7.39)$$

$$v_{sd}(t) = \Delta v_{sd}(t) - \omega_e(t)L_s i_{sq}(t) \quad (7.40)$$

$$\theta_{sq}(t) = k_q v_{sq}(t) \quad (7.41)$$

$$\theta_{sd}(t) = k_d v_{sd}(t) \quad (7.42)$$

$$k_q = 2\sqrt{2}/v_{dc} \quad (7.43)$$

$$k_d = 2\sqrt{2}/v_{dc} \quad (7.44)$$

donde las constantes k_d y k_q son los coeficientes que escalan las señales de tensión $v_{dq0}(t)$ a las señales de consigna $\phi_{dq0}(t)$ del PWM.

Los detalles del sistema de control para cada una de las componentes d y q se presentan en las figuras 7.6 y 7.7.

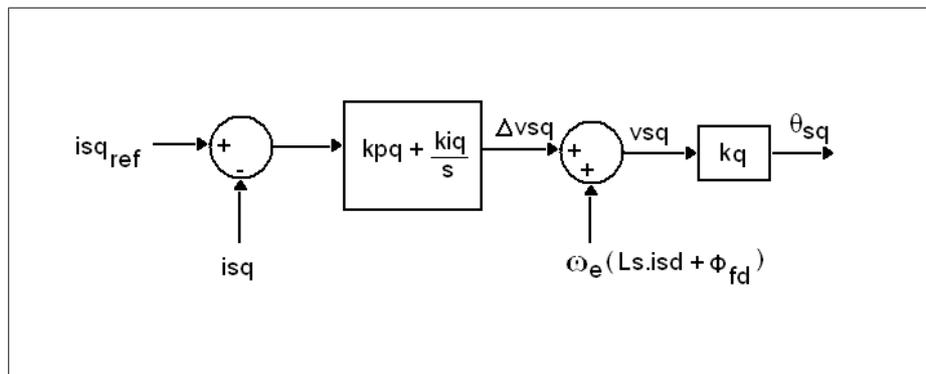


Fig. 7.6: Control proporcional-integral de la corriente i_{sq}

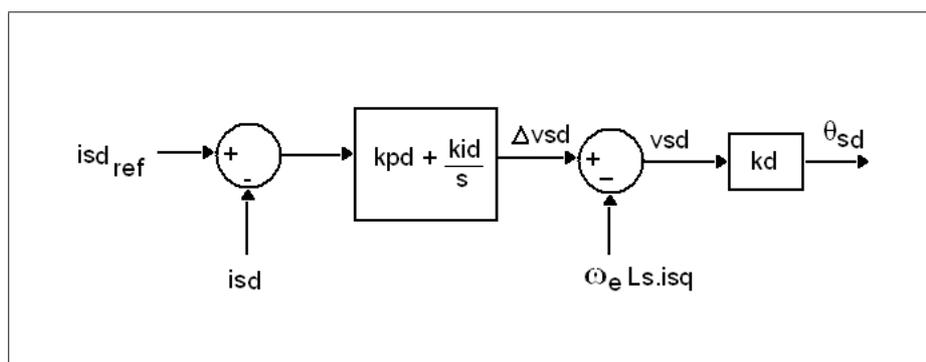


Fig. 7.7: Control proporcional-integral de la corriente i_{sd}

7.8.2 Modelado del puente rectificador/inversor IGBT

El modelado del puente rectificador/inversor IGBT se realizó en base al trabajo de Giroux (Giroux, Sybille, and Le-Huy 2001). El modelo del puente es el modelo promediado mostrado

en la figura 7.8.

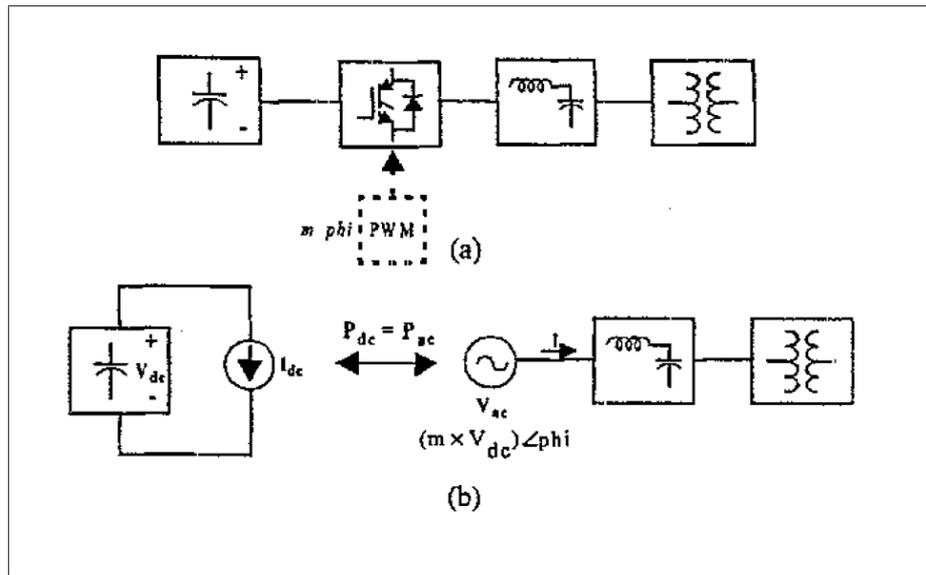


Fig. 7.8: Modelo promediado del STATCOM usado en el trabajo de Giroux. a) Modelo detallado. b) Modelo promediado

(Giroux, Sybille, and Le-Huy 2001)

El modelo promediado fue construido basado en el principio de conservación de la energía. Como se muestra en la figura 7.8, la potencia instantánea debe ser la misma sobre el lado AC y DC del inversor.

$$v_{dc}i_{dc} = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c \quad (7.45)$$

En el modelo promediado, la corriente en el lado DC puede ser calculada con la potencia instantánea AC y el voltaje DC.

$$i_{dc} = \frac{v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c}{v_{dc}} \quad (7.46)$$

En el modelo a ser implementado en este trabajo la tensión AC y DC están relacionadas mediante la expresión:

$$v_{abc}(t) = v_{dc} \cdot \theta_{abc}(t) \quad (7.47)$$