

Capítulo 5

Controlador Multivariable para el Convertidor CC/CA de Tres Niveles

Resumen – El controlador propuesto en este capítulo, para el convertidor NPC, constituye la principal aportación de esta tesis. El regulador presentado se basa en la ley de control lineal multivariable LQR (Linear Quadratic Regulator), que puede ser complementada con la técnica de control adaptativo denominada programación de ganancia (Gain Scheduling). El regulador propuesto asume el control completo del convertidor, incluido el equilibrado del bus de continua, al margen de la estrategia de conmutación empleada. Este enfoque es diferente al convencional, donde el bus de continua se equilibra mediante la estrategia de conmutación.

La técnica de control lineal multivariable LQR, como las técnicas de control lineal de estado, ofrece una ley de control simple ($u = -K \cdot x$), muy robusta, tanto en tiempo continuo o en tiempo discreto, lo que permite su implementación en sistemas de control digital. La programación de ganancia se emplea, en aquellos casos que se considera necesario, para aplicar diferentes controladores LQR a la planta.

Se ha elaborado una metodología para el diseño del controlador, que oriente al diseñador en los pasos a seguir para obtener un regulador apropiado. La aplicación detallada de la metodología propuesta permite diseñar el control de la tensión de salida en el convertidor NPC con filtro LC pasabajos y carga resistiva.

Se han diseñado otros controles que permiten ilustrar la efectividad del controlador propuesto: control de corriente para evitar sobreintensidades en el control en modo tensión, control con carga no lineal, control para conexión a red del convertidor.

Finalmente, se muestran las ideas clave de la acción del controlador para mantener equilibrado el bus de continua.

5.1. Propuestas de control para el convertidor NPC

El sistema a controlar está constituido por el conjunto formado por el convertidor NPC y los filtros y cargas de los lados de CC y CA. En el Capítulo 3 se han mostrado algunas de las diferentes configuraciones que puede presentar el sistema a controlar y se ha detallado el modelo para cada configuración.

5.1.1. Controladores descritos en la literatura

Con objeto de evitar redundancia, es necesario remitirse al Capítulo 2 para encontrar una descripción de los modelos y controladores del convertidor CC/CA de tres niveles que se hallan documentados en la literatura.

Los modelos de gran señal descritos en la literatura son, en general, multivariables y no lineales, no incorporan la dinámica del desequilibrio del punto medio del bus de continua y no contienen una información completa sobre el sistema.

Un simple repaso a la literatura publicada permite observar que, en general, los controladores lineales son preferidos frente a los no lineales y que el equilibrado de las capacidades del bus de continua es asumido por la estrategia de conmutación.

5.1.2. Controlador propuesto

En el Capítulo 2 se ha visto que la elección y diseño del control puede estar condicionado por el modelo del sistema. En función del modelado realizado, el modelo puede incorporar mayor o menor información del sistema. En cualquier caso, la relación entre modelo y controlador no es rígida, un mismo modelo puede servir para plantear diferentes tipos de controladores.

Los modelos desarrollados en esta tesis, ver Capítulo 3, describen detalladamente el convertidor. Las suposiciones realizadas para su desarrollo son poco restrictivas y, además, el empleo de las funciones de conmutación de fase en el proceso de modelado proporciona información sobre el desequilibrio del bus de continua y sobre el neutro de la carga. Por estas razones, estos modelos contienen, comparativamente, mayor información que los descritos en la literatura.

La estructura de los modelos presentados en esta tesis es multivariable, al estar configurados por múltiples entradas y salidas (*Multiple Input-Multiple Output* –MIMO–). Además, los

modelos de gran señal son no lineales, puesto que las variables de control están dentro de la matriz de estado. Por tanto, el sistema a controlar es multivariable y no lineal.

Atendiendo a los modelos desarrollados en el Capítulo 3 y la figura 4.1, el diseño del controlador se reduce al esquema de la figura 5.1. El controlador se calcula en coordenadas de Park o D-Q, que presentan valores constantes en régimen permanente si las variables trifásicas son senoidales y no contienen armónicos. Abordando el control del sistema bajo esta perspectiva, el controlador regula todas las variables del sistema, incluidas las tensiones de las capacidades del bus de continua y, en consecuencia, su equilibrio. Por tanto, no es necesario que la estrategia de conmutación asuma el equilibrado del bus de continua, tal como se ha descrito extensamente en el Capítulo 4.

Para la realización del bloque "controlador" de la figura 5.1, puede emplearse un controlador lineal multivariable con realimentación de estado. Dentro de este tipo de controladores, en esta tesis se propone el denominado control óptimo cuadrático (*Linear Quadratic Regulator* –LQR–). Por esta razón, en la mayoría de ocasiones en que se habla del controlador LQR, en el presente documento, el comentario es válido para cualquier controlador lineal de estado. La elección de este tipo de control responde a que es una ley de control multivariable, muy robusta, de aplicación simple y cálculo sencillo mediante MatLab. Al ser un controlador lineal, su cálculo se efectúa sobre el modelo multivariable, previamente linealizado empleando perturbación y linealización.

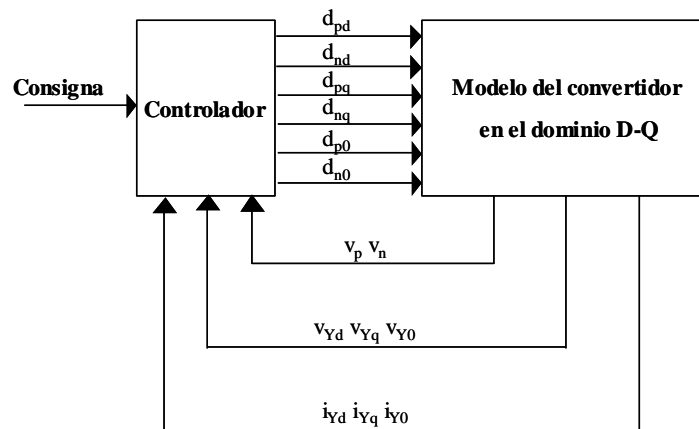


Figura 5.1. Esquema simple para el cálculo del controlador en el dominio D-Q.

Como complemento al controlador LQR, se ha aplicado adicionalmente, en algunos casos, la técnica de control por programación de ganancia (*Gain Scheduling*). Con ello, se pretende realizar un control adaptativo tal que se aplique a la planta el controlador LQR precalculado más apropiado en cada instante. La programación de la ganancia puede efectuarse en función de diferentes factores: punto de trabajo del convertidor, cambio de parámetros o de carga en la planta, cambio de la tensión del bus de continua, cambio de las variables a controlar, etc.

Ya se ha comentado que, con el enfoque realizado en esta tesis, el controlador asume el control completo del convertidor, incluido el equilibrado del bus de continua, independientemente de la estrategia de conmutación utilizada. No obstante, el controlador propuesto es igualmente aplicable en aquellos casos en que la estrategia de conmutación, por ejemplo SVM, sea la encargada de mantener el equilibrio del bus de continua.

A continuación se describen los fundamentos del control LQR y de la programación de ganancia (*Gain Scheduling*), respectivamente. En lugar de separarlos en dos apéndices, se ha preferido incorporarlos dentro del presente capítulo para conseguir una mayor continuidad en la lectura y comprensión del control.

5.2. Fundamentos del control LQR (*Linear Quadratic Regulator*)

5.2.1. Formulación general del control LQR

Para el modelo del sistema expresado en el espacio de estado (5.1), la técnica LQR calcula la matriz de control $[K(t)]$ tal que, realizando un control con realimentación de estado expresada mediante la ecuación $[u] = -[K(t)] \cdot [x]$, ver figura 5.2, se minimiza la función de coste J de (5.2) en el intervalo de tiempo considerado (intervalo de optimización) [134].

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}[x] &= [A] \cdot [x] + [B] \cdot [u] \\ [y] &= [C] \cdot [x] + [D] \cdot [u] \end{aligned} \quad (5.1)$$

$$J = \int_0^T \left([x]^T \cdot [Q] \cdot [x] + [u]^T \cdot [R] \cdot [u] \right) \cdot dt + [x(T)]^T \cdot [M] \cdot [x(T)] \quad (5.2)$$

Los términos que componen la función de coste se interpretan de la siguiente manera:

- $[x]^T \cdot [Q] \cdot [x]$ es una medida de la desviación de los estados respecto los estados deseados
- $[u]^T \cdot [R] \cdot [u]$ es una medida del esfuerzo del control
- $[x(T)]^T \cdot [M] \cdot [x(T)]$ es una medida de la desviación de los estados respecto los estados deseados en el instante final del intervalo de optimización

Considerando que los estados $[x]$ de la ecuación en el espacio de estado (5.1) representan estados incrementales, el objetivo del control LQR consiste en llevar a los estados $[x]$ lo más cerca posible de los estados de consigna o referencia $[x]_{\text{consigna}} = 0$, ver figura 5.2.

El diseñador del control LQR determina las matrices $[Q]$, $[R]$ y $[M]$, cuyos elementos deben ser positivos o cero.

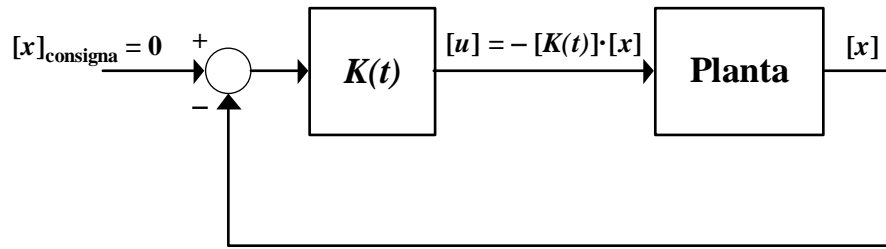


Figura 5.2. Diagrama de bloques del control LQR.

En otros términos, la técnica LQR ofrece un regulador tal que se controla el sistema de forma óptima a partir de la minimización de la función de coste J previamente definida. En consecuencia, el control es óptimo para la función de coste definida, depende de la habilidad del diseñador establecer una función de coste J que se ajuste lo más fielmente posible a las necesidades de control del sistema. En general, ello supone que es necesario tener, en mayor o menor medida, un conocimiento de la planta.

5.2.2. Obtención de la matriz $[K(t)]$. Ecuación de Riccati

En el apartado anterior se ha visto que la ley de control óptima por realimentación de estado es (5.3), donde la matriz de control $[K(t)]$ responde a la expresión (5.4).

$$[u(t)] = -[K(t)] \cdot [x(t)] \quad (5.3)$$

$$[K(t)] = [R]^{-1} \cdot [B]^T \cdot [P(t)] \quad (5.4)$$

La matriz $[P(t)]$ en (5.4) se obtiene solucionando la ecuación de Riccati (5.5), considerando las condiciones de contorno (5.6) [134].

$$-\frac{d}{dt}[P] = [A]^T \cdot [P] + [P] \cdot [A] + [Q] - [P] \cdot [B] \cdot [R]^{-1} \cdot [B]^T \cdot [P] \quad (5.5)$$

$$[P(T)] = [M] \quad (5.6)$$

5.2.3. LQR en régimen permanente

Los anteriores apartados han presentado el control LQR de forma general. Si se considera que el intervalo de optimización es infinito, el tiempo T en (5.2) es infinito. Bajo este entorno, la matriz resultante de la ecuación de Riccati $[P]$ es constante y, por tanto, la matriz de control $[K]$ también es constante. El controlador óptimo es invariante frente al tiempo en régimen permanente (5.7).

$$[u(t)] = -[K] \cdot [x(t)] \quad (5.7)$$

La solución de la ecuación de Riccati en régimen permanente es independiente de la matriz $[M]$ [134]. En consecuencia, si se desea calcular la matriz $[K]$ de control para régimen permanente, se puede reducir la expresión de la función de coste J (5.2) a la ecuación (5.8), al poder prescindir del término $[x(T)]^T \cdot [M] \cdot [x(T)]$. En este caso, sólo es necesario definir las matrices $[Q]$ y $[R]$.

$$J = \int_0^{\infty} \left([x]^T \cdot [Q] \cdot [x] + [u]^T \cdot [R] \cdot [u] \right) \cdot dt \quad (5.8)$$

El cálculo de la matriz de control $[K]$, a partir del modelo en el espacio de estado y una vez definidas las matrices $[Q]$ y $[R]$, es muy simple si se emplean herramientas informáticas, como por ejemplo, MatLab.

5.2.4. Condiciones para la existencia de solución en régimen permanente

Si el sistema en el espacio (5.1) es controlable y observable, existe una única matriz de control óptimo $[K]$ tal que el sistema en lazo cerrado con el control $[u] = -[K] \cdot [x]$ es asintóticamente estable [134]. En otros términos, es condición suficiente que el sistema sea controlable y observable para garantizar la solución de la ecuación de Riccati en régimen permanente y la existencia de una matriz de control óptimo.

a) Controlabilidad.

Un sistema es controlable si existe alguna función de entrada o control capaz de llevar los estados del sistema de un valor a otro valor en un tiempo finito [134][211].

Puede entenderse que la controlabilidad del sistema indica el acoplamiento entre entradas y estados, o bien que los estados están afectados por las entradas. En un sistema no controlable, uno o más estados no resultan afectados por las entradas y, por tanto, no se pueden controlar actuando sobre las entradas de la planta.

Existen diferentes criterios para verificar la controlabilidad de un sistema en el espacio de estado [134][146][211]. El más conocido de ellos consiste en comprobar que el rango de la matriz de controlabilidad coincide con el orden del sistema (5.9).

$$\text{rango} \left[B \mid A \cdot B \mid \dots \mid A^{n-1} \cdot B \right] = n \quad (5.9)$$

En determinados casos, es posible emplear la más débil propiedad de estabilizabilidad en lugar de la controlabilidad. Un sistema es estabilizable si los estados incontrolables son estables. Con esta propiedad y un control adecuado se garantiza, como mínimo, que ningún estado en lazo cerrado sea inestable.

b) Observabilidad.

Un sistema es observable si los estados pueden ser determinados a partir de las salidas, en cada instante de tiempo [134][211].

La observabilidad puede entenderse como el acoplamiento entre los estados y las salidas. Si el sistema es observable, puede hacerse una realimentación de estado a partir de las salidas, aunque la complejidad del control se incrementa. En un sistema no observable, la información de las salidas no permite obtener el valor de uno o más estados y, por tanto, no es posible conocer el comportamiento completo del sistema.

La observabilidad del sistema se puede verificar, al igual que la controlabilidad, mediante diversos métodos [134][146][211], por ejemplo, comprobando que el rango de la matriz de observabilidad coincide con el orden del sistema (5.10).

$$\text{rango} \begin{bmatrix} C \\ C \cdot A \\ \vdots \\ C \cdot A^{n-1} \end{bmatrix} = n \quad (5.10)$$

Análogamente a la controlabilidad, se puede definir la más débil propiedad de detectabilidad frente a la observabilidad. Un sistema es detectable si los estados inestables del sistema son observables. Con esta propiedad y un control adecuado, todos los estados del sistema en lazo cerrado son estables.

5.2.5. Elección de las matrices $[Q]$ y $[R]$

No existen reglas o guías que puedan emplearse de forma general para la selección de las matrices $[Q]$ y $[R]$ [134]. Una regla simple consiste en escoger $[Q]$ y $[R]$ diagonales, asignando valores grandes a aquellas variables que se desee minimizar. En cualquier caso, los valores de $[Q]$ y $[R]$ deben ser siempre positivos o cero. El conocimiento que se posea del sistema resulta fundamental en la selección de estas matrices. Aun así, es conveniente calcular diferentes controladores, en base a distintos valores para las matrices $[Q]$ y $[R]$, y verificar su efectividad mediante simulación.

Una ventaja importante del control LQR es que, sea cual sea la elección de las matrices $[Q]$ y $[R]$, se preserva la estabilidad asintótica y la robustez del controlador.

5.2.6. Diagrama de bloques de aplicación del control LQR

En los apartados precedentes, se ha visto que los estados $[x]$ de la ecuación en el espacio de estado (5.1) representan estados incrementales, siendo el objetivo del control LQR llevar a los estados $[x]$ lo más cerca posible de los estados de consigna o referencia $[x]_{\text{consigna}} = 0$.

Cuando el modelo de gran señal de la planta es no lineal, una aproximación habitual consiste en aplicar la técnica de perturbación y linealización en el entorno de un punto de trabajo, para obtener el modelo lineal de pequeña señal. Las variables de estado (x) y de entrada (u) se descomponen en la suma de un valor de régimen permanente (X y U) más un valor perturbado (\hat{x} y \hat{u})(5.11).

$$\begin{aligned} x &= X + \hat{x} \\ u &= U + \hat{u} \end{aligned} \quad (5.11)$$

El modelo lineal de pequeña señal emplea las variables perturbadas, se trata de un modelo con variables incrementales y se emplea en el cálculo del controlador LQR. La configuración de un servosistema donde la referencia no es nula se muestra en la figura 5.3. A partir de la consigna o referencia se calculan los estados para el punto de trabajo deseado (X) y las entradas necesarias (U), empleando el modelo de régimen permanente de la planta. El controlador se emplea sobre las variables perturbadas o de pequeña señal.

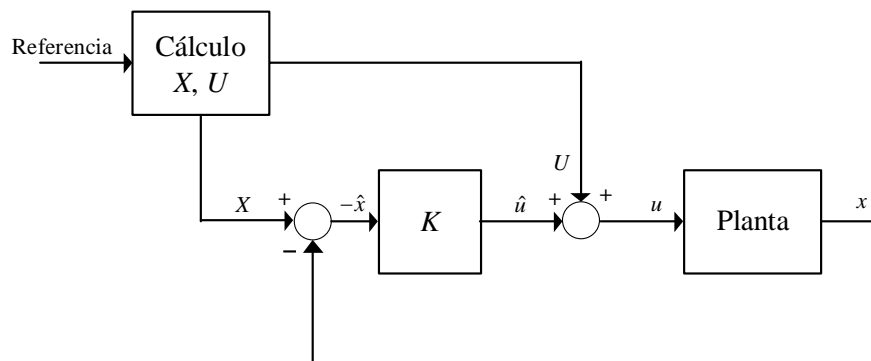


Figura 5.3. Configuración del servocontrolador lineal de estado.

5.2.7. LQR con acción integral

Se puede demostrar que el enfoque del anterior apartado es sensible a perturbaciones o errores de modelado, restando robustez. Diversos factores explican este comportamiento:

- La ley de control LQR ($u = -K \cdot x$) responde esencialmente a un controlador proporcional. Es bien conocido que los controladores proporcionales originan errores estacionarios en caso de existir perturbaciones en el sistema de control.

- El modelo del sistema se emplea en el cálculo de los valores del punto de trabajo (X, U). Resulta obvio que el modelo del sistema puede presentar desviaciones más o menos importantes respecto la planta (caídas de tensión en los semiconductores, desviación de los valores de los componentes pasivos, etc). Estas desviaciones originan perturbaciones en el sistema de control y, por tanto, errores estacionarios.
- Cualquier otra perturbación que exista en la planta provoca errores estacionarios, que el control proporcional no es capaz de corregir.

De los anteriores comentarios, se extrae que es necesario que el controlador tome medidas adicionales para corregir los mencionados errores de régimen permanente o estacionarios.

Es bien conocido, a partir de la teoría clásica de control, que la incorporación de una parte integral en el controlador permite rechazar asintóticamente las perturbaciones. Por tanto, es conveniente la adición de acción integral en el controlador LQR con objeto de anular el error estacionario. Considerando el esquema de la figura 5.3 y añadiendo acción integral, la configuración del servocontrolador se muestra en la figura 5.4. La matriz de control proporcional $[K_P]$ equivale a la matriz $[K]$ de la figura 5.3, mientras que la parte integral se representa mediante la matriz $[K_I]$.

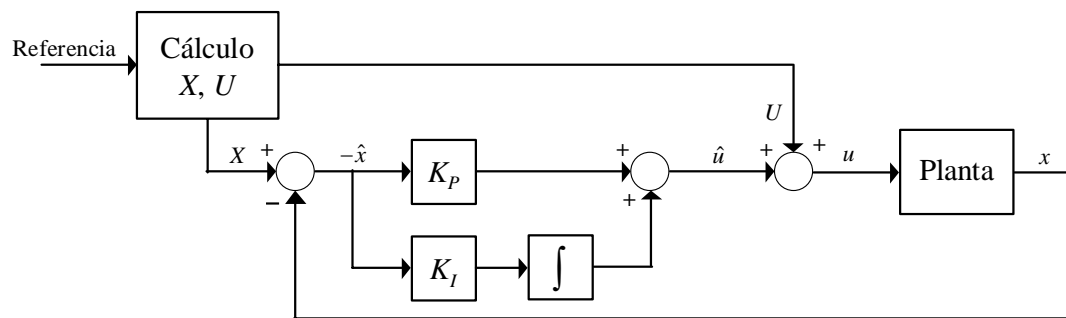


Figura 5.4. Configuración del servocontrolador LQR con adición de parte integral.

Sea el sistema en el espacio de estado (5.1) sobre el que se desea realizar un control LQR con parte integral. En los sistemas eléctricos y electrónicos será posible, en general, medir directamente los estados, que son las tensiones y corrientes del circuito. Por esta razón y por simplicidad, se supone que las salidas coinciden con los estados y la ecuación (5.1) se simplifica al resultar $[C] = [I]$ (matriz identidad) y $[D] = [0]$ como consecuencia del anterior supuesto. Si se considera un sistema de orden 3, la ecuación (5.1) se puede expresar como (5.12).

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} & b_{13} \\ b_{21} & b_{22} & b_{23} \\ b_{31} & b_{32} & b_{33} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{bmatrix} \quad (5.12)$$

La parte integral se puede incorporar para eliminar el error estacionario de todas o algunas variables de estado. Por ejemplo, se va a agregar parte integral a los estados x_1 y x_2 . Se considera que no se requiere parte integral para el estado x_3 .

Será necesario, por tanto, incrementar el orden del sistema con dos nuevos estados (Ix_1 , Ix_2), que son las integrales de los estados sobre los que se desea añadir acción integral (5.13) [134][211][212]. La nueva expresión de la ecuación del sistema en el espacio de estado se muestra en (5.14).

$$\begin{aligned}Ix_1 &= \int x_1 \quad \Rightarrow \quad \frac{d}{dt}Ix_1 = x_1 \\Ix_2 &= \int x_2 \quad \Rightarrow \quad \frac{d}{dt}Ix_2 = x_2\end{aligned}\tag{5.13}$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ Ix_1 \\ Ix_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} & 0 & 0 \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} & 0 & 0 \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ Ix_1 \\ Ix_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} & b_{13} \\ b_{21} & b_{22} & b_{23} \\ b_{31} & b_{32} & b_{33} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{bmatrix}\tag{5.14}$$

En base al nuevo sistema (5.14), es necesario definir las nuevas matrices $[Q]$ y $[R]$ de la función de coste, que también aumentan su dimensión. Los términos de dichas matrices relacionados con los estados originales condicionan la parte proporcional del controlador, mientras que los términos relacionados con los estados añadidos condicionan la parte integral. El cálculo de la matriz LQR se efectúa al igual que el caso original (sólo proporcional), habitualmente mediante soporte informático (MatLab).

Para el ejemplo propuesto, la matriz de control que resultaría al aplicar la ley LQR ofrecería una forma como la mostrada en (5.15). Los valores obtenidos de $[K_p]$ y $[K_I]$ se emplean según el esquema de la figura 5.4. Nótese que todos los estados intervienen en la parte proporcional, mientras que la parte integral sólo considera como entradas los estados x_1 y x_2 , de acuerdo con el planteamiento realizado de no incorporar parte integral al estado x_3 . La generalización del ejemplo presentado es evidente.

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{bmatrix} = - \underbrace{\begin{bmatrix} \times & \times & \times & \times & \times \\ \times & \times & \times & \times & \times \\ \times & \times & \times & \times & \times \end{bmatrix}}_{[K]_{\text{total}}} \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ Ix_1 \\ Ix_2 \end{bmatrix}\tag{5.15}$$

5.2.8. Robustez del control LQR

El control LQR, además de asegurar la estabilidad, es un control muy robusto. Presenta un margen de fase mínimo de 60° , un margen de ganancia creciente infinito y un margen de ganancia decreciente de 0.5 [134]. Esto supone que el sistema en lazo cerrado con LQR resulta estable para cualquier incremento de la ganancia y para todas aquellas ganancias superiores a la mitad del valor nominal de diseño [211].

La adición de parte integral otorga, como se ha visto, la capacidad de eliminar los errores de régimen permanente ocasionados por perturbaciones. Además, proporciona robustez frente a variaciones en los parámetros del modelo del sistema, empleado tanto para calcular el punto de trabajo (X, U) como las matrices del controlador (K_P, K_I) . En particular, el controlador ajusta automáticamente la salida del integrador para suministrar un valor suficiente a las variables de entrada tal que mantengan los estados al valor de consigna.

La parte integral se muestra especialmente interesante en aquellos casos en que se emplea el modelo de pequeña señal en el cálculo del controlador LQR, modelo que depende del punto de trabajo. El error cometido al emplear un modelo lejos de su punto de trabajo puede ser corregido con la acción integral. Si se tiene en cuenta la robustez del control LQR, la acción integral permite alcanzar error estacionario nulo, incluso con grandes errores en el modelo [213].

Otra virtud del control LQR en referencia a su robustez es que presenta una sensibilidad inferior o igual a la unidad para todo el margen de frecuencias. Esto supone que la función de transferencia del sistema completo varía relativamente poco frente a la variación de los elementos del sistema, para cualquier frecuencia [134][213].

En resumen, puede decirse que el controlador LQR presenta las siguientes propiedades [214]:

- La ley de control es óptima para la función de coste J definida por el diseñador.
- Amplios márgenes de fase y de ganancia, así como amplia tolerancia a la reducción de ganancia.
- Sensibilidad reducida y robusta.
- Respuesta en frecuencia con una pendiente de caída suave a alta frecuencia. A diferencia de las tres anteriores, esta no es una propiedad atractiva para un sistema de control, pero en sistemas eléctricos y electrónicos, las componentes de alta frecuencia suelen ser atenuadas por los filtros pasivos del circuito.

5.2.9. Límites y saturación en las variables de control y de estado

Es bien sabido que las acciones de control del sistema no pueden crecer indefinidamente, bien porque no se admiten valores a partir de un cierto valor, bien porque se saturan. En algunos casos, además, las variables de estado se ven sometidas a alguna restricción que limita el valor que pueden tomar.

El cálculo presentado del controlador LQR no considera ninguna restricción en los valores de las variables de control ni las variables de estado. Sin necesidad de incrementar la complejidad del problema, se pueden tener en cuenta estas restricciones y proponer las matrices $[Q]$ y $[R]$ apropiadas para que, en ningún caso, se alcancen los límites admisibles. La elección de estas matrices puede ser obvia en mayor o menor medida, pero la magnitud de los valores asignados influye decisivamente en la respuesta de las acciones de control y de los estados. Será necesario, por tanto, proponer diferentes valores para las matrices $[Q]$ y $[R]$, simular el comportamiento del sistema y escoger aquel control para el cual variables de control y de estado se mantengan dentro de los límites admisibles.

Otra manera de considerar restricciones en las variables de control consiste en emplear los multiplicadores de Lagrange [134][212].

Se hallan documentadas en la literatura diversas aproximaciones a la teoría del control LQR considerando restricciones en variables de control y de estado [215]-[217].

En cualquier caso, la formulación del problema LQR considerando restricciones en variables de control y/o de estado complica significativamente la resolución del problema, al aumentar su complejidad y no poder emplear soporte informático (MatLab). No se hallan en la literatura ejemplos de aplicación de controladores LQR, considerando restricciones, sobre sistemas eléctricos o electrónicos.

5.2.10. LQR discreto o digital

La planta a controlar en esta tesis es analógica y, en consecuencia, se ha optado por el desarrollo del control LQR en tiempo continuo que, además de resultar más familiar e intuitivo, facilita su comprensión. No obstante, el control se realiza sobre una plataforma digital. Por esta razón, es necesario detallar las expresiones y el diseño del controlador LQR en tiempo discreto [134][211][212].

Convirtiendo la ecuación del sistema en el espacio de estado en tiempo continuo (5.1) a tiempo discreto, se obtiene (5.16). Al igual que en tiempo continuo, si las salidas son los estados, se puede prescindir de la segunda ecuación en (5.16).

$$\begin{aligned} [x]_{(k+1)} &= [A_d] \cdot [x]_{(k)} + [B_d] \cdot [u]_{(k)} \\ [y]_{(k)} &= [C] \cdot [x]_{(k)} + [D] \cdot [u]_{(k)} \end{aligned} \quad (5.16)$$

Las matrices $[A_d]$ y $[B_d]$ dependen del periodo de muestreo (T_m) (5.17), mientras que $[C]$ y $[D]$ no cambian respecto el modelo en tiempo continuo.

$$[A_d] = e^{[A]T_m} \quad ; \quad [B_d] = \left(\int_0^{T_m} e^{[A]\lambda} \cdot d\lambda \right) \cdot [B] \quad (5.17)$$

La expresión general de función de coste J en tiempo discreto se muestra en (5.18), ecuación que se simplifica en (5.19) si se considera régimen permanente ($N \rightarrow \infty$), donde además se verifica $[Q_d] = [Q]$, $[R_d] = [R]$, $[M] = [0]$.

$$J = \frac{1}{2} \cdot \sum_{k=0}^{N-1} \left([x]_{(k)}^T \cdot [Q_d] \cdot [x]_{(k)} + [u]_{(k)}^T \cdot [R_d] \cdot [u]_{(k)} \right) + \frac{1}{2} \cdot [x]_{(N)}^T \cdot [M_d] \cdot [x]_{(N)} \quad (5.18)$$

$$J = \frac{1}{2} \cdot \sum_{k=0}^{\infty} \left([x]_{(k)}^T \cdot [Q] \cdot [x]_{(k)} + [u]_{(k)}^T \cdot [R] \cdot [u]_{(k)} \right) \quad (5.19)$$

La ley de control LQR discreta se presenta en (5.20). Nótese que la matriz de control $[K_d]_{(k)}$ es constante para la solución de régimen permanente, tal como sucede en tiempo continuo. El sistema en lazo cerrado con el control (5.20) es asintóticamente estable.

$$[u]_{(k)} = -[K_d]_{(k)} \cdot [x]_{(k)} \quad (5.20)$$

Para garantizar la existencia de solución de la ecuación de Riccati discreta, es decir, existencia de la matriz de control discreta $[K_d]$, es necesario que el sistema discreto sea controlable y observable. Las observaciones realizadas respecto a la controlabilidad y observabilidad de sistemas en tiempo continuo puede extenderse a sistemas en tiempo discreto. Esta verificación debe llevarse a cabo sobre el modelo en tiempo discreto. Por efecto del tiempo de muestreo, puede suceder que un sistema controlable en tiempo continuo, sea no controlable en tiempo discreto.

La incorporación de acción integral en tiempo discreto no introduce cambios respecto tiempo continuo, y no merece mayor atención.

Afortunadamente, MatLab incorpora una función que permite calcular el controlador LQR discreto a partir del modelo en tiempo continuo, las matrices de pesos $[Q]$ y $[R]$, y el periodo de muestreo (T_m). El cálculo del controlador discreto es, por tanto, muy simple.

5.3. Fundamentos de la programación de ganancia (*Gain Scheduling*)

5.3.1. Principios de la programación de ganancia

En ocasiones es posible saber cómo cambia la dinámica de un proceso o sistema en relación con las condiciones de operación del proceso o de variables auxiliares. En otros términos, el comportamiento no lineal de la planta puede expresarse en función del punto de trabajo del sistema o de variables auxiliares. Sobre el sistema en lazo cerrado, es posible corregir este comportamiento no lineal cambiando los parámetros del controlador en función del punto de trabajo o de variables auxiliares. Este tipo de control se denomina control con programación de ganancia o ajuste por tabla (*Gain Scheduling*) [214][218][219].

La técnica *Gain Scheduling* se puede considerar un control adaptativo no lineal, singular en el sentido que se realiza con un controlador lineal cuyos parámetros cambian en función de las condiciones de operación, según una programación o tabla precalculada, ver figura 5.5.

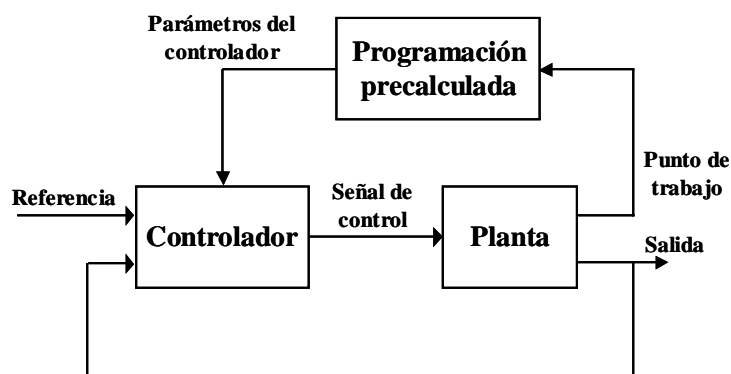


Figura 5.5. Controlador con programación de ganancia en función del punto de trabajo.

Existen ejemplos clásicos de aplicación de la técnica *Gain Scheduling*, como son la linealización de actuadores no lineales, el ajuste por tabla basado en medida de variables auxiliares (por ejemplo, número de Mach y presión dinámica en los sistemas de control de vuelo), ajuste de tiempo basado en el caudal de producción o transformaciones no lineales [214][218].

5.3.2. Diseño de reguladores con *Gain Scheduling*

La literatura no documenta reglas generales para el diseño de controladores con programación de ganancia. No obstante, se pueden establecer los siguientes pasos:

1) Determinar las variables de ajuste.

Resulta clave determinar las variables en función de las cuales se programan los parámetros del controlador. Es obvio que estas variables deben reflejar las condiciones de operación de la planta e idealmente, existen expresiones simples que relacionan los parámetros del regulador con las variables de ajuste. Esto se hace normalmente mediante el conocimiento físico del sistema. En cualquier caso, es necesario tener una buena información de la dinámica del proceso y monitorizar las variables apropiadas en tiempo real.

2) Cálculo de los parámetros del controlador en diferentes puntos de trabajo.

Se calculan los parámetros del controlador para un determinado número de condiciones de trabajo, en función de las variables de ajuste, empleando algún método de diseño apropiado. Es decir, se divide el rango de operación del sistema en un número determinado de tramos, escalones o zonas. El controlador se calibra o sintoniza para cada condición de operación o escalón.

No existe regla o norma sobre el número de escalones en que debe dividirse el rango de operación de la planta, queda a criterio del diseñador en cada caso particular.

3) Evaluación de la estabilidad y comportamiento del sistema.

En general, esta tarea se realiza por simulación, si bien existen métodos matemáticos, por ejemplo, el método de Lyapunov [214][218]. Es necesario prestar especial atención a las transiciones entre diferentes condiciones de operación e incrementar el número de escalones o zonas si es necesario.

La transición entre diferentes zonas puede ser una fuente de inestabilidad o empeoramiento del comportamiento del sistema. Desafortunadamente, tampoco se encuentra información sobre cual debe ser la mejor transición entre una zona u otra, o si en algún caso es necesario incorporar histéresis en la conmutación.

Se podría llegar a un caso límite donde todos y cada uno de los diferentes controladores sintonizados en un punto de trabajo funcionasen correctamente, pero el comportamiento del sistema con programación de ganancia fuese inapropiado e incluso inestable.

5.3.3. Ventajas e inconvenientes de la técnica *Gain Scheduling*

Las ventajas de esta técnica son diversas:

- Consiste en un control adaptativo que permite corregir las no linealidades conocidas de la planta mediante el cambio de los parámetros del controlador lineal.
- Permite primar determinadas acciones de control, dependiendo del punto de trabajo del proceso. Se podrían aplicar diferentes controladores lineales (con objeto de regular

diferentes variables) a una planta lineal, lo que podría considerarse una conmutación de controladores.

- Los parámetros del controlador pueden cambiarse muy rápidamente en respuesta a variaciones en la planta. La rapidez de respuesta está limitada a la velocidad con que las variables de ajuste responden a los cambios en la planta.

Los inconvenientes se pueden reducir a los siguientes puntos:

- Se trata de una compensación de los parámetros del controlador en lazo abierto, puesto que no existe una realimentación que pueda compensar una programación inadecuada de los parámetros. Esta característica impide el empleo de esta técnica si no se tiene un conocimiento adecuado de la dinámica de la planta o las perturbaciones.
- El diseño del controlador con *Gain Scheduling*, si bien no es complejo, puede requerir un tiempo de desarrollo largo. Es necesario tener en cuenta que los controladores deben ser sintonizados para cada punto de trabajo, escalón o zona, y el comportamiento del sistema debe ser extensamente verificado mediante simulación. Todo ello puede conducir a un tiempo de diseño largo.

5.4. Metodología de diseño del controlador propuesto

En el presente apartado se muestra la metodología de cálculo del controlador propuesto en la presente tesis. Esta metodología propone los pasos a seguir para el cálculo del controlador, aunque se podrá ver más adelante que el criterio del diseñador será esencial en la elección de determinados parámetros del controlador.

Uno de los puntos clave del método de diseño es la verificación de la efectividad del controlador, una vez calculado. Esta tarea se realiza mediante simulación, cuyos resultados aportan la información necesaria para que se pueda recalcular el controlador con parámetros modificados y mejorar su efectividad. En sucesivas simulaciones, se corrigen y ajustan los parámetros del controlador hasta llegar a la mejor solución posible. En otros términos, el método de diseño contiene una componente iterativa, donde se afinan los parámetros del controlador en sucesivas simulaciones. En algún caso, puede ser necesario incluso replantear la estrategia de control, lo que puede implicar rehacer alguna parte del esquema de control.

La figura 5.6 muestra el diagrama de flujo del proceso de diseño. El controlador se basa en la técnica LQR, en algunos casos complementado con programación de ganancia (*Gain Scheduling*). Para su completa comprensión, es necesario consultar los pasos del proceso de diseño, detallados en los siguientes apartados.

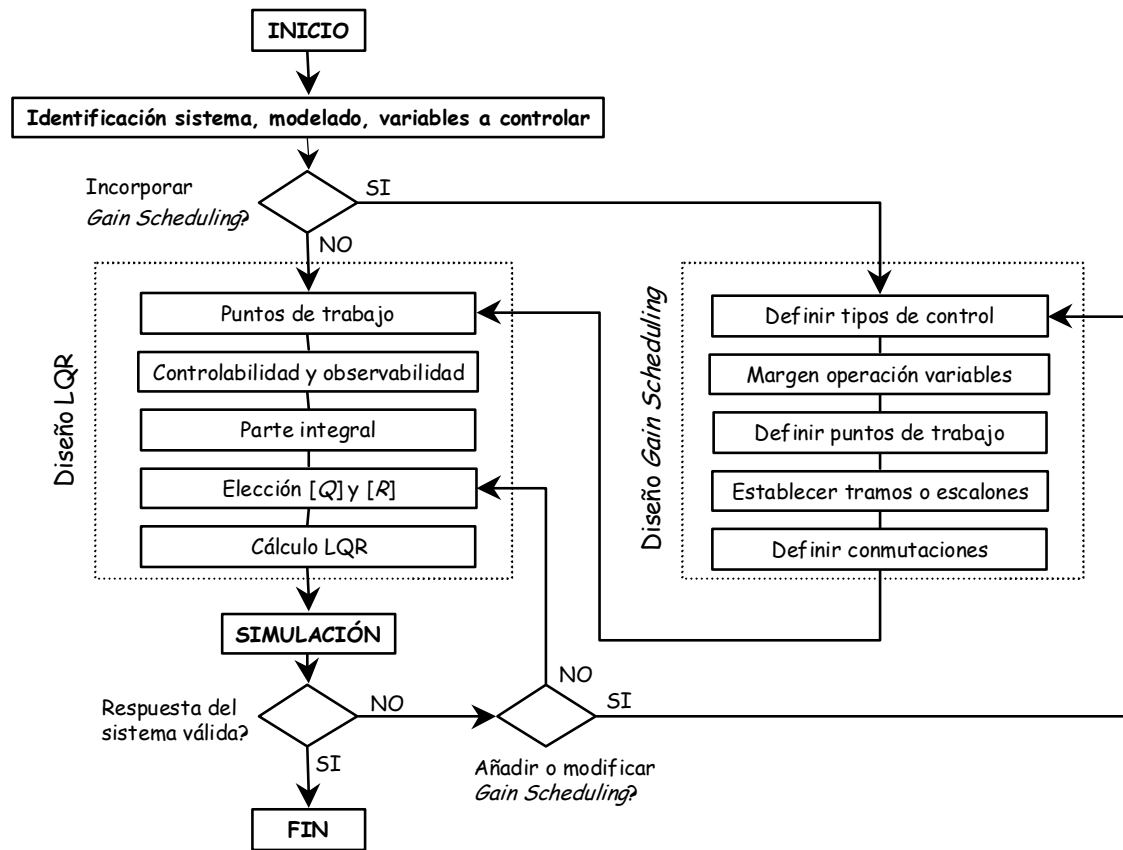


Figura 5.6. Diagrama de flujo de la metodología de diseño del controlador propuesto.

5.4.1. Paso 1. Identificación del sistema, modelado y variables a controlar

El primer paso para el diseño del controlador consiste en identificar el sistema a controlar, con todos sus componentes, y modelarlo para obtener los modelos de gran señal, régimen permanente y pequeña señal. Todos estos pasos se han realizado y descrito en el Capítulo 3 y, por tanto, su estudio no será abordado de nuevo en el presente apartado.

El siguiente paso a realizar consiste en definir o identificar las variables a controlar, atendiendo al control que se desee realizar. Las variables de control están sobradamente identificadas, son las relaciones de conducción a secuencia 'dq0'. Se definen las matrices $[Q]$ y $[R]$ que determinan la función de coste J , que la técnica LQR minimiza a partir de las variables a controlar y las acciones o variables de control.

5.4.2. Paso 2. Valorar la incorporación de Gain Scheduling

Es necesario valorar la conveniencia de incorporar la técnica *Gain Scheduling*, además del control LQR. Esta decisión viene condicionada por el control que se desee realizar. En algún

caso, es posible que sea necesario aplicar diferentes controladores LQR sobre la planta, con el objetivo, por ejemplo, de controlar distintas variables en determinadas condiciones de operación. El control de tensión o de corriente de un mismo sistema constituye un buen ejemplo donde se requiere emplear la programación de ganancia.

Por otro lado, si el tipo de control a realizar siempre es el mismo (por ejemplo, un control de tensión), a priori parece suficiente emplear un único controlador LQR para todo el margen de operación, atendiendo a la robustez de la técnica LQR, no aplicando entonces la programación de ganancia. No obstante, debe verificarse por simulación la efectividad de este controlador. Si las simulaciones desaconsejan el uso de un único controlador, será necesario rehacer el control aplicando una programación de ganancia apropiada.

En cualquier caso, el procedimiento para tener en cuenta la técnica *Gain Scheduling* se verá en el apartado 5.4.4.

5.4.3. Paso 3. Diseño del LQR

El diseño del controlador LQR consta, en sí mismo, de diversos pasos que se detallan a continuación.

a) Punto de trabajo para el cálculo del LQR

El cálculo del controlador LQR se realiza sobre el modelo de pequeña señal, que se expresa en función del punto de trabajo. Es necesario, por tanto, definir un solo punto de trabajo para el cálculo del controlador LQR, en caso de no emplear programación de ganancia. Su elección está sujeta al criterio del diseñador. Un criterio sería aquel que emplea un punto de trabajo nominal del sistema, si está definido. Otro posible criterio consiste en escoger un punto intermedio dentro del margen de operación del sistema.

Si se incorpora la programación de ganancia, deben considerarse diferentes puntos de trabajo, tal como se detalla en el apartado 5.4.4.

b) Controlabilidad y observabilidad

Según se ha detallado en apartados precedentes, la existencia del control LQR está supeditada a que el modelo de la planta sea controlable y observable. En los sistemas estudiados en esta tesis, todas las variables de estado son fácilmente medibles y se dispone de la información sobre todas ellas. En consecuencia, el sistema es observable y no es necesario emplear ningún criterio para verificar la observabilidad del sistema.

El cálculo del controlador LQR se realiza empleando el modelo de pequeña señal y, por tanto, debe verificarse la controlabilidad de este modelo, que es un modelo linealizado en el

entorno de un punto de trabajo y depende, por tanto de los valores que toma el sistema en este punto de operación.

Siguiendo la metodología de modelado Capítulo 3, los modelos de pequeña señal se expresan en tiempo continuo. En el apartado 5.2.4 se hallan los criterios para comprobar la controlabilidad del sistema. No obstante, que un sistema sea controlable (u observable) en tiempo continuo no implica necesariamente que lo sea en tiempo discreto. Puesto que el control se realiza en tiempo discreto, resulta más apropiado comprobar la controlabilidad del modelo en tiempo discreto. En consecuencia, es necesario discretizar el modelo de pequeña señal en tiempo continuo, y para ello será imprescindible conocer el periodo de muestreo (T_m).

En caso de no considerar programación de ganancia, el cálculo del controlador se realiza en un punto de operación. La estrategia más simple consiste en particularizar el modelo continuo de pequeña señal para este punto de trabajo, discretizar el modelo, y verificar la controlabilidad. MatLab incorpora funciones que realizan tanto la discretización como el cálculo de la matriz de controlabilidad y su rango. Esta verificación es, por tanto, muy simple y rápida. Si se considera programación de ganancia, debe repetirse el anterior proceso para cada uno de los puntos de operación donde se calcula un controlador.

La verificación más amplia de la controlabilidad es aquella que se realiza para todo el margen de operación del sistema. Esta comprobación es relativamente sencilla de realizar, analíticamente, sobre el modelo en tiempo continuo, lo que no garantiza la controlabilidad en tiempo discreto. Sin embargo, la discretización analítica del modelo, necesaria para poder comprobar la controlabilidad en tiempo discreto para todo el margen de operación, resulta una operación extensa, no susceptible de realizarse mediante herramientas informáticas. A la vista de estos condicionantes, es preferible realizar comprobaciones numéricas de la controlabilidad en todos los puntos de trabajo necesarios, antes que efectuar un comprobación analítica basada en un desarrollo extenso y costoso en términos de tiempo. Este proceso es susceptible de automatizarse, efectuando un barrido de todos los puntos de trabajo, con una programación apropiada en MatLab.

En algún caso, especialmente cuando los elementos de las matrices del sistema $[A]$ y $[B]$ presentan valores con órdenes de magnitud muy diferentes, puede suceder que MatLab cometa algún error numérico en el cálculo del rango de la matriz de controlabilidad. En tal caso, no queda más opción que emplear métodos analíticos [146][211].

c) Parte integral

El modelo del sistema va a presentar, ineludiblemente, desviaciones respecto el sistema real (caída de tensión en los semiconductores, imprecisión de los valores de los componentes pasivos o variables de entrada, etc), además de posibles perturbaciones que conducen a errores estacionarios. Por esta razón, en general, es conveniente incorporar acción integral en el

controlador. No obstante, puede calcularse el controlador sin acción integral, comprobar su efectividad y añadirla posteriormente, si se confirma ser necesaria.

Para incorporar parte integral es necesario añadir estados adicionales en el modelo de pequeña señal. El número de estados adicionales dependerá de las variables sobre las que se desee aplicar acción integral.

No se halla documentado en la literatura que la adición de estos estados adicionales altere la controlabilidad del sistema. En cualquier caso, para garantizar la existencia del control LQR, es recomendable realizar la comprobación de la controlabilidad sobre el modelo donde se han añadido los estados necesarios para considerar acción integral.

d) Elección de las matrices $[Q]$ y $[R]$. Simulación

Para obtener el controlador LQR, es necesario definir las matrices de la función de coste $[Q]$ y $[R]$. Desafortunadamente, no existen métodos analíticos simples que permitan al diseñador definir los valores que configuran dichas matrices en función del sistema, del control que se desee realizar y de los esfuerzos de las variables de control. No existe más opción que proponer unas matrices $[Q]$ y $[R]$, calcular el controlador y comprobar el comportamiento del sistema en lazo cerrado mediante simulación. En función de los resultados, se modifican los valores de las matrices, se recalcula el controlador y se simula de nuevo. Este proceso se repite el número de veces necesario hasta llegar al comportamiento especificado del sistema. En definitiva, se trata de un proceso iterativo donde el conocimiento de la planta por parte del diseñador puede ser decisivo a la hora de reducir el número de iteraciones. El proceso de diseño, efectuado con soporte informático (MatLab), es simple pero puede ser extenso en términos de tiempo cuando es necesario realizar un número elevado de simulaciones. Se trata, probablemente, del principal inconveniente que presenta el diseño del control LQR.

Sin duda, es más cómodo abordar las simulaciones del sistema a controlar en tiempo continuo. Sin embargo, la implementación del control se realiza sobre un sistema digital, donde las acciones de control discretas se actualizan cada periodo de muestreo (T_m). Con objeto de que las simulaciones respondan lo más fielmente posible al sistema real en lazo cerrado, es conveniente incorporar el efecto del control digital en las simulaciones, añadiendo muestreadores-retenedores de orden cero en los lugares adecuados del lazo de control en la simulación. Además, resulta más eficaz para calcular el controlador en tiempo discreto.

Las anteriores consideraciones no deben ser necesariamente empleadas en el diseño del controlador, si bien es muy recomendable aplicarlas. Un controlador calculado en tiempo continuo, con simulaciones que no consideran el control digital, puede resultar inapropiado cuando se aplica sobre el sistema real.

A continuación se apuntan algunas consideraciones que suponen una ayuda en la selección de los valores de las matrices:

- Valores mayores de los componentes de la matriz $[Q]$ suponen un control más exigente sobre las variables a regular.
- Valores mayores de los componentes de la matriz $[R]$ suponen un incremento de la influencia de las acciones de control sobre la planta.
- En el caso más general, escoger $[R]$ igual a la matriz identidad. De esta forma, se otorga el mismo peso a cada una de las variables de control. No obstante, en caso que algunas variables de control deban tener mayor influencia que otras, se escoge $[R]$ diagonal, con diferentes pesos asignados a cada variable de control.
- Teniendo en cuenta la formulación clásica del sistema en el espacio de estado (5.1), la manera más simple de obtener la matriz $[Q]$ se muestra en (5.21) [134].

$$[Q] = [C]^T \cdot [C] \quad (5.21)$$

- En caso que las variables de estado sean las variables de salida, es más simple escoger $[Q]$ diagonal, asignando los pesos apropiados a cada variable.
- Si se considera acción integral, ver figura 5.4, los pesos asignados a las posiciones correspondientes con los estados originales de la planta se corresponden con la parte proporcional del controlador. Análogamente, los pesos asignados a las posiciones correspondientes con los estados integrales añadidos se corresponden con la importancia que se desea dar a la acción integral.

El proceso de diseño por simulación consiste en proceso iterativo donde se asignan valores a las matrices $[Q]$ y $[R]$ y se verifica el comportamiento del sistema. Algunos aspectos a tener en cuenta en este proceso son:

- Plantear las simulaciones a realizar que permitan comprobar las prestaciones del controlador. Es conveniente simular aquellas condiciones de operación que vayan a producirse en el sistema real y/o casos extremos, donde la acción del controlador sea especialmente significativa.
- Asignar, en primer lugar, $[Q]$ y $[R]$ como matrices identidad. Igualar a cero los pesos correspondientes a la parte integral en $[Q]$, para considerar, inicialmente, sólo el controlador proporcional.
- En función de los resultados de las simulaciones, incrementar o disminuir los componentes de las matrices $[Q]$ y $[R]$. Una estrategia consiste en variar únicamente $[Q]$, con $[R]$ constante e igual a la matriz identidad.
- El análisis de las simulaciones y, por tanto, la variación de los valores de $[Q]$ y $[R]$, se centra en los términos clásicos de control: velocidad de respuesta, rebasamiento, error de régimen permanente y, especialmente, verificar que las variables de control estén dentro de sus límites admisibles. En algunos casos, además, algunas variables de estado presentan restricciones que deben respetarse (por ejemplo, no es deseable que las

corrientes por las bobinas alcancen el umbral de saturación o que las tensiones de las capacidades alcancen la tensión de perforación del dieléctrico).

- Una vez sintonizada la parte proporcional del controlador, se introduce en el sistema simulado una perturbación significativa, que va a provocar un error estacionario. Esta perturbación se emplea para la sintonizar la parte integral siguiendo el mismo proceso, lo que supone realizar algunas simulaciones adicionales.

La elección de los pesos de las matrices $[Q]$ y $[R]$ puede tener en cuenta otros parámetros, aparte de los técnicos previamente mencionados. Por ejemplo, en un sistema donde sea necesario un filtro, es más económico sobredimensionar capacidades que inductancias. Por lo tanto, las variables de estado relacionadas con las capacidades (tensiones) pueden tener menor peso en la matriz $[Q]$ frente a las corrientes, relacionadas con las bobinas, con objeto de disminuir el coste económico del sistema. Este tipo de información la conoce y la puede valorar correctamente un experto en el sistema.

5.4.4. Paso 4. Diseño de la programación de ganancia (*Gain Scheduling*)

El empleo de programación de ganancia puede venir motivado por dos causas diferentes:

- a) Necesidad de realizar diferentes tipos de control sobre la planta. En este caso, es necesario definir la programación de ganancia (paso 4) de forma previa al diseño del controlador LQR (paso 3).
- b) Ineficacia de un solo controlador LQR. Esta circunstancia vendría derivada del paso 3 donde, después de diversas simulaciones con diferentes valores de $[Q]$ y $[R]$, se comprueba que un solo controlador LQR es inapropiado para regular adecuadamente el sistema en todo el margen de operación.

En función de la causa para emplear programación de ganancia, la idea de funcionamiento es algo distinta y el diseño de la programación se plantea de forma diferente en cada caso.

Para el caso a):

- Definir los tipos de control que se deseen aplicar al sistema.
- Establecer el margen de operación de las variables del sistema.
- Establecer los puntos de trabajo donde se van a calcular los controladores.
- Calcular los controladores LQR (según el paso 3) que realizan las regulaciones deseadas. Estos controladores se consideran válidos para todo el margen de operación.
- Definir las condiciones para que se produzca la conmutación de un controlador a otro. Los controladores se conmutan en función de la regulación deseada en cada instante. Las condiciones de conmutación pueden expresarse en función de las variables del sistema y/o de otras condiciones u órdenes externas.

Para el caso b):

- Definir el tipo de control a realizar sobre el sistema. En principio, las variables a controlar serán las mismas en cualquier punto de operación del sistema.
- Establecer el margen de operación de las variables a regular del sistema.
- Dividir el margen de operación de las variables a regular en M intervalos (tramos, escalones o zonas). Esta división queda a criterio del diseñador, en cuanto al número de intervalos y su dimensión (pueden ser iguales o no). Puesto que el modelo de pequeña señal se calcula en un punto de trabajo determinado, a mayor número de tramos o escalones, el modelo de pequeña señal en cada tramo responde con mayor exactitud al comportamiento del sistema.
- Dentro de cada intervalo, establecer un punto de trabajo, que será empleado para el cálculo del controlador a aplicar cuando el sistema se halle dentro de este intervalo.
- Se calculan los controladores LQR (según el paso 3) para los diferentes puntos estacionarios de trabajo correspondientes a cada tramo o escalón. Cada uno de los controladores es válido en una zona, entorno de su punto de trabajo respectivo. El funcionamiento en gran señal se basa en que se selecciona el controlador más cercano al punto en que se está trabajando.
- Definir las condiciones para la conmutación de los controladores. Puede ser interesante incorporar histéresis en la conmutación, para evitar oscilaciones en la aplicación de controladores si el sistema se mueve cerca del umbral de conmutación entre dos controladores distintos.

Los planteamientos a) y b) son compatibles. Se podría dar el caso de requerir controles diferentes sobre la planta –caso a)– donde un solo controlador por cada control distinto resultase ineficaz y fuese necesario emplear diferentes controladores para distintos puntos de trabajo –caso b)– dentro de cada control diferente.

Según el diagrama de la figura 5.5, la programación precalculada de la ganancia tendrá un esquema algo diferente según se considere el caso a) o b). La figura 5.7 muestra un ejemplo donde se realizan cuatro controles distintos. La conmutación de los controladores puede venir en función de las propias variables del circuito y/o por alguna acción externa (por ejemplo, una decisión humana). Esta figura puede corresponder a una decisión basada en una sola variable de estado (1 dimensión), de modo que los intervalos de esta variable determinan el controlador a aplicar.

La figura 5.8 presenta una posible programación de ganancia del tipo b), donde se ha dividido el margen de operación del estado x_1 en tres tramos o escalones, dos tramos para el estado x_2 y cuatro tramos para el estado x_3 . En estas condiciones, el controlador LQR a aplicar se obtiene, de los $3 \times 2 \times 4 = 24$ controladores posibles, en función del valor actual de los estados x_1 , x_2 y x_3 . En general, no está previsto un cambio de controlador por acciones externas.

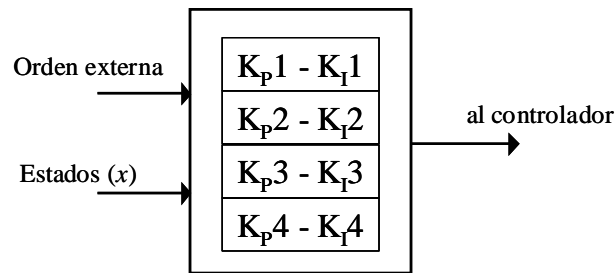


Figura 5.7. Programación de ganancia para efectuar cuatro controles distintos.

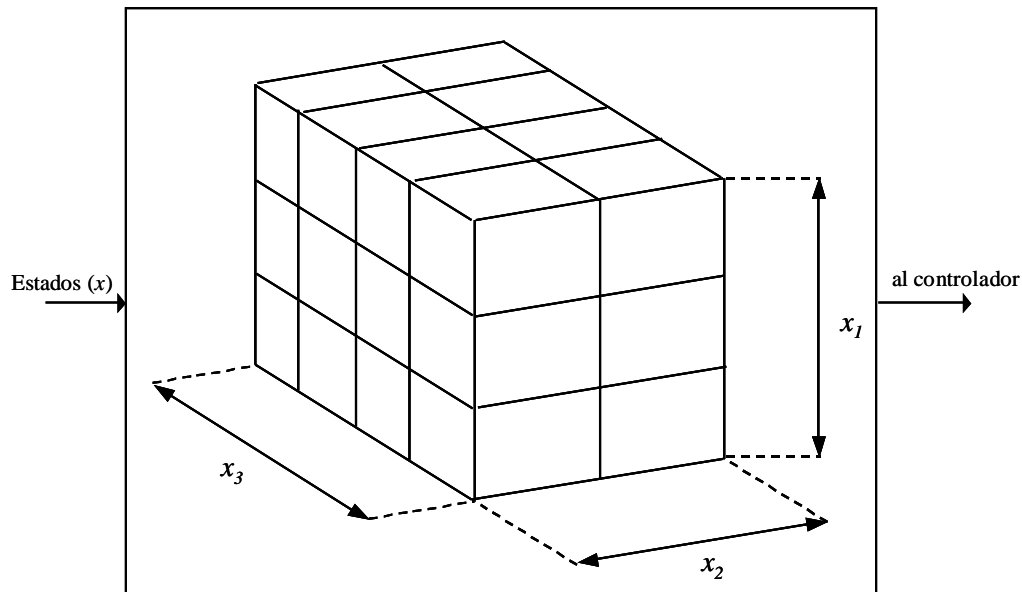


Figura 5.8. Programación de ganancia en función del valor actual de los estados x_1 , x_2 y x_3 , basada en división en tramos o escalones de los márgenes de operación de los estados x_1 , x_2 y x_3 .

La programación de ganancia de las figuras 5.7 y 5.8 entrega las matrices del control LQR que deben aplicarse en cada instante, donde cada controlador incorpora acción proporcional e integral (si se considera), según el esquema de la figura 5.4.

Uno de los inconvenientes de la programación de ganancia se halla en la conmutación de un controlador a otro. Las figuras 5.7 y 5.8 no aportan información alguna sobre la conmutación de los controladores. En el peor de los casos posibles, podría suceder que cada uno de los controladores funcionase correctamente en su zona de trabajo, pero la conmutación entre controladores llevase a la ineficacia del control e incluso a la inestabilidad. Puede ser conveniente incorporar histéresis para evitar oscilaciones entre controladores adyacentes.

Será necesario comprobar la efectividad del controlador global (LQR con programación de ganancia) mediante simulación. Entre otras informaciones, los resultados de simulación pueden llevar a la conclusión que sea necesario incrementar el número de tramos o escalones en los que

se divide el margen de operación o que se requiera cambiar el tipo de conmutación entre controladores. En cualquier caso, si se verifica la controlabilidad del sistema para cada zona de trabajo, por definición, el sistema puede seguir una trayectoria de estado definida dentro de cada zona. Parece lógico que esta propiedad otorgue estabilidad en la conmutación de los controladores establecidos por la programación de ganancia.

5.4.5. Paso 5. Valoración de la necesidad de elementos adicionales en el control

El proceso de diseño del controlador conlleva la búsqueda de una solución de compromiso entre la respuesta deseada del sistema y las limitaciones propias de las acciones de control y de las variables del sistema. Por ejemplo, un controlador que propicie una respuesta más rápida del sistema frente a un cambio de consigna puede conducir a un rebasamiento inaceptable o a la necesidad de acciones de control más allá de su límite admisible.

Esta solución de compromiso puede conllevar a validar un controlador cuyo comportamiento sea idóneo en todas las condiciones de operación excepto en alguna concreta. Si se emplea algún elemento adicional en el control, se puede conseguir que el controlador sea apto también para la condición de operación concreta o excepcional.

Estos elementos adicionales se emplean habitualmente en los sistemas de control y, en principio, son limitadores de dos tipos: limitadores de las acciones de control y limitadores de rampa que acotan la velocidad de cambio de la consigna. La figura 5.9 ilustra la ubicación de los bloques limitadores dentro del diagrama de control.

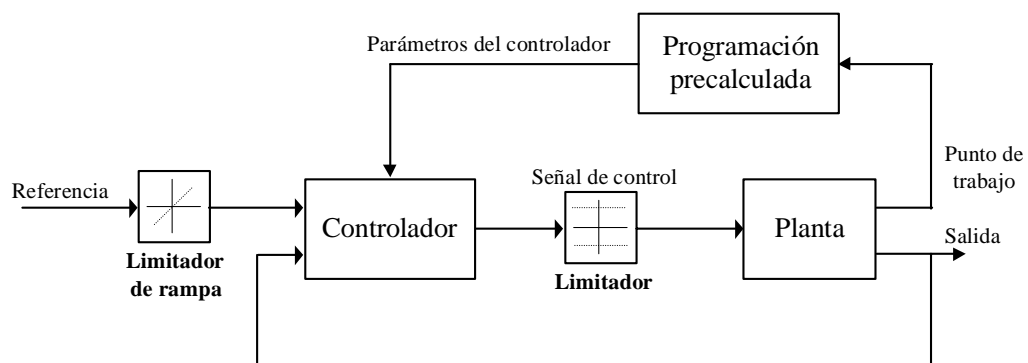


Figura 5.9. Limitador de rampa en la consigna y limitador de las señales de control.

A modo de ejemplo, puede considerarse un controlador cuya respuesta es correcta excepto en el arranque desde el reposo hasta el punto máximo de operación, donde se presenta un rebasamiento que resulta inadmisibles. En tal caso, es conveniente incorporar un limitador de rampa, ajustando la rampa máxima mediante simulación, de forma que elimine el rebasamiento restando la mínima velocidad de respuesta al sistema.

Respecto al limitador de rampa, su incorporación puede resultar muy beneficiosa para el sistema de control, especialmente en los escalones de consigna. Si no se considera limitador de rampa, dado un escalón de consigna, la diferencia entre la consigna y el valor de la variable a regular (error) puede ser muy grande, lo que resulta en una variable perturbada muy grande (control en pequeña señal) y una acción de control muy grande (Ley LQR: $\hat{u} = -K \cdot \hat{x}$). Esta situación puede ocasionar que las variables de control se salgan de los márgenes admisibles. El uso de un limitador de rampa evita la situación anterior y favorece que las variables de control estén dentro de sus límites. En tal caso, su necesidad se hará patente durante las simulaciones realizadas para la elección de los pesos de las matrices $[Q]$ y $[R]$.

5.5. Ejemplo de aplicación del método de diseño: Control de tensión

El método de diseño del controlador se emplea sobre uno de los sistemas modelados en el Capítulo 3, con objeto de ilustrar el cálculo del controlador. Se va a controlar la tensión aplicada a la carga, así como el equilibrio del bus de continua. El programa en MatLab con los cálculos necesarios que se realizan a lo largo de este apartado, así como los resultados, pueden consultarse en el Apéndice D.

5.5.1. Paso 1. Identificación del sistema, modelado y variables a controlar

Sea el sistema de la figura 5.10, donde se conocen la tensión total del bus de continua (v_{pn}), impuesta por algún medio externo, y los valores de los componentes pasivos (capacidades del bus de continua C_{DC} , filtro LC y carga resistiva). Se desea regular la amplitud de la tensión aplicada a la carga, de frecuencia constante (50 Hz). Será necesario, además, controlar el equilibrio del punto medio del bus de continua. Los valores para el sistema de la figura 5.10 son:

$$C_{DC} = 470 \mu\text{F} ; L = 3 \text{ mH} ; C = 40 \mu\text{F} ; R = 15 \Omega ; V_{pn} = 250 \text{ V} ; f = 50 \text{ Hz} ; f_s = 10 \text{ kHz}$$

Los modelos de gran señal (5.22), régimen permanente (5.23)(5.24)(5.25) y pequeña señal (5.26) se han extraído del Capítulo 3. Se considera estrategia de conmutación simétrica en régimen permanente. Si se desea controlar la tensión de salida, se conocen los valores V_{Yd} , V_{Yq} , ω y V_{pn} .

Variables a controlar:

- La amplitud de la tensión de salida se varía regulando las variables v_{Yd} , v_{Yq} .
- Es necesario controlar el equilibrio de las capacidades del bus de continua regulando la variable v_o .

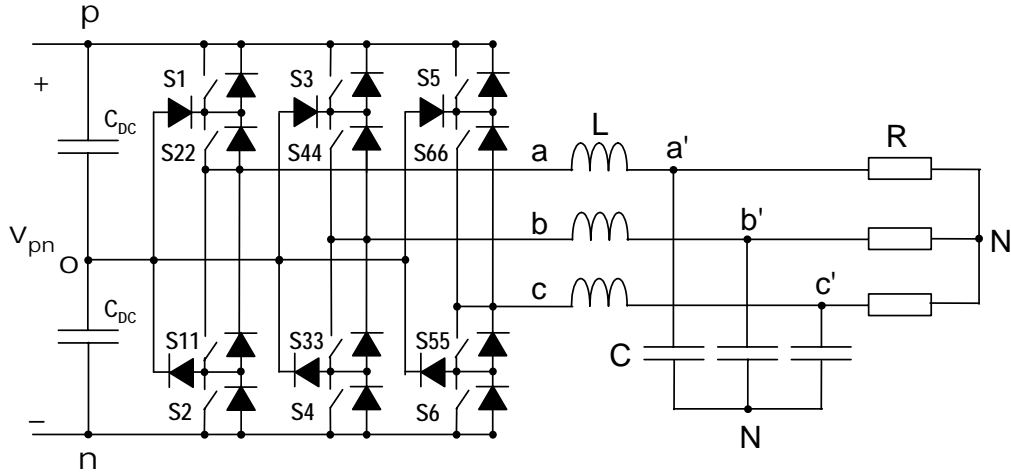


Figura 5.10. Inversor NPC con filtro LC y carga resistiva.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{Yd} \\ v_{Yd} \\ i_{Yq} \\ v_{Yq} \\ v_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{-1}{L} & \omega & 0 & \frac{(d_{pd} + d_{nd})}{2 \cdot L} \\ \frac{1}{C} & \frac{-1}{RC} & 0 & \omega & 0 \\ -\omega & 0 & 0 & \frac{-1}{L} & \frac{(d_{pq} + d_{nq})}{2 \cdot L} \\ 0 & -\omega & \frac{1}{C} & \frac{-1}{RC} & 0 \\ \frac{-(d_{pd} + d_{nd})}{C_{DC}} & 0 & \frac{-(d_{pq} + d_{nq})}{C_{DC}} & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{Yd} \\ v_{Yd} \\ i_{Yq} \\ v_{Yq} \\ v_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} (d_{pd} - d_{nd}) \\ 0 \\ (d_{pq} - d_{nq}) \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot \frac{v_{pn}}{2 \cdot L} \quad (5.22)$$

$$D_d = \frac{V_{Yd} \cdot (1 - L \cdot C \cdot \omega^2) - \frac{L \cdot \omega}{R} \cdot V_{Yq}}{V_{pn}} \quad ; \quad D_q = \frac{V_{Yq} \cdot (1 - L \cdot C \cdot \omega^2) + \frac{L \cdot \omega}{R} \cdot V_{Yd}}{V_{pn}} \quad (5.23)$$

$$I_{Yd} = \frac{1}{R} \cdot V_{Yd} - C \cdot \omega \cdot V_{Yq} \quad ; \quad I_{Yq} = C \cdot \omega \cdot V_{Yd} + \frac{1}{R} \cdot V_{Yq}$$

$$\begin{aligned} V_{VStd} &= D_d \cdot V_{pn} & ; & & V_{VStq} &= D_q \cdot V_{pn} & ; & & V_{VSt0} &= 0 & ; & & V_{No} &= 0 \\ I_p &= D_d \cdot I_{Yd} + D_q \cdot I_{Yq} & ; & & I_n &= -I_p & ; & & I_o &= 0 & ; & & I_{DC} &= I_p \end{aligned} \quad (5.24)$$

$$P = \frac{V_{Yd}^2}{R} + \frac{V_{Yq}^2}{R} \quad ; \quad I_{DC} = \frac{P}{V_{pn}}$$

$$D_d = D_{pd} = -D_{nd} \quad ; \quad D_q = D_{pq} = -D_{nq} \quad ; \quad D_0 = D_{p0} = D_{n0} \quad (5.25)$$

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_{Yd} \\ \hat{v}_{Yd} \\ \hat{i}_{Yq} \\ \hat{v}_{Yq} \\ \hat{v}_o \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & \frac{-1}{L} & \omega & 0 & \frac{(D_{pd} + D_{nd})}{2 \cdot L} \\ \frac{1}{C} & \frac{-1}{RC} & 0 & \omega & 0 \\ -\omega & 0 & 0 & \frac{-1}{L} & \frac{(D_{pq} + D_{nq})}{2 \cdot L} \\ 0 & -\omega & \frac{1}{C} & \frac{-1}{RC} & 0 \\ -\frac{(D_{pd} + D_{nd})}{C_{DC}} & 0 & -\frac{(D_{pq} + D_{nq})}{C_{DC}} & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \hat{i}_{Yd} \\ \hat{v}_{Yd} \\ \hat{i}_{Yq} \\ \hat{v}_{Yq} \\ \hat{v}_o \end{bmatrix} + \\
&+ \begin{bmatrix} \frac{(V_o + V_{pn})}{2 \cdot L} & \frac{(V_o - V_{pn})}{2 \cdot L} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{(V_o + V_{pn})}{2 \cdot L} & \frac{(V_o - V_{pn})}{2 \cdot L} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{-I_{Yd}}{C_{DC}} & \frac{-I_{Yd}}{C_{DC}} & \frac{-I_{Yq}}{C_{DC}} & \frac{-I_{Yq}}{C_{DC}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \hat{d}_{pd} \\ \hat{d}_{nd} \\ \hat{d}_{pq} \\ \hat{d}_{nq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} (D_{pd} - D_{nd}) \\ 0 \\ (D_{pq} - D_{nq}) \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot \frac{\hat{v}_{pn}}{2 \cdot L} \quad (5.26)
\end{aligned}$$

En el sistema considerado no existe restricción alguna sobre la fase de la tensión de salida. En este caso, por comodidad, puede alinearse la referencia del fasor de tensión de salida con el eje 'd' de la referencia de Park. En estas condiciones, según el Apéndice B, se tienen las expresiones (5.27).

$$v_{Yd} = V_{RMS}^{compuesta} \quad ; \quad v_{Yq} = 0 \quad ; \quad v_{Y0} = 0 \quad (5.27)$$

En consecuencia, el valor de consigna de tensión eficaz compuesta de carga permite obtener los valores de consigna de las variables de estado v_{Yd} , v_{Yq} (5.28). La consigna de la tensión de carga a secuencia cero v_{Y0} no es necesaria, al estar aislado el neutro del sistema, ver Capítulo 3. Por otro lado, el bus de continua debe permanecer equilibrado en todo instante, por tanto la consigna de la variable de estado v_o es obvia (5.29) e invariable para cualquier sistema, régimen de trabajo o control.

$$v_{Yd}^* = V_{RMS}^{compuesta} \quad ; \quad v_{Yq}^* = 0 \quad (5.28)$$

$$v_o^* = 0 \quad (5.29)$$

5.5.2. Paso 2. Valorar la incorporación de 'Gain Scheduling'

No se considera programación de ganancia. Se procede a calcular un único controlador LQR, esperando que sea apto para todo el margen de funcionamiento del sistema.

5.5.3. Paso 3. Diseño del LQR

a) Punto de trabajo para el cálculo del LQR

La tabla 4.5 del Capítulo 4 muestra los valores máximos que puede alcanzar la tensión eficaz compuesta respecto la tensión del bus de continua. Si se emplea una estrategia PWM con adición de continua, el valor máximo de dicha tensión es (5.30).

$$(v_{Yd})_{\max} = \left(V_{RMS}^{compuesta} \right)_{\max} = 0.707 \cdot V_{pn} = 0.707 \cdot 250 = 176.7 \text{ V} \quad ; \quad v_{Yq} = 0 \quad ; \quad v_{Y0} = 0 \quad (5.30)$$

Para el cálculo del controlador, se escoge un punto de trabajo (PT) situado en la mitad del margen de operación de la tensión de salida (se supone comportamiento cercano al lineal), teniendo en cuenta además que el bus de continua debe estar equilibrado (5.31). La tensión a secuencia 'q' es nula puesto que se alinea el eje 'd' de la referencia D-Q con el fasor de tensión. Una vez definido este punto, se hallan los valores del resto de variables (5.32), mediante las ecuaciones de régimen permanente (5.23)-(5.25). Las relaciones de conducción a secuencia cero ($D_0 = D_{p0} = D_{n0}$) no son necesarias para establecer el punto de trabajo, al ser un sistema de neutro aislado, ver Capítulo 3.

$$V_{Yd}^{PT} = 90 \text{ V} \quad ; \quad V_{Yq}^{PT} = 0 \text{ V} \quad ; \quad V_o^{PT} = 0 \text{ V} \quad (5.31)$$

$$\begin{aligned} I_{Yd}^{PT} &= 6 \text{ A} \quad ; \quad I_{Yq}^{PT} = 1.131 \text{ A} \\ D_d^{PT} = D_{pd}^{PT} = -D_{nd}^{PT} &= 0.35574 \quad ; \quad D_q^{PT} = D_{pq}^{PT} = -D_{nq}^{PT} = 0.022619 \end{aligned} \quad (5.32)$$

b) Controlabilidad y observabilidad

Para el sistema estudiado, todas las variables de estado son accesibles y medidas. Por tanto, no es necesario verificar la observabilidad del sistema.

La comprobación de la controlabilidad se realiza numéricamente sobre el modelo de pequeña señal, donde se han añadido los estados apropiados para considerar acción integral, particularizado en el entorno del punto trabajo asignado y posteriormente discretizado. Más adelante se verá el resultado de esta comprobación.

c) Parte integral

Puesto que el objetivo del control consiste en llevar a las variables v_{Yd} , v_{Yq} y v_o a sus valores de consigna, se añade parte integral sobre estas tres variables. Por tanto, será necesario añadir tres estados adicionales (5.33) al modelo de pequeña señal en el espacio de estado (5.26), según el procedimiento definido en el apartado 5.2.7. En consecuencia, se obtiene el nuevo modelo (5.34).

$$\begin{aligned}
 I_{V_{Yd}} = \int v_{Yd} &\Rightarrow \frac{d}{dt} I_{V_{Yd}} = v_{Yd} \\
 I_{V_{Yq}} = \int v_{Yq} &\Rightarrow \frac{d}{dt} I_{V_{Yq}} = v_{Yq} \\
 I_{V_o} = \int v_o &\Rightarrow \frac{d}{dt} I_{V_o} = v_o
 \end{aligned} \tag{5.33}$$

$$\begin{aligned}
 \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_{Yd} \\ \hat{v}_{Yd} \\ \hat{i}_{Yq} \\ \hat{v}_{Yq} \\ \hat{v}_o \\ \hat{I}_{V_{Yd}} \\ \hat{I}_{V_{Yq}} \\ \hat{I}_{V_o} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} & \omega & 0 & \frac{(D_{pd} + D_{nd})}{2 \cdot L} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} & 0 & \omega & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\omega & 0 & 0 & -\frac{1}{L} & \frac{(D_{pq} + D_{nq})}{2 \cdot L} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\omega & \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{(D_{pd} + D_{nd})}{C_{DC}} & 0 & -\frac{(D_{pq} + D_{nq})}{C_{DC}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \hat{i}_{Yd} \\ \hat{v}_{Yd} \\ \hat{i}_{Yq} \\ \hat{v}_{Yq} \\ \hat{v}_o \\ \hat{I}_{V_{Yd}} \\ \hat{I}_{V_{Yq}} \\ \hat{I}_{V_o} \end{bmatrix} + \\
 + \begin{bmatrix} \frac{(V_o + V_{pn})}{2 \cdot L} & \frac{(V_o - V_{pn})}{2 \cdot L} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{(V_o + V_{pn})}{2 \cdot L} & \frac{(V_o - V_{pn})}{2 \cdot L} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{I_{Yd}}{Cdc} & -\frac{I_{Yd}}{Cdc} & -\frac{I_{Yq}}{Cdc} & -\frac{I_{Yq}}{Cdc} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \hat{d}_{pd} \\ \hat{d}_{nd} \\ \hat{d}_{pq} \\ \hat{d}_{nq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{(D_{pd} - D_{nd})}{2 \cdot L} \\ 0 \\ \frac{(D_{pq} - D_{nq})}{2 \cdot L} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot \frac{\hat{v}_{pn}}{2 \cdot L}
 \end{aligned} \tag{5.34}$$

El modelo de (5.34) se particulariza para el punto de trabajo definido en las ecuaciones (5.31)(5.32) y se discretiza. Estas tareas se realizan fácilmente mediante MatLab. Para la discretización, se requiere conocer el periodo de muestreo (T_m), que depende del sistema digital donde se implementa el control. Tal como se verá en el Capítulo 7, en esta tesis se ha empleado un DSP sobre soporte PC (dSPACE 1104) para la realización del control. Se ha podido comprobar de forma experimental que el tiempo mínimo requerido por el sistema digital para realizar todas las tareas de control es 150 μ s. Las acciones de control se actualizan cada 150 μ s y, por tanto, este tiempo es el periodo de muestreo ($T_m = 150 \mu$ s). Las matrices $[A]$ y $[B]$ discretizadas se muestran en (5.35)(5.36).

Mediante MatLab, se calcula la matriz de controlabilidad correspondiente a las matrices $[A]$ y $[B]$ discretizadas (5.35)(5.36). El rango de la matriz de controlabilidad es 8, ver apartados D.1 y D.2 del Apéndice D, igual al orden del sistema ampliado y, por tanto, el sistema es controlable y existe solución al problema LQR.

$$[A] = \begin{bmatrix} 9.1390e-001 & -4.2824e-002 & 4.3098e-002 & -2.0195e-003 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 3.2118e+000 & 6.9978e-001 & 1.5146e-001 & 3.3001e-002 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -4.3098e-002 & 2.0195e-003 & 9.1390e-001 & -4.2824e-002 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1.5146e-001 & -3.3001e-002 & 3.2118e+000 & 6.9978e-001 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 2.5511e-004 & 1.2857e-004 & 7.9096e-006 & 2.8528e-006 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ -7.9096e-006 & -2.8528e-006 & 2.5511e-004 & 1.2857e-004 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1.5000e-004 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.35)$$

$$[B] = \begin{bmatrix} 6.0658e+000 & -6.0658e+000 & 1.4084e-001 & -1.4084e-001 \\ 1.0630e+001 & -1.0630e+001 & 3.2957e-001 & -3.2957e-001 \\ -1.4084e-001 & 1.4084e-001 & 6.0658e+000 & -6.0658e+000 \\ -3.2957e-001 & 3.2957e-001 & 1.0630e+001 & -1.0630e+001 \\ -1.9149e+000 & -1.9149e+000 & -3.6095e-001 & -3.6095e-001 \\ 5.4586e-004 & -5.4586e-004 & 1.2666e-005 & -1.2666e-005 \\ -1.2666e-005 & 1.2666e-005 & 5.4586e-004 & -5.4586e-004 \\ -1.4362e-004 & -1.4362e-004 & -2.7071e-005 & -2.7071e-005 \end{bmatrix} \quad (5.36)$$

d) Elección de las matrices $[Q]$ y $[R]$. Simulación

Se procede a definir la función de coste J mediante las matrices $[Q]$ y $[R]$. Se ha optado por calcular el controlador LQR discreto y realizar simulaciones que incorporen el efecto del control discreto (digital).

La ecuación (5.31) marca el punto de trabajo donde se calcula el controlador. Para verificar la bondad del controlador, es conveniente realizar simulaciones de operación del sistema en distintas y severas condiciones, por ejemplo, el arranque.

La potencia nominal del convertidor físico es 1 kW. Por esta razón, la simulación empleada para el diseño del controlador consiste en el arranque del convertidor hasta aproximadamente este nivel de potencia, que supone una consigna de tensión (5.37). En estas condiciones, se puede deducir el valor de la corriente de carga (5.38), la potencia entregada a la carga (5.39) y la corriente del bus de continua (5.40).

$$v_{Yd}^* = 120 \text{ V} \quad ; \quad v_{Yq}^* = 0 \text{ V} \quad (5.37)$$

$$I = \frac{V_{simple}}{R} = \frac{120/\sqrt{3}}{15} = 4.61 \text{ A} \quad (5.38)$$

$$P = \sqrt{3} \cdot V_{compuesta} \cdot I \cdot \cos \varphi = \sqrt{3} \cdot 120 \cdot 4.61 \cdot 1 = 959 \text{ W} \quad (5.39)$$

$$I_{DC} = \frac{P}{V_{pn}} = \frac{959}{250} = 3.84 \text{ A} \quad (5.40)$$

Las simulaciones se basan en el diagrama de bloques de la figura 4.1. La estrategia de conmutación empleada en la simulación es de tipo PWM asimétrica con adición de continua. La

estrategia PWM asimétrica es la más desfavorable respecto el equilibrado del bus de continua, de esta forma se podrá verificar si el control equilibra efectivamente el bus. Se ha escogido una frecuencia de conmutación de 10 kHz, igual a la del convertidor físico. Por simplicidad, el valor de las relaciones de conducción a secuencia cero (d_{p0} , d_{n0}) se ha fijado arbitrariamente a 0.8, lo que garantiza un margen de maniobra suficiente para que las relaciones de conducción 'abc' estén comprendidas entre 0 y 1. Una descripción más detallada del entorno de simulación se halla en el Capítulo 6.

Para el cálculo del controlador LQR se emplea el modelo de pequeña señal (5.26), incorporando parte integral (5.34), discretizado (5.35)(5.36) en el punto de trabajo (5.31) seleccionado.

En el convertidor, se desea controlar la tensión aplicada a la carga y equilibrio del bus de continua. En términos del modelo de pequeña señal, es necesario controlar la tensión de salida perturbada (variables v_{Yd} y v_{Yq} perturbadas) y la tensión del punto medio del bus de continua perturbada (variable v_o perturbada). Considerando además la acción integral sobre estas variables, se define la función de coste J (5.41). El controlador LQR actúa de forma que se minimiza la función de coste (5.41).

$$J = \int_0^{\infty} \left([x]^T \cdot [Q] \cdot [x] + [u]^T \cdot [R] \cdot [u] \right) \cdot dt = \int_0^{\infty} (J_x + J_u) \cdot dt \quad (5.41)$$

$$\begin{aligned} J_x + J_u &= [x]^T [Q] [x] + [u]^T [R] [u] = \\ &= \left(KP_{VYD} \cdot \hat{v}_{Yd}^2 + KP_{VYQ} \cdot \hat{v}_{Yq}^2 + KP_{Vo} \cdot \hat{v}_o^2 + KI_{VYD} \cdot I_{\hat{v}_{Yd}}^2 + KI_{VYQ} \cdot I_{\hat{v}_{Yq}}^2 + KI_{Vo} \cdot I_{\hat{v}_o}^2 \right) + W \cdot \left([u]^T [R] [u] \right) \end{aligned} \quad (5.42)$$

El término J_x en (5.41)(5.42) identifica la desviación de los estados, y es la suma del cuadrado de las tensiones perturbadas, el cuadrado de la tensión del punto medio del bus de continua perturbada y los cuadrados de sus respectivas integrales. Se consideran diferentes pesos para cada variable (KP_{VYD} , KP_{VYQ} , KP_{Vo} , KI_{VYD} , KI_{VYQ} , KI_{Vo}). El término J_u identifica el esfuerzo del control. Las matrices $[Q]$ y $[R]$ se extraen fácilmente (5.43) de la función de coste (5.42). La matriz $[R]$ se escoge igual a la matriz identidad $[I]_{4 \times 4}$, otorgando la misma importancia a todas las variables de control. El peso W puede aplicarse con objeto de evitar saturación en las variables de control (las relaciones de conducción 'abc' – d_{ap}, \dots, d_{cn} – deben estar comprendidas entre 0 y 1).

Es tarea del diseñador asignar valores a los pesos de las matrices $[Q]$ y $[R]$. Una vez definidas $[Q]$ y $[R]$ (5.43), junto con $[A]$ y $[B]$ de (5.35)(5.36), se calcula el controlador LQR de manera muy simple mediante MatLab. El algoritmo LQR entrega una matriz $[K]$ que debe entenderse como dos matrices diferentes, $[K_P]$ matriz proporcional y $[K_I]$ matriz integral, tal como se ha detallado en el apartado 5.2.7.

$$\begin{aligned}
 J_x + J_u = & \begin{pmatrix} \hat{i}_{Yd} & \hat{v}_{Yd} & \hat{i}_{Yq} & \hat{v}_{Yq} & \hat{v}_o & I\hat{v}_{Yd} & I\hat{v}_{Yq} & I\hat{v}_o \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & KP_{VVD} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & KP_{VYQ} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & KP_{Vo} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & KI_{VVD} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & KI_{VYQ} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & KI_{Vo} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{i}_{Yd} \\ \hat{v}_{Yd} \\ \hat{i}_{Yq} \\ \hat{v}_{Yq} \\ \hat{v}_o \\ I\hat{v}_{Yd} \\ I\hat{v}_{Yq} \\ I\hat{v}_o \end{pmatrix} + \\
 + W \cdot & \begin{pmatrix} \hat{d}_{pd} & \hat{d}_{nd} & \hat{d}_{nd} & \hat{d}_{nq} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{d}_{pd} \\ \hat{d}_{nd} \\ \hat{d}_{nd} \\ \hat{d}_{nq} \end{pmatrix} = [x]^T \cdot [Q] \cdot [x] + [u]^T \cdot [R] \cdot [u]
 \end{aligned} \tag{5.43}$$

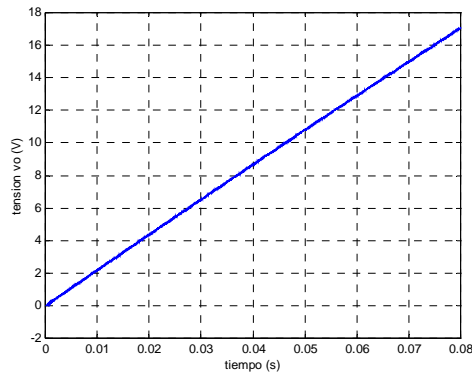
Con objeto de reducir el número de pesos a asignar, no se considera peso W sobre la matriz $[R]$. En consecuencia, $W=1$.

Los primeros pesos a establecer son los correspondientes a la tensión de desequilibrio v_o (KP_{Vo} , KI_{Vo}). No tiene sentido realizar control alguno del convertidor si no se puede garantizar el equilibrio del punto medio del bus de continua. Se han realizado diversas simulaciones, ver figura 5.11, para establecer el valor de los pesos (KP_{Vo} , KI_{Vo}). Se considera que las capacidades del bus de continua, en el arranque, están cargadas y equilibradas.

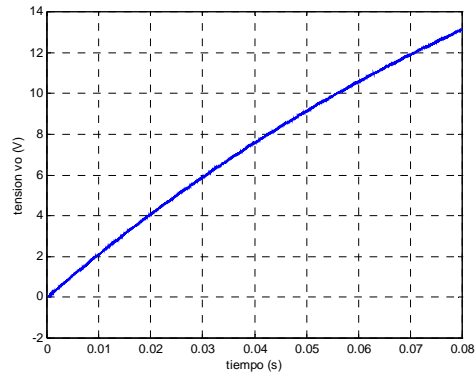
En primer lugar, es útil conocer la evolución de v_o en lazo abierto, ver figura 5.11a, con objeto de poder valorar comparativamente la acción del controlador. Se observa que la estrategia de conmutación desequilibra el bus de continua en lazo abierto.

A continuación, se incrementa el peso proporcional (KP_{Vo}), tal que mejore la respuesta de v_o sin que las relaciones de conducción 'abc' salgan de margen. Las figuras 5.11b y 5.11c muestran la respuesta de v_o con valores incrementales del peso proporcional. Un mayor valor del peso supone una corrección más eficaz del desequilibrio, a costa de un mayor esfuerzo del control. El punto de equilibrio entre eficacia y esfuerzo del control se encuentra con el valor $KP_{Vo} = 1e-5$.

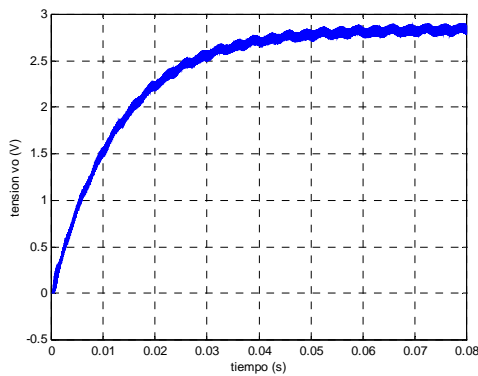
Para cancelar el error estacionario, se incrementa el peso integral (KI_{Vo}), prestando de nuevo atención a los márgenes de las relaciones de conducción 'abc'. Las figuras 5.11d y 5.11e ilustran la acción integral en el control de v_o . La respuesta de la figura 5.11e se juzga adecuada, la desviación máxima es de 1 V, frente a los 250 V del bus de continua (desviación del 0.4%) y converge a cero en 80 ms (admisible teniendo en cuenta que la desviación es muy pequeña). Las acciones de control se muestran en las figuras 5.11f, 5.11g y 5.11h. Se observa que todas ellas están comprendidas entre 0 y 1.



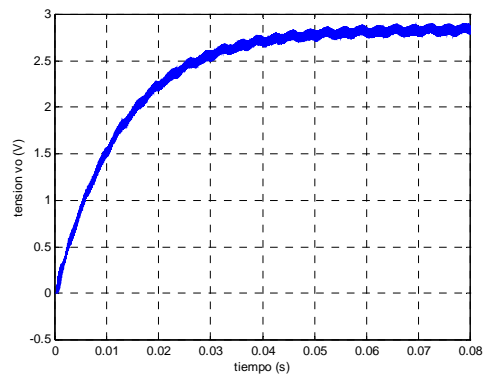
a) Respuesta de v_o en lazo abierto.



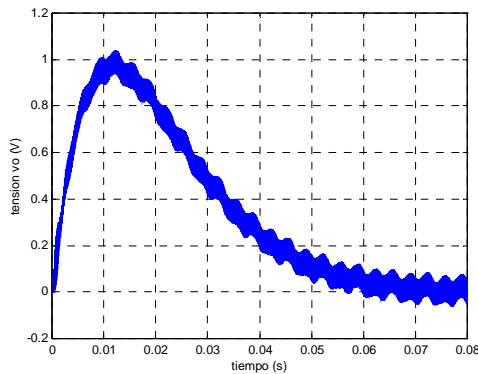
b) Respuesta de v_o con $KP_{V_o} = 1e-7$.



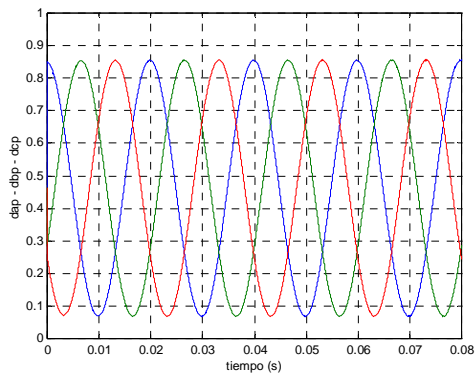
c) Respuesta con $KP_{V_o} = 1e-5$.



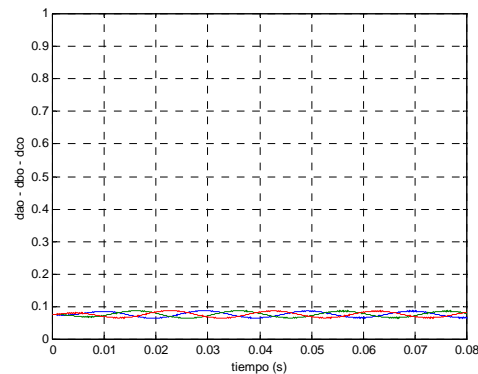
d) Respuesta con $KP_{V_o} = 1e-5$, $KI_{V_o} = 1e-5$.



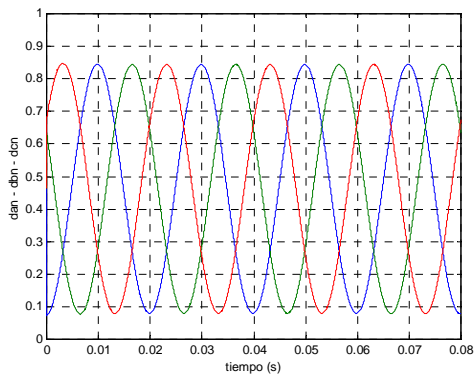
e) Respuesta con $KP_{V_o} = 1e-5$, $KI_{V_o} = 1e-5$.



f) Relaciones de conducción d_{ap} , d_{bp} , d_{cp} .



g) Relaciones de conducción d_{ao} , d_{bo} , d_{co} .



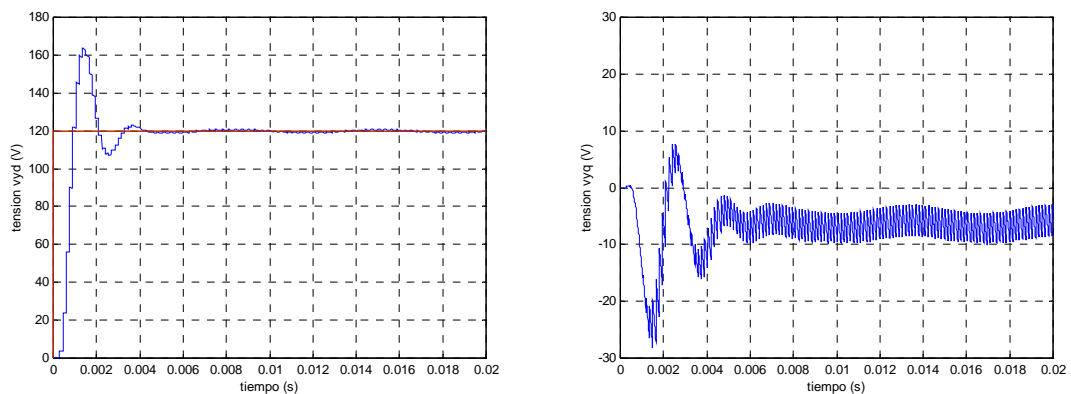
h) Relaciones de conducción d_{an} , d_{bn} , d_{cn} .

Figura 5.11. Simulaciones para la asignación de los pesos relacionados con v_o (KP_{V_o} , KI_{V_o})

A tenor de los resultados de las simulaciones, los valores $KP_{V_o} = 1e-5$ y $KI_{V_o} = 1e-1$ ofrecen un comportamiento apropiado del sistema y quedan validados. Valores superiores de los pesos suponen un control más severo, que no es necesario, a costa de mayores acciones de control y riesgo de salida fuera de márgenes. En otras palabras, mayores acciones de control ofrecen una mejora en la respuesta del control que no es necesaria ni justificada. En cualquier caso, aunque la saturación de las variables de control supone la pérdida de linealidad del control, no debe entenderse como una situación muy negativa. De hecho, numerosos sistemas de control incorporan el fenómeno de la saturación como parte normal del control.

Una vez establecidos los pesos de la tensión de desequilibrio, se determinan los pesos de la tensión aplicada a la carga ($KP_{V_{YD}}$, $KP_{V_{YQ}}$, $KI_{V_{YD}}$, $KI_{V_{YQ}}$). El proceso es similar: incrementar los pesos proporcionales para mejorar la respuesta de las variables a controlar, cancelación del error estacionario mediante los pesos integrales, siempre bajo la restricción de las relaciones de conducción 'abc'.

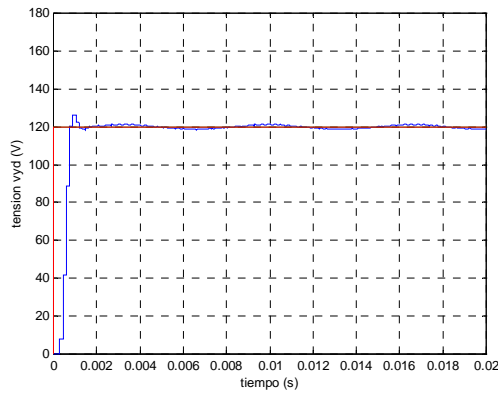
Las figuras 5.12a y 5.12b muestran la respuesta de las variables a controlar (v_{Yd} , v_{Yq}) en lazo abierto. La respuesta del sistema es rápida, pero se observa un rebasamiento importante y oscilaciones. Al incrementar los pesos proporcionales ($KP_{V_{YD}} = 1e-5$, $KP_{V_{YQ}} = 1e-5$, por ejemplo), la respuesta del sistema mejora (v_{Yd} , v_{Yq} en figura 5.13a, b), pero a costa de unas acciones de control fuera de márgenes (figuras 5.13c, d, e). Las corrientes por las bobinas (figura 5.13f) son inadmisibles, puesto que toman valores mayores (hasta 15 A) que la corriente de saturación (11 A). Después de algunas simulaciones se verifica la imposibilidad de mejorar el control sin saturar las bobinas y manteniendo las relaciones de conducción 'abc' entre 0 y 1. Este comportamiento se debe a la gran diferencia entre consigna y variable en el instante del arranque (escalón de consigna), que origina un gran valor en las señales de control. Es necesario incorporar un limitador de rampa en la consigna que limite este error y, en consecuencia, las señales de control y las corrientes por las bobinas del filtro.



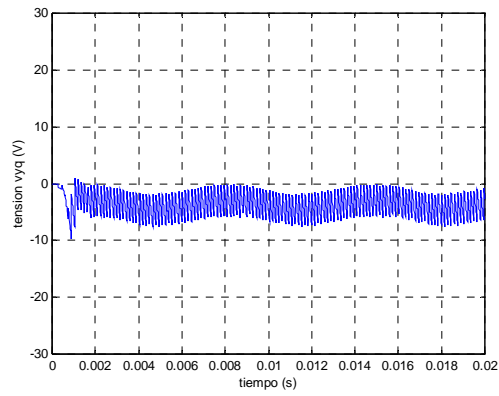
a) Respuesta de v_{Yd} en lazo abierto.

b) Respuesta de v_{Yq} en lazo abierto.

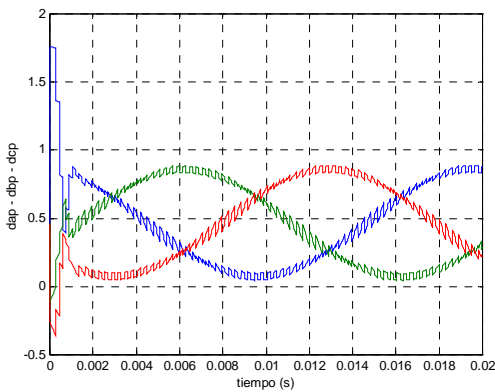
Figura 5.12. Respuesta de la tensión de salida durante arranque en lazo abierto.



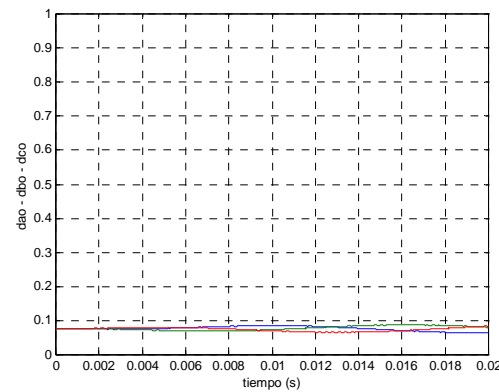
a) Respuesta de v_{Yd} .



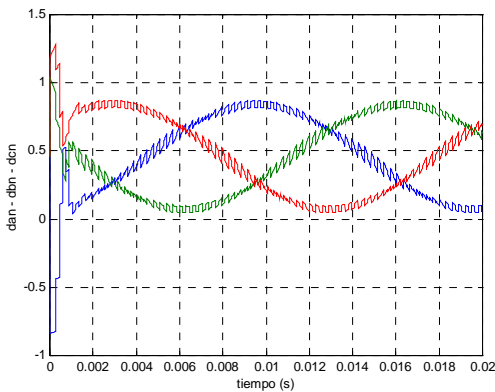
b) Respuesta de v_{Yq} .



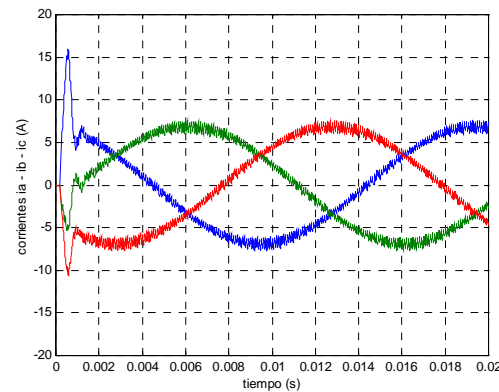
c) Relaciones de conducción d_{ap} , d_{bp} , d_{cp} .



d) Relaciones de conducción d_{ao} , d_{bo} , d_{co} .



e) Relaciones de conducción d_{an} , d_{bn} , d_{cn} .



f) Corrientes de salida i_a , i_b , i_c .

Figura 5.13. Tensiones aplicadas a la carga, acciones de control y corrientes por las bobinas durante arranque en lazo cerrado con pesos $KP_{VYD} = 1e-5$, $KP_{VYQ} = 1e-5$.

Para establecer la pendiente del limitador de rampa, es necesario tener en cuenta que un límite de pendiente menor supone una respuesta del sistema más lenta, pero un mejor seguimiento de la consigna y menores acciones de control. Debe hallarse una solución de compromiso tal que la velocidad de respuesta del sistema sea elevada sin que las acciones de control superen sus márgenes admisibles y sin que las corrientes de las bobinas alcancen su valor de saturación. Después de algunas simulaciones se halla que el sistema presenta un buen

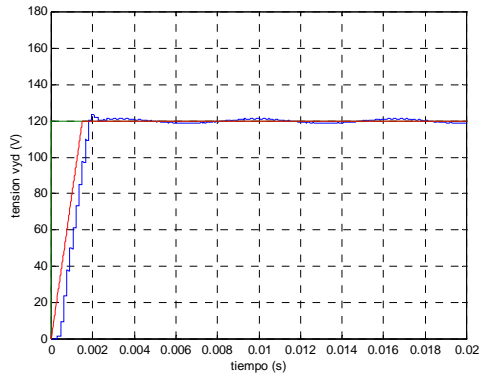
comportamiento para un valor límite de 80 V/ms, si bien se puede realizar esta misma operación de forma analítica, en función de la capacidad y la bobina del filtro.

La figura 5.14 muestra el comportamiento del sistema una vez incorporado el limitador de rampa de consigna y con pesos $KP_{VYD} = 1e-3$, $KP_{VYQ} = 1e-3$. Hay una ligera merma en la velocidad de respuesta (figura 5.14a). Aun así, el sistema alcanza el punto de trabajo en 2 ms. Obsérvese una componente de tercer armónico en las tensiones v_{Yd} y v_{Yq} , causado por la estrategia de conmutación y amplificado por el cierre del lazo de control. Las relaciones de conducción se hallan en todo momento entre 0 y 1 (figuras 5.14c, d y e), mientras que las corrientes de las bobinas del filtro no alcanzan su valor de saturación (figura 5.14f). El comportamiento de la tensión de desequilibrio v_o (figura 5.14g) no se ve afectada por los pesos (KP_{VYD} , KP_{VYQ}), y no altera su evolución. La respuesta de la tensión aplicada a la carga se muestra muy correcta (figura 5.14h).

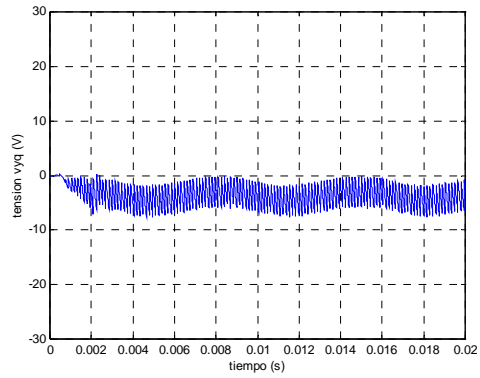
El modelo de simulación, si bien es un modelo de conmutación, es ideal en el sentido de que los valores de los parámetros del sistema coinciden exactamente con los valores teóricos. Bajo este entorno, las simulaciones muestran que no es necesario incorporar parte integral para regular la tensión aplicada a la carga, puesto que las tensiones de salida (v_{Yd} , v_{Yq}) no presentan errores estacionarios significativos. No obstante, es seguro que van a existir desviaciones de los valores reales del sistema respecto los teóricos, causando la aparición de errores estacionarios y la necesidad de acción integral que los cancele. En consecuencia, para establecer los pesos integrales (KI_{VYD} , KI_{VYQ}) es conveniente incorporar una perturbación en la simulación que genere error estacionario y permita visualizar la acción integral. Esta actuación no es necesaria en el cálculo del peso integral de v_o (KI_{V_o}), puesto que es la propia estrategia de conmutación la que provoca el desequilibrio. Una mayor acción integral corrige más rápidamente el error estacionario, pero incrementa el rebasamiento e incluso puede llevar a la inestabilidad.

La perturbación introducida consiste en aumentar la tensión de bus de continua a 280 V, mientras que el controlador considera que el valor de dicha tensión es 250 V. La figura 5.15 muestra la respuesta de la tensión de aplicada a la carga, donde se observa error estacionario para ambas componentes 'd' y 'q'.

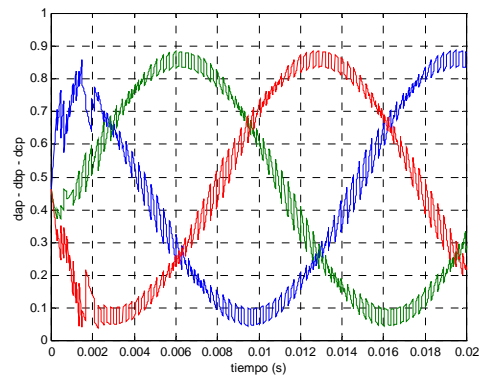
Después de algunas simulaciones, se encuentra que los pesos más apropiados son $KI_{VYD} = 1$ y $KI_{VYQ} = 1$. La figura 5.16 ilustra la respuesta de la tensión aplicada a la carga cuando se incorpora dicha acción integral. El error estacionario de v_{Yd} se cancela en 20 ms. No es posible cancelar completamente el error estacionario de v_{Yq} , por mas acción integral que se aplique. Se ha comprobado, además, que las variables de control permanecen dentro de sus márgenes en todo momento.



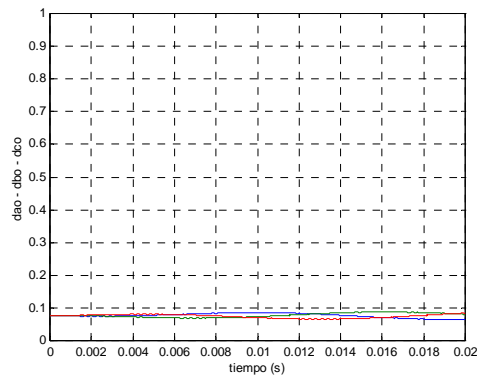
a) Respuesta de v_{Yd} .



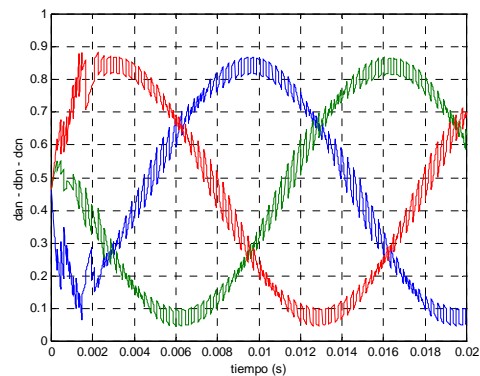
b) Respuesta de v_{Yq} .



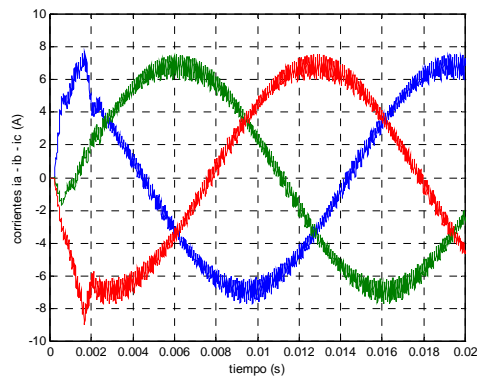
c) Relaciones de conducción d_{ap} , d_{bp} , d_{cp} .



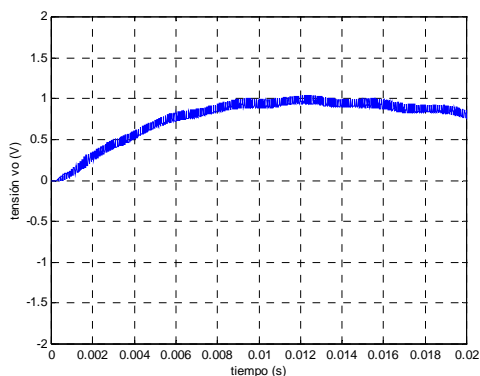
d) Relaciones de conducción d_{ao} , d_{bo} , d_{co} .



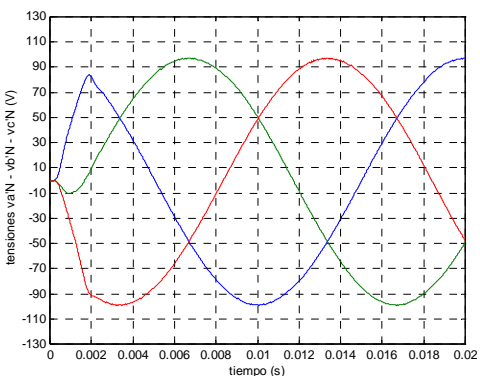
e) Relaciones de conducción d_{an} , d_{bn} , d_{cn} .



f) Corrientes de salida i_a , i_b , i_c .



g) Tensión de desequilibrio v_o .



f) Tensiones de carga v_{dN} , v_{bN} , v_{cN} .

Figura 5.14. Respuesta del sistema durante arranque en lazo cerrado.

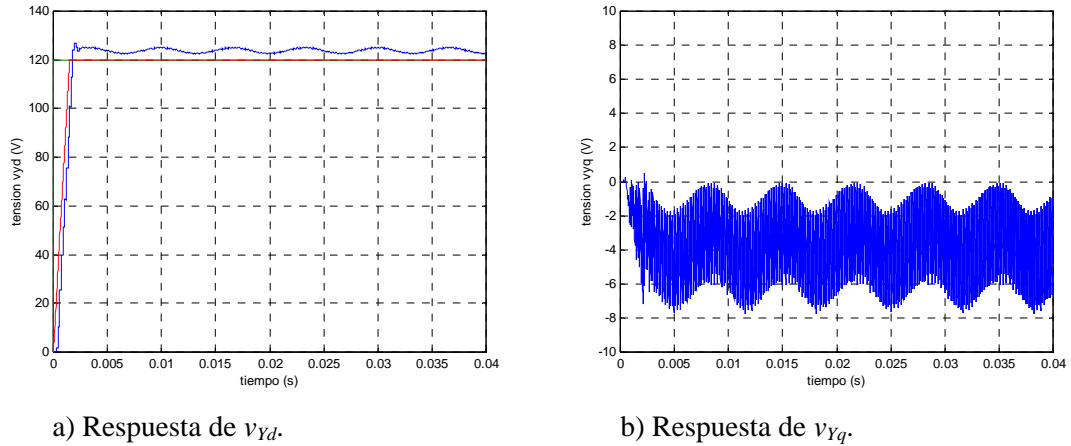


Figura 5.15. Tensiones aplicadas a la carga, sin acción integral, siendo $V_{DC} = 280$ V.

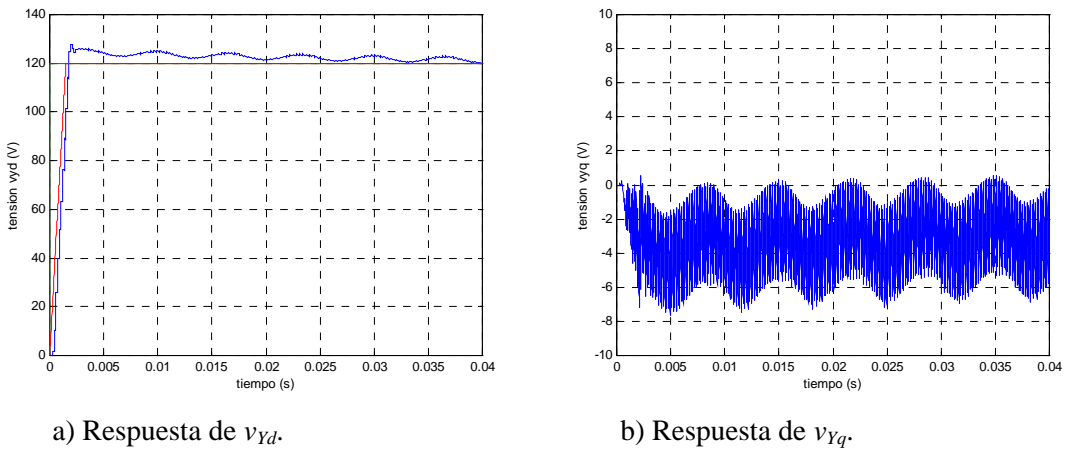


Figura 5.16. Tensiones aplicadas a la carga, con acción integral ($KI_{VYD} = 1$, $KI_{VYQ} = 1$), siendo $V_{DC} = 280$ V.

Después de las simulaciones anteriores, los valores más apropiados para los pesos en las matrices $[Q]$ y $[R]$ de la función de coste son los mostrados en (5.44).

$$KP_{VYD} = 1e-3 ; KP_{VYQ} = 1 e-3 ; KP_{Vo} = 1e-5 ; KI_{VYD} = 1 ; KI_{VYQ} = 1 ; KI_{Vo} = 1e-1 ; W = 1 \quad (5.44)$$

Las simulaciones muestran que el control obtenido con los anteriores pesos mantiene equilibrado el bus de continua, presenta una buena velocidad de respuesta y disminuye significativamente los errores de régimen permanente.

En el proceso de diseño del controlador, antes de su implementación, es conveniente realizar simulaciones adicionales para verificar la eficacia del controlador bajo otras condiciones de trabajo, por ejemplo, cambios de carga, escalones en la consigna o cambios en la tensión del bus de continua.

Estas simulaciones se han realizado para el controlador obtenido con los parámetros propuestos en (5.44). Los resultados de estas simulaciones se pueden consultar en el Capítulo 7,

donde se pueden comparar con los resultados experimentales obtenidos al implementar el controlador sobre el sistema real. Tanto simulaciones como resultados experimentales verifican la eficacia del controlador.

5.5.4. Paso 4. Diseño de la programación de ganancia (*Gain Scheduling*)

Las diversas simulaciones efectuadas del sistema, corroboradas experimentalmente, ver Capítulo 7, demuestran que el controlador LQR es apropiado para controlar el sistema y, por tanto, no es necesario incorporar programación de ganancia. No obstante, se ha creído oportuno presentar una programación de ganancia a título ilustrativo.

Se realiza una programación de ganancia simple, en función de una única variable, la tensión aplicada a la carga (v_{Yd}). Se divide el rango de operación de esta variable en tres intervalos. La figura 5.17 muestra la programación de ganancia escogida, donde se observan los tres intervalos y los tres puntos de trabajo empleados en el cálculo de los tres controladores distintos. Los tres controladores LQR conmutan en función del valor actual de la variable v_{Yd} . Se ha incorporado histéresis en la conmutación, con objeto de evitar conmutaciones en la aplicación de los controladores. Los valores de la histéresis se han establecido simulando el sistema en puntos próximos a los de conmutación y comprobando que las conmutaciones entre controladores no oscilan.

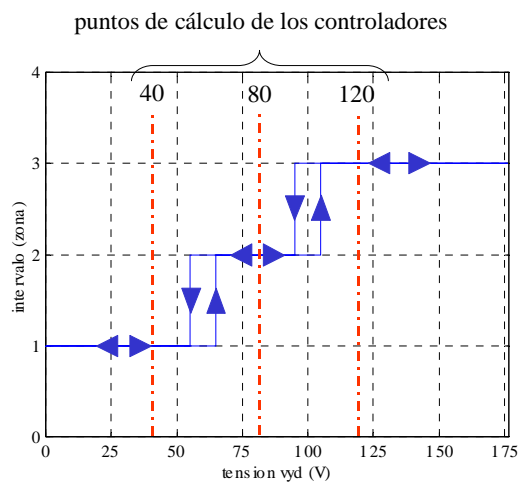


Figura 5.17. Programación de ganancia para la regulación de la tensión aplicada a la carga.

Las simulaciones efectuadas considerando la programación de ganancia de la figura 5.17 no difieren de las simulaciones realizadas en el anterior apartado. Esta programación de ganancia no aporta mejora alguna al control y, por tanto, no es necesario incorporarla al controlador. La explicación es que, en este caso, la relación entre la variable v_{Yd} y las variables de control es razonablemente lineal.

Es posible pensar en otras programaciones de ganancia, en función de la operación normal del sistema. Por ejemplo, es razonable que la carga pueda variar su valor resistivo y, en tal caso, la programación de ganancia se realizaría en función de la tensión aplicada a la carga y de las corrientes de salida. Si estuviera previsto que la tensión del bus de continua fuese variable, sería necesario incorporar también esta variable en la programación de ganancia.

5.6. Control de corriente

En el apartado anterior se ha diseñado con éxito el controlador del sistema mostrado en la figura 5.10 (inversor NPC con filtro LC y carga resistiva), donde se controla la tensión aplicada a la carga y el equilibrio de las tensiones de las capacidades del bus de continua. Considerando el mismo sistema y asumiendo que en el modo normal de trabajo el sistema se regula mediante el controlador de tensión, pueden darse situaciones anómalas o excepcionales donde puede ser apropiado el empleo de un controlador diferente. Se trata, por tanto, de aplicar diferentes controladores en función de las necesidades del sistema. En definitiva, una aplicación de la programación de ganancia.

Un caso anómalo o excepcional puede ocurrir cuando, por cualquier motivo, se produce un desequilibrio grande en las tensiones de las capacidades del bus de continua. El controlador de tensión del apartado 5.5 se ha diseñado bajo el supuesto que el convertidor arranca con bus equilibrado y que, en todo momento, el desequilibrio que pueda haber es pequeño. Si el desequilibrio es muy grande, la acción del controlador puede ocasionar que las variables de control tomen valores más allá de su margen admisible, y no se restablezca eficientemente el equilibrio. En consecuencia, si el desequilibrio es muy grande, puede ser conveniente aplicar un controlador cuya tarea principal sea recuperar rápidamente el equilibrio del bus de continua, con tal de evitar problemas en el convertidor, desplazando a un segundo término las restantes tareas de control. Una vez equilibrado, si no existen causas anormales que provoquen desequilibrio, puede restablecerse el control de tensión, en lo que podría denominarse funcionamiento normal.

Otro posible caso excepcional para el sistema de la figura 5.10 es aquel que tiene lugar cuando circulan sobreintensidades (sobrecarga o cortocircuito) que ponen en peligro el convertidor. Cuando aparecen estas sobreintensidades, se hace necesario conmutar el controlador en modo tensión a un controlador en modo corriente que limite estas sobreintensidades a un valor no perjudicial para el convertidor. Si desaparece la causa que provoca estas sobrecorrientes y, por tanto, las sobrecorrientes, el controlador en modo corriente se debe conmutar al modo tensión y volver al régimen de operación normal.

Este apartado se centra sobre la segunda situación anómala descrita, donde aparecen sobrecorrientes. Con objeto de complementar al controlador en modo tensión diseñado en el apartado 5.5, se diseña un controlador en modo corriente. Partiendo del funcionamiento normal,

con control en modo tensión, cuando aparecen sobrecorrientes se conmuta del control en modo tensión al control en modo corriente, protegiendo al sistema. El diseño del control en modo corriente se efectúa siguiendo la metodología de diseño presentada en el presente capítulo, si bien no será objeto de un desarrollo tan detallado como el control de tensión en el apartado 5.5.

5.6.1. Planteamiento para el diseño del controlador en modo corriente

Para el sistema de la figura 5.10, donde se controla la tensión aplicada a la carga y el equilibrio del bus de continua, pueden aparecer sobrecorrientes en los siguientes casos:

- Cortocircuito
- Sobrecarga (disminución importante de la resistencia de carga)
- Cambios bruscos en la consigna de tensión (escalones de consigna y arranque)

En principio, cortocircuito y sobrecarga suponen un funcionamiento anómalo y/o no deseado del convertidor. Su aparición, en general, viene dada por una avería o una maniobra errónea durante la operación del convertidor. En cambio, las variaciones bruscas en la consigna de tensión deben considerarse normales en la operación del convertidor.

El controlador de corriente debe intervenir para limitar las corrientes en caso de sobrecarga y cortocircuito. Ya se ha visto en el apartado 5.5.3 que la adición de un limitador de rampa de consigna es altamente efectivo para limitar las corrientes en los cambios bruscos de consigna. Así pues, esta última situación se considera fuera del campo de aplicación del control en modo corriente.

Con el planteamiento realizado, se considera el modo tensión como el modo normal de operación del sistema. El modo corriente sólo se activa cuando surge alguna anomalía que provoca la aparición de sobreintensidades. En consecuencia, si desaparece la anomalía y, por tanto, las sobrecorrientes, el control debe conmutar de modo corriente a modo tensión para volver al modo normal de operación.

5.6.2. Diseño del controlador

Para el sistema de la figura 5.10, las ecuaciones (5.22)-(5.26) describen el comportamiento del sistema en gran señal, régimen permanente y pequeña señal. Los valores de los componentes del sistema son los detallados en el apartado 5.5.

Más que un control de corriente específico, se está planteando un control integral del sistema que permita el funcionamiento en condiciones normales y bajo sobrecorrientes, sin perjuicios para el convertidor. En otros términos, se propone un control para la protección del convertidor

en un tipo concreto de situación anómala. Por tanto, no se realiza un control en modo corriente propiamente dicho, más bien se trata de un control de corriente que complementa al control normal en modo tensión con la finalidad de proteger el sistema si aparecen sobrecorrientes. El control global del convertidor se plantea, por tanto, sobre el modo tensión (operación normal) y el modo corriente (operación anómala con sobrecorrientes). El control en modo tensión ya se ha descrito ampliamente en el apartado 5.5, no va ser modificado y no es objeto de estudio en este apartado. El presente apartado se centra en el estudio y diseño del control en modo corriente.

Para realizar el control en modo corriente, las variables a controlar son:

- Las corrientes de las bobinas i_{Yd} , i_{Yq} .
- En cualquier caso, es necesario mantener equilibrado el bus de continua, por tanto es imprescindible control v_o .

Se ha mencionado previamente que el control normal es el control de tensión, por tanto la activación del control en modo corriente debe considerarse como una anomalía o signo de mal funcionamiento del convertidor. Para el control en modo corriente, va a considerarse como consigna aquella corriente que debería circular en condiciones normales, que viene dada por la consigna de tensión y los componentes pasivos (especialmente la carga) del convertidor según se muestra en (5.44), extraída de (5.23).

$$\begin{aligned} i_{Yd}^* &= \frac{1}{R} \cdot v_{Yd}^* - C \cdot \omega \cdot v_{Yq}^* \\ i_{Yq}^* &= C \cdot \omega \cdot v_{Yd}^* + \frac{1}{R} \cdot v_{Yq}^* \end{aligned} \quad (5.44)$$

Si el valor de la resistencia de carga (R) pasa del valor previsto a un valor pequeño y la corriente crece de forma excesiva, se activa el modo corriente, estableciendo la consigna de corriente al valor que teóricamente debería circular si la carga fuese la prevista. De esta forma, se controla la corriente, impidiendo que tome valores elevados y, en consecuencia, la tensión de salida disminuye. Si se restablece la carga prevista, con la consigna de corriente aplicada, la tensión aplicada a la carga (v_{Yd} , v_{Yq}) se iguala al valor de referencia (v_{Yd}^* , v_{Yq}^*). En decir, la tensión de aplicada a la carga retorna al valor previsto y es posible conmutar el controlador a modo tensión.

En otros términos, se puede plantear una programación de ganancia que presenta una configuración de sistema secuencial o autómatas de Moore, según se muestra en la figura 5.18. Los controladores en modo tensión y modo corriente se emplean para todo el margen de operación del sistema, dentro de sus respectivos ámbitos de actuación.

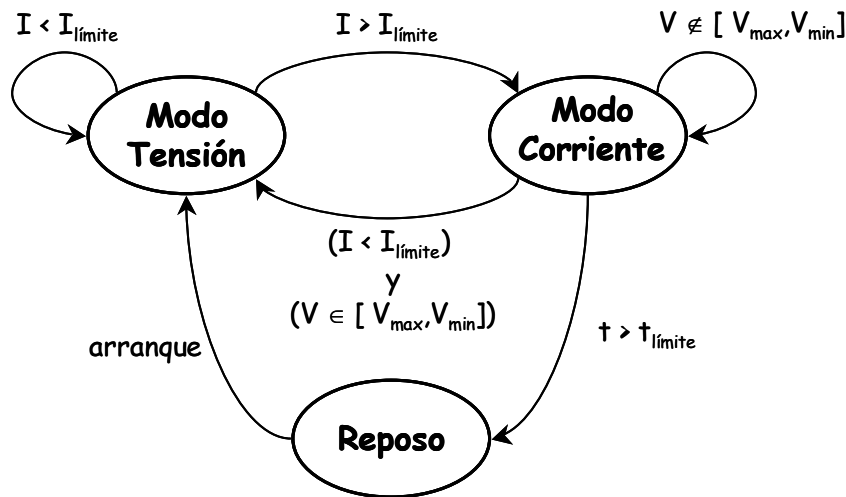


Figura 5.18. Diagrama de flujo del control del convertidor, considerando protección contra sobrecorrientes.

El funcionamiento del controlador según el diagrama de la figura 5.18 consiste en:

- En funcionamiento normal, el sistema se regula mediante el controlador en modo tensión.
- Con el sistema en reposo, en el arranque del convertidor se aplica el controlador en modo tensión.
- Si bien no aparece en el diagrama de la figura 5.18, existe la posibilidad de pasar del modo tensión a reposo, lo que supone una parada normal del convertidor.
- Si aparece una sobrecorriente ($I > I_{límite}$), el controlador conmuta a modo corriente. Bajo este modo, la consigna de corriente es la corriente que debería circular, con la carga prevista, para la consigna de tensión en modo tensión. El valor de la corriente límite ($I_{límite}$) debe ser definido por el diseñador o usuario, en función del sistema. Se supone que la circulación de una corriente mayor a la corriente límite puede ser perjudicial para el sistema.
- En modo corriente, si desaparece el origen de la sobrecorriente y la resistencia de carga retorna a su valor previsto, con la consigna de corriente anteriormente detallada, la tensión aplicada a la carga se restablece al valor de consigna.
- El modo corriente se mantiene activo y no se conmuta a modo tensión hasta que la corriente sea inferior al valor límite ($I_{límite}$) y la tensión esté dentro de un margen cercano al valor de consigna ($V \in [V_{max}, V_{min}]$). En estas condiciones, se supone que el sistema ha restablecido su condición normal de funcionamiento y es posible conmutar el controlador a modo tensión.
- En caso que la anomalía persista y no se den las condiciones para retornar a modo tensión, no tiene sentido hacer trabajar el convertidor en modo corriente, puesto que no es su funcionamiento normal ni deseado. En este caso, es posible habilitar una transición de modo corriente a reposo si el modo corriente está activado durante un tiempo mayor a un tiempo definido por el diseñador o usuario ($t_{límite}$).

El control en modo corriente se activa si la corriente alcanza un valor considerado elevado, por encima del cual hay posibilidad de dañar el convertidor. Por ello, el controlador en modo corriente debe ser calculado con un punto de trabajo en la banda alta del margen de operación del sistema. Atendiendo a la anterior consideración y según el margen de operación detallado en (5.30), se ha escogido el punto de trabajo indicado en (5.45) para el cálculo del controlador en modo corriente.

$$\begin{aligned} I_{Yd}^{PT} &= 8 \text{ A} \quad ; \quad I_{Yq}^{PT} = 1.508 \text{ A} \\ D_d^{PT} = D_{pd}^{PT} = -D_{nd}^{PT} &= 0.47432 \quad ; \quad D_q^{PT} = D_{pq}^{PT} = -D_{nq}^{PT} = 0.030159 \end{aligned} \quad (5.45)$$

El punto de trabajo de (5.45) corresponde con la tensión indicada en (5.46).

$$V_{Yd}^{PT} = 120 \text{ V} \quad ; \quad V_{Yq}^{PT} = 0 \text{ V} \quad ; \quad V_o^{PT} = 0 \text{ V} \quad (5.46)$$

Ya se ha mencionado que las variables a controlar son i_{Yd} , i_{Yq} y v_o . Se incorpora acción integral sobre estas tres variables y será necesario, por tanto, añadir tres nuevas variables en el modelo de pequeña señal, tal como se muestra en (5.47).

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_{Yd} \\ \hat{v}_{Yd} \\ \hat{i}_{Yq} \\ \hat{v}_{Yq} \\ \hat{v}_o \\ \hat{I}_{Yd} \\ \hat{I}_{Yq} \\ \hat{I}_{v_o} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} & \omega & 0 & \frac{(D_{pd} + D_{nd})}{2 \cdot L} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} & 0 & \omega & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\omega & 0 & 0 & -\frac{1}{L} & \frac{(D_{pq} + D_{nq})}{2 \cdot L} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\omega & \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{(D_{pd} + D_{nd})}{C_{DC}} & 0 & -\frac{(D_{pq} + D_{nq})}{C_{DC}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \hline 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \hat{i}_{Yd} \\ \hat{v}_{Yd} \\ \hat{i}_{Yq} \\ \hat{v}_{Yq} \\ \hat{v}_o \\ \hat{I}_{Yd} \\ \hat{I}_{Yq} \\ \hat{I}_{v_o} \end{bmatrix} + \\ &+ \begin{bmatrix} \frac{(V_o + V_{pn})}{2 \cdot L} & \frac{(V_o - V_{pn})}{2 \cdot L} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{(V_o + V_{pn})}{2 \cdot L} & \frac{(V_o - V_{pn})}{2 \cdot L} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ \hline -\frac{I_{Yd}}{Cdc} & -\frac{I_{Yd}}{Cdc} & -\frac{I_{Yq}}{Cdc} & -\frac{I_{Yq}}{Cdc} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \hat{d}_{pd} \\ \hat{d}_{nd} \\ \hat{d}_{pq} \\ \hat{d}_{nq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} (D_{pd} - D_{nd}) \\ 0 \\ (D_{pq} - D_{nq}) \\ 0 \\ \hline 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot \frac{\hat{v}_{pn}}{2 \cdot L} \end{aligned} \quad (5.47)$$

El modelo de (5.47) se ha particularizado para el punto de trabajo, se ha discretizado empleando un periodo de muestreo $T_m = 150 \mu\text{s}$ y se ha comprobado que es controlable.

La función de coste para el control en modo corriente se muestra en (5.48), de donde se pueden deducir las matrices $[Q]$ y $[R]$ para el cálculo del controlador (5.49). La matriz $[R]$ se escoge igual a la matriz identidad.

$$\begin{aligned}
 J_x + J_u &= [x]^T [Q] [x] + [u]^T [R] [u] = \\
 &= \left(KP_{I_{VD}} \cdot \hat{i}_{Yd}^2 + KP_{I_{VQ}} \cdot \hat{i}_{Yq}^2 + KP_{V_o} \cdot \hat{v}_o^2 + KI_{I_{VD}} \cdot \hat{I}_{Yd}^2 + KI_{I_{VQ}} \cdot \hat{I}_{Yq}^2 + KI_{V_o} \cdot I_{\hat{v}_o}^2 \right) + W \cdot \left([u]^T [R] [u] \right) \quad (5.48)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 J_x + J_u &= \begin{pmatrix} \hat{i}_{Yd} & \hat{v}_{Yd} & \hat{i}_{Yq} & \hat{v}_{Yq} & \hat{v}_o & I_{\hat{v}_{Yd}} & I_{\hat{v}_{Yq}} & I_{\hat{v}_o} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} KP_{I_{VD}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & KP_{I_{VQ}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & KP_{V_o} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & KI_{I_{VD}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & KI_{I_{VQ}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & KI_{V_o} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{i}_{Yd} \\ \hat{v}_{Yd} \\ \hat{i}_{Yq} \\ \hat{v}_{Yq} \\ \hat{v}_o \\ I_{\hat{v}_{Yd}} \\ I_{\hat{v}_{Yq}} \\ I_{\hat{v}_o} \end{pmatrix} + \\
 &+ W \cdot \begin{pmatrix} \hat{d}_{pd} & \hat{d}_{nd} & \hat{d}_{nd} & \hat{d}_{nq} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{d}_{pd} \\ \hat{d}_{nd} \\ \hat{d}_{nd} \\ \hat{d}_{nq} \end{pmatrix} = [x]^T \cdot [Q] \cdot [x] + [u]^T \cdot [R] \cdot [u] \quad (5.49)
 \end{aligned}$$

Además del controlador, es necesario determinar los valores que implican una transición en el diagrama de flujo del control ($I_{límite}$, margen de tensión $[V_{max}, V_{min}]$, $t_{límite}$), ver figura 5.18.

La corriente límite ($I_{límite}$) se escoge en función del menor valor de corriente máxima que pueda soportar alguno de los elementos del circuito. Para el sistema estudiado, se sabe que los componentes más restrictivos son las bobinas del filtro, que se saturan a 11 A. Por tanto, este es el valor que limita a todo el convertidor. Se puede deducir que el valor máximo de la corriente con forma de onda senoidal (valor de pico) a partir de las componentes de la corriente en el dominio D-Q responde a la ecuación (5.50). Este término es empleado por el controlador para determinar la corriente máxima que circula por el sistema en todo momento. En los resultados de simulación y experimentales, la expresión (5.50) será denominada como el módulo de la corriente.

$$I_{pico} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \sqrt{\hat{i}_{Yd}^2 + \hat{i}_{Yq}^2} \quad (5.50)$$

Es necesario que el valor de pico sea inferior, en todo momento, al valor de saturación de las bobinas del filtro. Se escoge $I_{límite}$ igual a 9 A, con un margen de seguridad de 2 A hasta los 11 A, valor de saturación de las bobinas. Puesto que las corrientes presentan rizado causado por la frecuencia de conmutación de convertidor, es necesario incorporar histéresis en la conmutación entre el controlador en modo tensión y modo corriente. Se escoge una histéresis de 8.5 y 9 A, valores que se han verificado apropiados mediante simulación.

Según la figura 5.18, el control se conmuta de modo corriente a modo tensión cuando la corriente es inferior a la corriente límite y además la tensión esta dentro de un margen próximo a la referencia. Se ha escogido un margen de un $\pm 10\%$ alrededor de la referencia para activar de nuevo el control en modo tensión.

La elección de tiempo límite ($t_{límite}$), es totalmente arbitraria, depende del criterio del diseñador y del tiempo que se desee dejar el sistema en modo corriente a la espera que desaparezca la anomalía y pueda restablecerse el modo tensión. En cualquier caso, no es un parámetro importante en el funcionamiento del sistema.

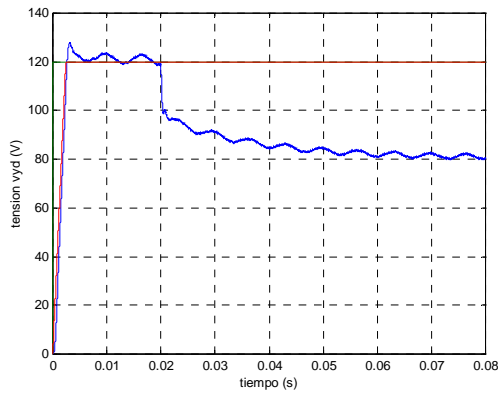
Después de algunas simulaciones, donde se comprueba la activación y desactivación del modo corriente, se comprueba que unos valores adecuados para los pesos de las matrices $[Q]$ y $[R]$ en (5.49) se muestran en (5.51).

$$KP_{ID} = 100 ; KP_{IQ} = 100 ; KP_{Vo} = 0.1 ; KI_{ID} = 1e6 ; KI_{IQ} = 1e6 ; KI_{Vo} = 1 ; W = 1e4 \quad (5.51)$$

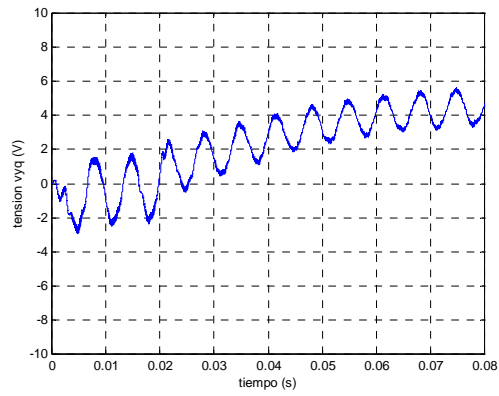
A continuación, se presentan algunas simulaciones que verifican la eficacia del control en modo corriente. El valor de las relaciones de conducción a secuencia cero (d_{p0} , d_{n0}) se ha fijado arbitrariamente a 0.8 en estas simulaciones.

La simulación de las figuras 5.19 y 5.20 corresponde a un arranque del convertidor hasta consigna 120 V donde, al cabo de 20 ms, la resistencia de carga cae de 15 Ω /fase (valor previsto) a 10 Ω /fase, lo que provoca una sobrecorriente (figuras 5.19c y 5.19d) y la activación de modo corriente (figura 5.20a). Nótese que el denominado módulo de la corriente en la figura 5.19d se refiere al valor máximo de la corriente que en todo momento circula por el sistema, calculado mediante las coordenadas D-Q (5.50). La entrada del modo corriente implica asegurar el valor de la corriente al valor de consigna (figuras 5.19e y 5.19f), evitando la sobrecorriente (figura 5.19d), La tensión no se controla en modo corriente, disminuye al reducirse el valor de la resistencia de carga y mantener la corriente al valor de consigna (figuras 5.19a, 5.19b y 5.20 a). Las relaciones de conducción 'abc' se mantienen entre 0 y 1 en todo momento (figuras 5.20c, 5.20d y 5.20e). El control en modo corriente también garantiza que el bus de continua permanezca equilibrado (figura 5.20f).

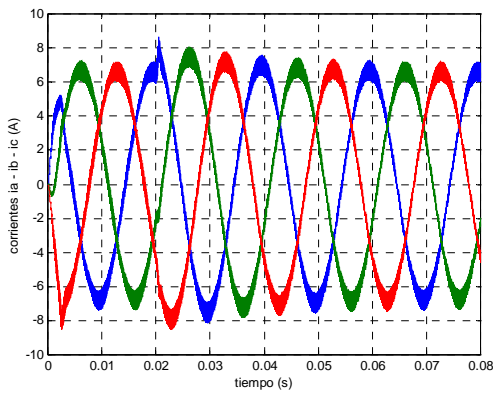
En las figuras 5.19 y 5.20, el convertidor se controla en modo corriente. Supóngase que transcurridos 100 ms después de haber arrancado el convertidor, el valor de la resistencia de carga se restablece a 15 Ω /fase. Las simulaciones de las figuras 5.21 y 5.22 son la continuación de las mostradas en las figuras 5.19 y 5.20.



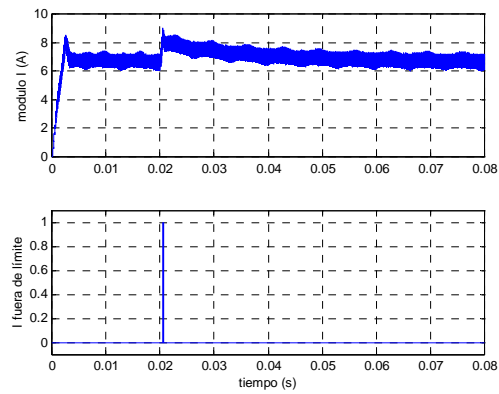
a) Respuesta de v_{Yd} .



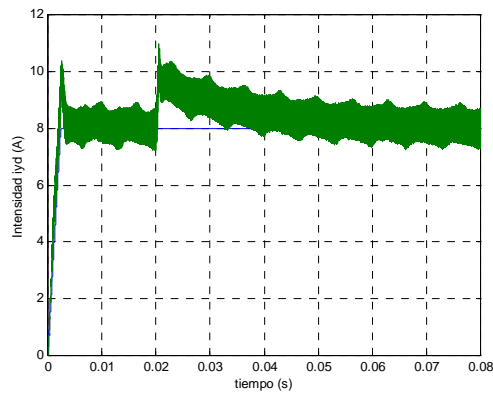
b) Respuesta de v_{Yq} .



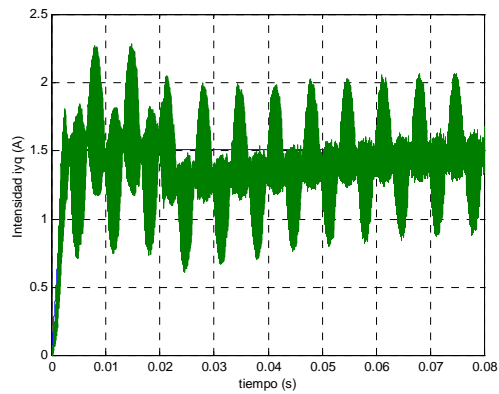
c) Corrientes a través del filtro i_a, i_b, i_c .



d) Módulo de la corriente y señal $I > I_{límite}$.



e) Respuesta de i_{Yd} .



f) Respuesta de i_{Yq} .

Figura 5.19. Conmutación de modo tensión a modo corriente (I).

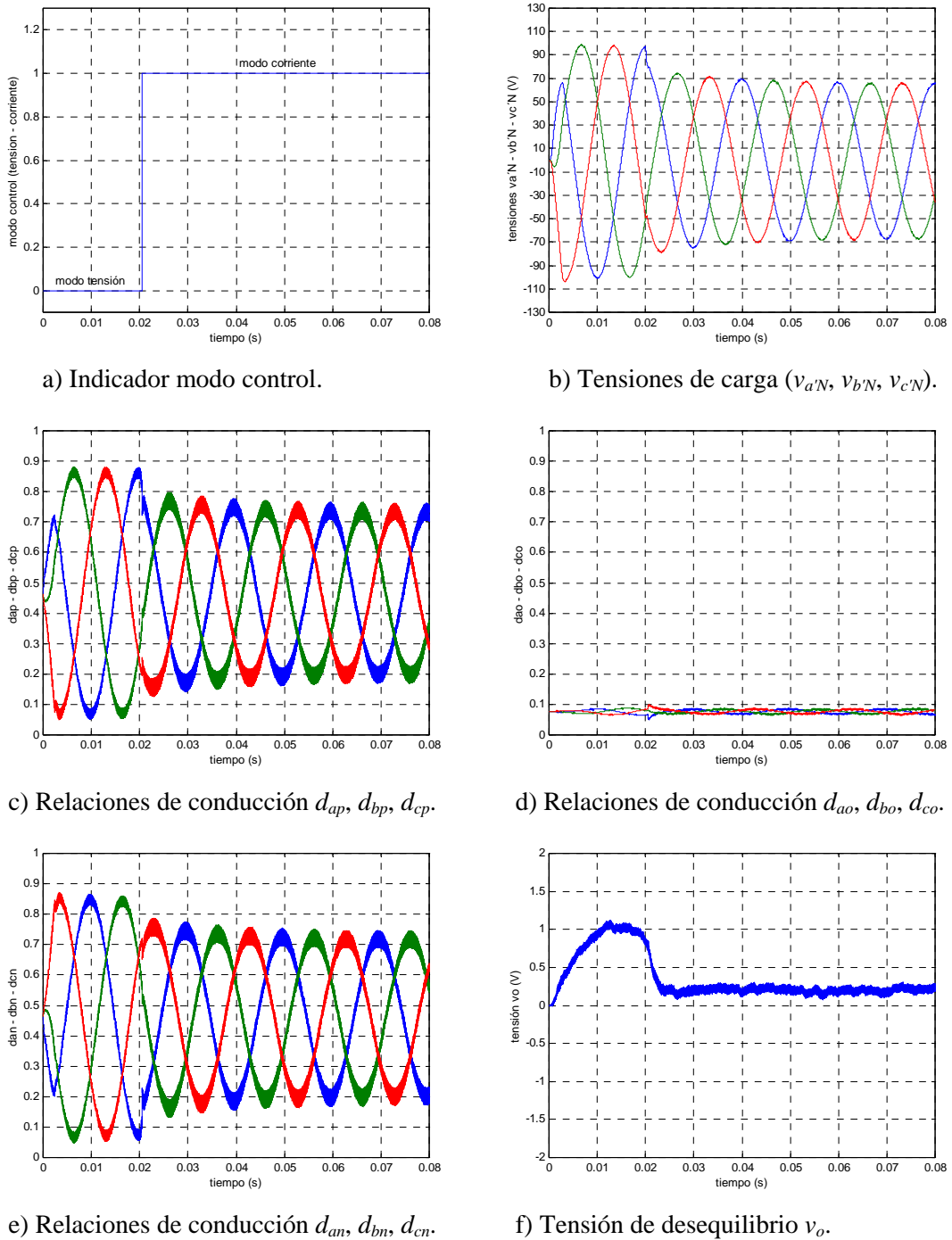
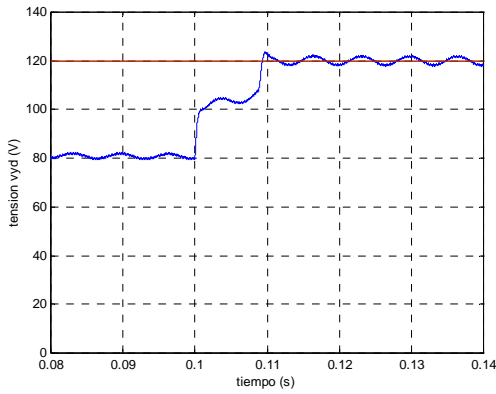


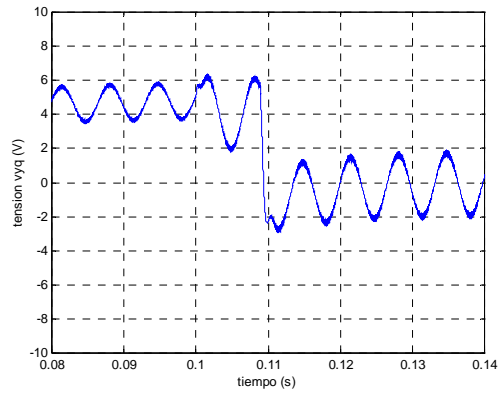
Figura 5.20. Conmutación de modo tensión a modo corriente (II).

Cuando la resistencia de carga se restaura al valor previsto, el control en modo corriente intenta mantener la corriente al valor de consigna (figuras 5.21a, 5.21e y 5.21f), si bien existe una desviación, que no debe considerarse importante, puesto que el objetivo del modo corriente consiste en evitar sobrecorrientes (figura 5.21d), no es necesaria una regulación precisa del valor de la corriente. Como consecuencia de la acción del modo corriente, la tensión tiende a su valor de consigna (figuras 5.21a, 5.21b y 5.22b). Cuando la tensión toma un valor dentro del

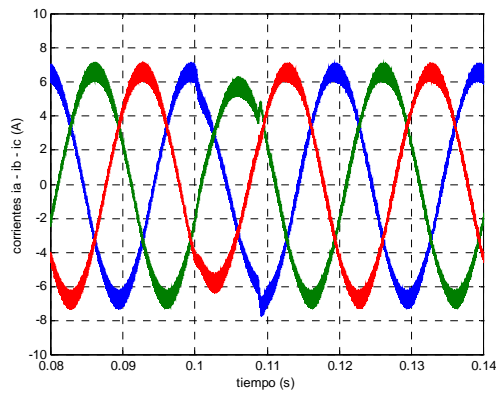
margen considerado próximo al valor de consigna (se ha tomado un margen de $\pm 10\%$), el control conmuta de modo corriente a modo tensión (figura 5.22a), siempre que la corriente sea inferior a su valor límite (figura 5.21d). debido al control en modo corriente. Las relaciones de conducción 'abc' se mantienen entre 0 y 1 (figuras 5.22c, 5.22d y 5.22e) y el bus de continua permanece equilibrado (figura 5.22f), en todo momento.



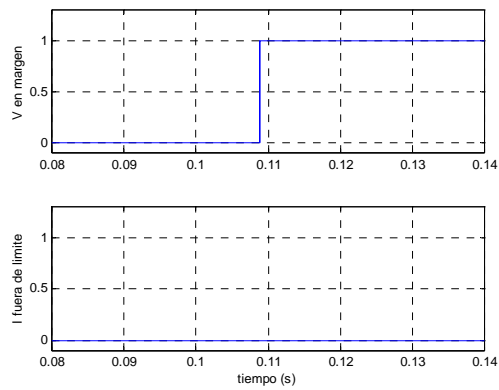
a) Respuesta de v_{Yd} .



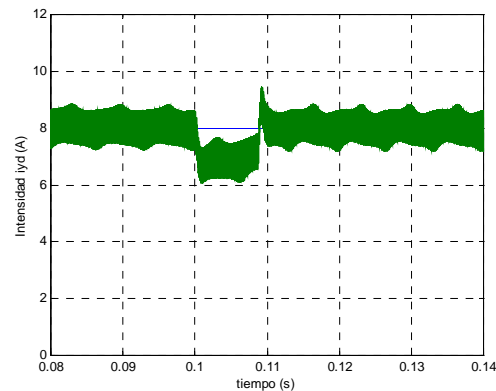
b) Respuesta de v_{Yq} .



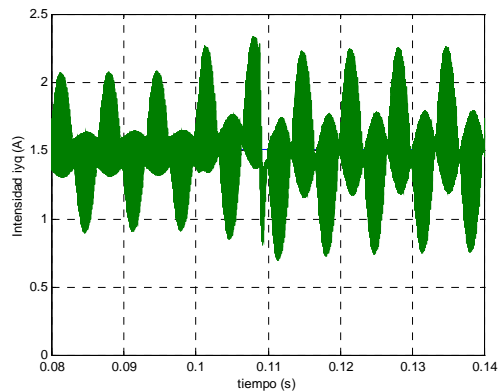
c) Corrientes a través del filtro i_a, i_b, i_c .



d) Señal $V \in [V_{max}, V_{min}]$ y señal $I > I_{limite}$.



e) Respuesta de i_{Yd} .



f) Respuesta de i_{Yq} .

Figura 5.21. Conmutación de modo corriente a modo tensión (I).

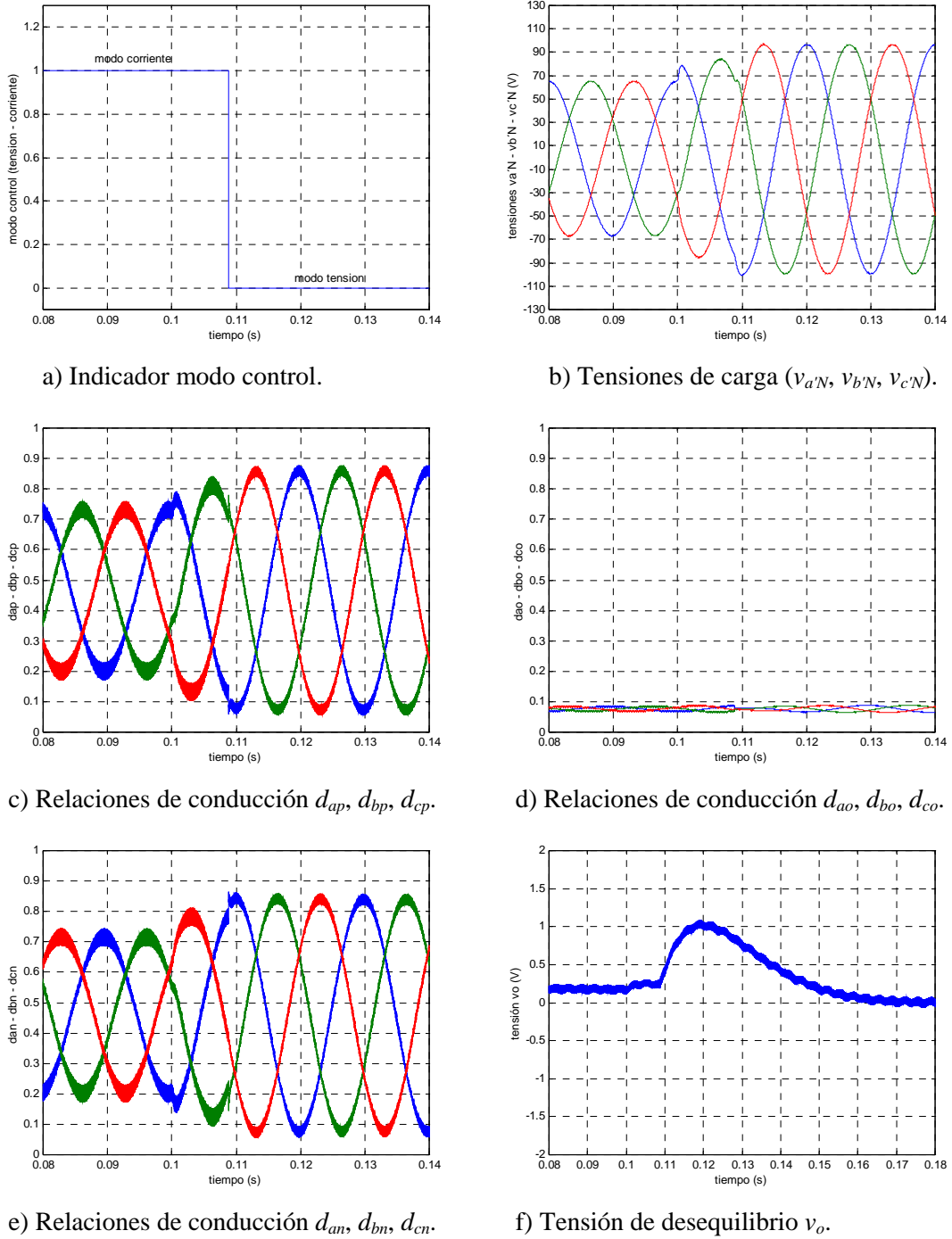


Figura 5.22. Conmutación de modo corriente a modo tensión (II).

5.6.3. Observaciones sobre el control en modo corriente

Las simulaciones presentadas verifican la eficacia del control en modo corriente. En el Capítulo 7 se muestran los resultados experimentales correspondientes a este control.

Con este control, se ha pretendido ilustrar las posibilidades del control LQR combinado con programación de ganancia. Obviamente, el control presentado debería ser desarrollado más extensamente, para considerar todas las eventualidades que puedan surgir en la planta, si se desea realizar un control global del sistema. Para ello, podría ser necesario reconsiderar la programación de ganancia e incorporar algún controlador adicional.

Si bien el control en modo corriente presentado opera como complemento al modo tensión, limitando la corriente en caso de anomalía, existen aplicaciones donde el control de corriente es el control principal, por ejemplo, en algunos accionamientos de motores de alterna. Este tipo de control también es posible realizarlo con la metodología propuesta.

5.7. Control con carga no lineal

La gran expansión de la electrónica en las últimas décadas ha causado un incremento significativo de cargas no lineales (rectificadores, por ejemplo) conectadas a los sistemas de alimentación, como la red eléctrica. En general, estas cargas no lineales consumen corrientes armónicas que pueden perturbar el normal funcionamiento de la alimentación, llegando incluso a distorsionar la forma de onda de la tensión. Si la alimentación se proporciona mediante un sistema electrónico (un inversor, por ejemplo), puede ocurrir que su control sea ineficaz ante la conexión de una carga no lineal y sea incapaz de asegurar la forma de onda y valor de la tensión dentro de unos márgenes razonables.

En el sistema de la figura 5.10, la salida está constituida por un filtro LC pasabajos y una carga resistiva. En este apartado se propone el cálculo del controlador cuando, en el sistema de la figura 5.10, se sustituye la resistencia de carga por un puente rectificador trifásico, con filtro LC pasabajos en el lado de continua y carga resistiva, ver figura 5.23. Se pretende verificar que el controlador empleado para carga resistiva también es eficaz con carga no lineal.

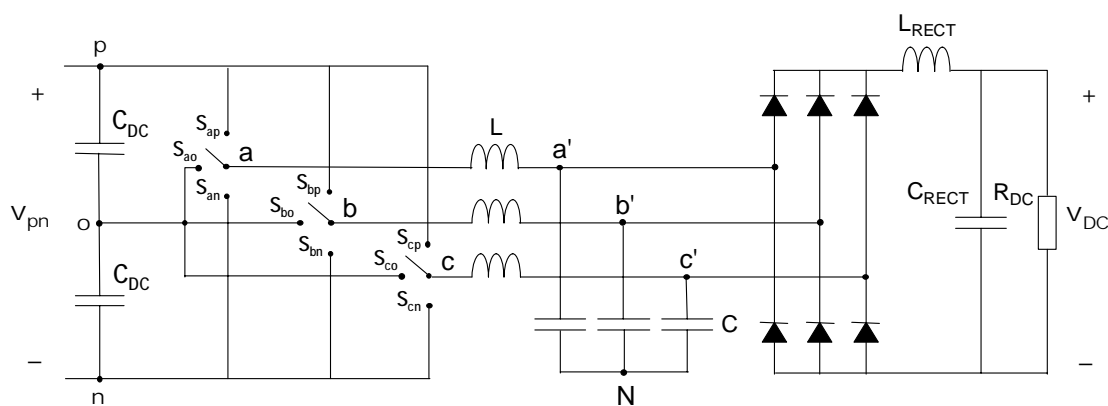


Figura 5.23. Sistema con carga rectificador.

5.7.1. Estrategia para el cálculo del controlador con carga no lineal

La manera más simple de calcular el controlador para el sistema de la figura 5.23 consiste en considerar el conjunto configurado por el rectificador, filtro de continua (L_{RECT} y C_{RECT}) y la resistencia de continua (R_{DC}) como una resistencia equivalente por fase en alterna (R_{AC}). El cálculo del controlador, por tanto, se realiza tal como se ha detallado en el apartado 5.5, considerando la resistencia equivalente (R_{AC}).

En un rectificador trifásico de onda completa, la relación entre tensión eficaz compuesta de entrada y tensión media de salida se muestra en (5.52).

$$(v_{DC})_{AV} = \frac{3 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot (V_{compuesta})_{RMS} \quad (5.52)$$

En un rectificador con carga resistiva, la potencia en la lado de continua se puede calcular según la expresión (5.53).

$$P_{DC} = \frac{(v_{DC})_{AV}^2}{R_{DC}} \quad (5.53)$$

En un sistema trifásico con carga resistiva (R_{AC}/fase), la potencia responde a la ecuación (5.54).

$$P_{AC} = \frac{(v_{compuesta})_{RMS}^2}{R_{AC}} \quad (5.54)$$

Suponiendo que ambos sistemas consumen la misma potencia ($P_{DC} = P_{AC}$), puede establecerse una analogía simple entre ambos sistemas. Igualando (5.53) con (5.54) y empleando (5.52), se puede hallar la resistencia por fase equivalente en alterna (5.55).

$$R_{AC} = \frac{\pi^2}{18} \cdot R_{DC} \quad (5.55)$$

En resumen, el diseño del control, cuando la carga es un rectificador trifásico de onda completa que alimenta una carga R_{DC} , se realiza aproximando este sistema a un carga resistiva de valor R_{AC} por fase.

Es evidente que la aproximación planteada adolece de falta de precisión, al no considerar el efecto del filtro pasabajos del lado de continua. Sin embargo, las simulaciones y resultados experimentales para este sistema, ver Capítulo 7, demuestran que la aproximación efectuada es suficientemente correcta.

5.8. Control del convertidor NPC con conexión a red

Una de las aplicaciones de los convertidores multinivel reside en la conexión de red de fuentes de energía renovables. En sistemas de generación eólica, la mejor opción para incrementar la potencia consiste en aumentar la tensión, de manera que se reduce la corriente y, por tanto, las pérdidas. Ya se ha visto que los convertidores multinivel resultan ventajosos para grandes tensiones y potencias.

En sistemas fotovoltaicos, se puede distinguir entre sistemas autónomos o sistemas con conexión a red. Los sistemas autónomos se emplean básicamente en aplicaciones domésticas, de baja potencia, donde es más apropiado utilizar topologías monofásicas. En cambio, los sistemas fotovoltaicos con conexión a red pueden alcanzar media tensión, mediante la conexión serie de paneles fotovoltaicos. En consecuencia, la aplicación de convertidores multinivel en este campo puede ser ventajosa.

5.8.1. Paso 1. Identificación del sistema, modelado y variables a controlar

La figura 5.24 muestra el diagrama de bloques general del sistema fotovoltaico con conexión a red. La potencia fluye siempre desde los paneles solares hacia la red y, por tanto, el sistema no requiere baterías. El inversor trabaja en un único cuadrante de operación.

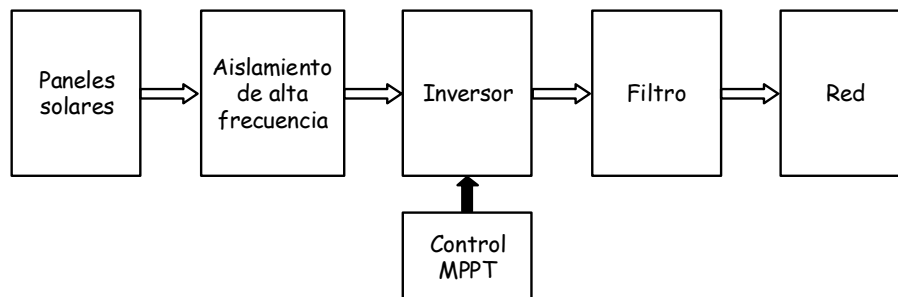


Figura 5.24. Diagrama de bloques genérico para un sistema fotovoltaico con conexión a red.

El panel solar se conecta a un bloque de aislamiento de alta frecuencia, que puede realizarse por medio de un convertidor CC/CC con aislamiento. El control de este convertidor CC/CC se realiza en lazo abierto, de forma que el inversor controla la tensión continua vista por los paneles solares, ajustándola apropiadamente para maximizar la potencia extraída de los paneles solares, según el denominado control con seguimiento de punto de máxima potencia (*Maximum Power Point Tracking* –MPPT–). Además, el inversor también se encarga de controlar el factor de potencia en la conexión a red y, si es una topología NPC, debe controlar el equilibrio del bus de continua.

El esquema de la figura 5.24 es aplicable a otros sistemas de generación de energía renovable, con alguna ligera diferencia. Por ejemplo, en el caso de sistemas eólicos, el aislamiento de alta frecuencia no suele ser necesario y la salida del generador eólico se rectifica y conecta al inversor, a su vez conectado a la red a través de una inductancia.

El inversor se constituye como el elemento clave del sistema, puesto que se encarga de controlar la tensión continua de los paneles solares, la transferencia de energía hacia la red y el equilibrio del bus de continua. La figura 5.25 presenta el esquema del sistema, donde el inversor se describe mediante su modelo de conmutación. Los elementos del sistema conectados en el lado de continua del inversor (paneles y aislamiento de alta frecuencia) se han modelado como una fuente de corriente. En el lado de alterna del inversor, la conexión a red se realiza a través de inductancias en cada fase, que representan tanto la inductancia de filtro como la inductancia de la red.

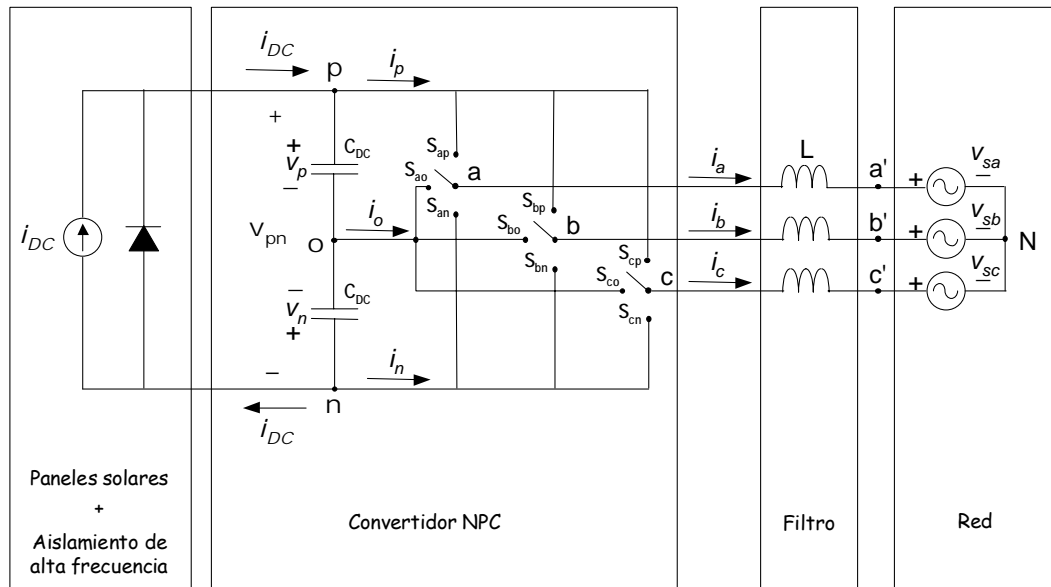


Figura 5.25. Modelo del sistema, empleando el modelo de conmutación del inversor NPC.

El modelo en el dominio de Park del sistema mostrado en el figura 5.25 ha sido desarrollado en el Capítulo 3, ver (3.85). El modelo de gran señal se muestra en (5.56). Al ser un sistema de neutro aislado, no aparece la secuencia homopolar en el modelo.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{Yd} \\ i_{Yq} \\ v_o \\ v_{pn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \omega & \frac{d_{pd} + d_{nd}}{2 \cdot L} & \frac{d_{pd} - d_{nd}}{2 \cdot L} \\ -\omega & 0 & \frac{d_{pq} + d_{nq}}{2 \cdot L} & \frac{d_{pq} - d_{nq}}{2 \cdot L} \\ -\frac{d_{pd} + d_{nd}}{C_{DC}} & -\frac{d_{pq} + d_{nq}}{C_{DC}} & 0 & 0 \\ -\frac{d_{pd} - d_{nd}}{C_{DC}} & -\frac{d_{pq} - d_{nq}}{C_{DC}} & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{Yd} \\ i_{Yq} \\ v_o \\ v_{pn} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{2}{C_{DC}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ i_{DC} \end{bmatrix} \quad (5.56)$$

El modelo de régimen permanente se encuentra en (3.86), asumiendo simetría en la estrategia de conmutación y bus de continua equilibrado. Si se considera factor de potencia unitario en la conexión a red, se verifica (5.57), en régimen permanente. Empleando (3.86) y (5.57), se obtienen las ecuaciones de régimen permanente (5.58).

$$\frac{V_{sd}}{V_{sq}} = \frac{I_{Yd}}{I_{Yq}} \quad (5.57)$$

$$\begin{aligned} D_d = D_{pd} = -D_{nd} &= \frac{V_{sd}}{V_{pn}} - \frac{L \cdot \omega \cdot I_{DC} \cdot V_{sq}}{V_{sd}^2 + V_{sq}^2} & ; & \quad D_q = D_{pq} = -D_{nq} = \frac{V_{sq}}{V_{pn}} + \frac{L \cdot \omega \cdot I_{DC} \cdot V_{sd}}{V_{sd}^2 + V_{sq}^2} \\ I_{Yd} &= \frac{V_{pn} \cdot I_{DC} \cdot V_{sd}}{V_{sd}^2 + V_{sq}^2} & ; & \quad I_{Yq} = \frac{V_{pn} \cdot I_{DC} \cdot V_{sq}}{V_{sd}^2 + V_{sq}^2} \\ V_{pn} &= \frac{P}{I_{DC}} = \frac{V_{sd} \cdot I_{Yd} + V_{sq} \cdot I_{Yq}}{I_{DC}} & ; & \quad V_o = 0 \end{aligned} \quad (5.58)$$

Al ser un sistema de neutro aislado, no aparecen las relaciones de conducción a secuencia cero en el modelo.

El modelo de pequeña señal se ha desarrollado en el Capítulo 3 (3.87) y se reproduce en (5.59).

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_{Yd} \\ \hat{i}_{Yq} \\ \hat{v}_o \\ \hat{v}_{pn} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & \omega & \frac{D_{pd} + D_{nd}}{2 \cdot L} & \frac{D_{pd} - D_{nd}}{2 \cdot L} \\ -\omega & 0 & \frac{D_{pq} + D_{nq}}{2 \cdot L} & \frac{D_{pq} - D_{nq}}{2 \cdot L} \\ -\frac{D_{pd} + D_{nd}}{C_{DC}} & -\frac{D_{pq} + D_{nq}}{C_{DC}} & 0 & 0 \\ -\frac{D_{pd} - D_{nd}}{C_{DC}} & -\frac{D_{pq} - D_{nq}}{C_{DC}} & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \hat{i}_{Yd} \\ \hat{i}_{Yq} \\ \hat{v}_o \\ \hat{v}_{pn} \end{bmatrix} + \\ &+ \begin{bmatrix} \frac{V_o + V_{pn}}{2 \cdot L} & \frac{V_o - V_{pn}}{2 \cdot L} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{V_o + V_{pn}}{2 \cdot L} & \frac{V_o - V_{pn}}{2 \cdot L} \\ -\frac{I_{Yd}}{C_{DC}} & -\frac{I_{Yd}}{C_{DC}} & -\frac{I_{Yq}}{C_{DC}} & -\frac{I_{Yq}}{C_{DC}} \\ -\frac{I_{Yd}}{C_{DC}} & \frac{I_{Yd}}{C_{DC}} & -\frac{I_{Yq}}{C_{DC}} & \frac{I_{Yq}}{C_{DC}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \hat{d}_{pd} \\ \hat{d}_{nd} \\ \hat{d}_{pq} \\ \hat{d}_{nq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{2}{C_{DC}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \hat{v}_{sd} \\ \hat{v}_{sq} \\ \hat{i}_{DC} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5.59)$$

Las variables a controlar son:

- La tensión del bus de continua (v_{pn}), para regular la tensión de los paneles solares con objeto de trabajar en el punto de máxima potencia.
- El factor de potencia en la conexión a red, con la finalidad de que la energía generada en los paneles solares se transfiera a la red de la manera más eficiente. Esta condición se

puede conseguir controlando las componentes 'd' y 'q' de las corrientes de línea (i_{Yd} , i_{Yq}), tal como se deduce de (5.60), para valores arbitrarios de v_{sd} y v_{sq} .

- El equilibrio de las tensiones de las capacidades del bus de continua (v_o).

Para obtener factor de potencia unitario en la conexión a red, el vector en coordenadas D-Q relacionado con las corrientes de línea ($i_Y = [i_{Yd}, i_{Yq}]$) debe estar en fase con el vector relacionado con las tensiones simples de la red ($v_s = [v_{sd}, v_{sq}]$). Esta condición se expresa en (5.60).

$$\frac{v_{sd}}{v_{sq}} = \frac{i_{Yd}}{i_{Yq}} \quad (5.60)$$

La tensión de la red ($v_s = [v_{sd}, v_{sq}]$) es una variable de entrada del sistema. Por tanto, para conseguir factor de potencia unitario y verificar la condición (5.60) es necesario controlar las componentes 'd' y 'q' de las corrientes de línea (i_{Yd} , i_{Yq}).

La forma más simple de abordar este control consiste en alinear el eje 'd' de la referencia de Park o D-Q con el fasor de tensión de la red. De esta forma, sólo se tiene componente 'd' de la tensión de red ($v_{sq} = 0$). Puesto que se desea factor de potencia unitario, sólo se tiene componente 'd' de la tensión de línea, y el valor de régimen permanente (y de consigna) para la componente 'q' es nulo ($i_{Yq} = 0$). En consecuencia, para conseguir factor de potencia unitario, es suficiente con mantener la alineación del eje 'd' de la referencia D-Q con el fasor de tensión de red y controlar la componente 'q' de la corriente. Con este planteamiento no es necesario, por tanto, controlar la componente 'd' de la corriente. No obstante, dado que la tensión total del bus de continua (v_{pn}) depende del equilibrio entre la corriente del panel solar y la corriente que circula hacia la red a través del convertidor, el control de la componente 'd' de la corriente evita que el valor de la corriente incremente en exceso frente a un cambio de consigna en v_{pn} .

La alineación anterior se realiza teniendo en cuenta que, en el instante de tiempo cero, el fasor de tensión está alineado con la tensión de la fase 'a' de la red (v_{aN}). En consecuencia, se alinea el eje 'd' de la referencia D-Q con la tensión v_{aN} en el instante cero y, por tanto, se está alineando el eje 'd' con el fasor de tensión. Esta tarea se realiza midiendo la fase 'a' de la red y detectando el paso por cero (con un circuito PLL, por ejemplo). Si la tensión de la red es simétrica y equilibrada, el eje 'd' de la referencia D-Q y el vector de tensión de red (v_s) están en fase.

5.8.2. Paso 2. Valorar la incorporación de '*Gain Scheduling*'

No se considera programación de ganancia. Se calcula un único controlador LQR, que se va a mostrar apropiado para todo el margen de funcionamiento del sistema.

Partiendo del reposo, con las capacidades del bus de continua descargadas, puede ser necesario incorporar una secuencia de arranque del sistema donde se realice la carga de las capacidades, como paso previo al normal funcionamiento del sistema. Por ejemplo, con todos los interruptores del convertidor desconectados, la corriente del panel solar circula por las capacidades del bus de continua, cargándolas.

5.8.3. Paso 3. Diseño del LQR

Los valores para el sistema de la figura 5.25 son:

$$C_{DC} = 100 \mu\text{F} ; L = 5 \text{ mH} ; f = 50 \text{ Hz} ; f_s = 9 \text{ kHz} ; (V_{simple})_{RMS} = 20 \text{ V}$$

a) Punto de trabajo para el cálculo del LQR

Se considera que el punto de trabajo nominal del panel solar es (100 V, 2 A, 200 W). Este es el punto de trabajo considerado para el cálculo del controlador. El eje 'd' de la referencia D-Q se alinea convenientemente con el fasor de tensión de la red. De esta manera, la componente 'q' de la tensión de red es nula y la componente 'q' de la corriente debe ser nula si se desea factor de potencia unitario.

$$\text{Convertidor:} \quad V_{pn}^{PT} = 100 \text{ V} \quad ; \quad I_{DC}^{PT} = 2 \text{ A} \quad ; \quad V_o^{PT} = 0 \text{ V} \quad (5.61)$$

$$\text{Red:} \quad V_{sd}^{PT} = 20 \cdot \sqrt{3} = 34.64 \text{ V} \quad ; \quad V_{sq}^{PT} = 0 \text{ V} \quad (5.62)$$

$$\begin{aligned} I_{Yd}^{PT} = 5.77 \text{ A} \quad ; \quad I_{Yq}^{PT} = 0 \text{ A} \\ D_d^{PT} = D_{pd}^{PT} = -D_{nd}^{PT} = 0.3464 \quad ; \quad D_q^{PT} = D_{pq}^{PT} = -D_{nq}^{PT} = 0.0907 \end{aligned} \quad (5.63)$$

b) Controlabilidad y observabilidad

No es necesario verificar la observabilidad del sistema, puesto que todas las variables de estado son accesibles y medidas.

La comprobación de la controlabilidad se realiza numéricamente sobre el modelo de pequeña señal, donde se han añadido los estados apropiados para considerar acción integral, particularizado en el entorno del punto trabajo asignado y posteriormente discretizado. Se verifica que el sistema es controlable.

c) Parte integral

Se añade acción integral sobre las variables a controlar v_{pn} , v_o e i_{Yq} .

Sobre la variable i_{Yd} sólo se aplica parte proporcional. Tal como se plantea el control, no es apropiado considerar acción integral sobre todas las variables de estado. Los valores de régimen permanente calculados con el modelo van a diferir ligeramente de los valores reales de régimen permanente, puesto que el modelo que no considera pérdidas. Si se plantea acción integral sobre

todas las variables de estado, se controlan las variables para que sus valores finales coincidan con los valores calculados con el modelo de régimen permanente. Debido al inevitable error del modelo, no es posible que todas las variables alcancen simultáneamente los valores del modelo de régimen permanente. Es conveniente dejar alguna variable sin controlar (su valor vendrá determinado por el resto de variables) o bien controlarla sólo con un controlador proporcional (es sabido que los controladores proporcionales presentan errores estacionarios).

El diagrama de bloques general empleado para simulación e implementación del sistema estudiado se muestra en la figura 5.26. Obsérvese que se emplea una realimentación específica para sincronizar y alinear convenientemente la referencia D-Q con la tensión $v_{a'N}$.

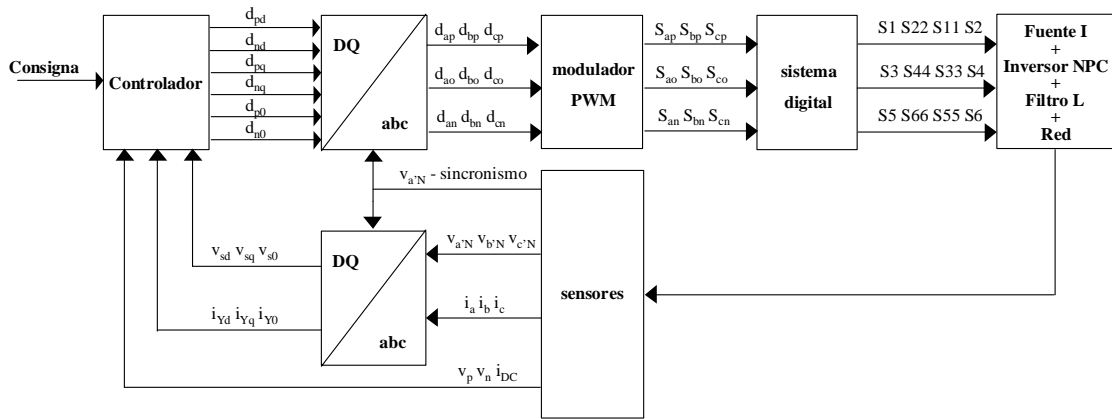


Figura 5.26. Diagrama de bloques general para simulación e implementación del sistema.

$$\begin{aligned}
 \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_{Yd} \\ \hat{i}_{Yq} \\ \hat{v}_o \\ \hat{v}_{pn} \\ \hat{I}_{Yq} \\ \hat{I}_o \\ \hat{I}_{pn} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & \omega & \frac{D_{pd} + D_{nd}}{2 \cdot L} & \frac{D_{pd} - D_{nd}}{2 \cdot L} & 0 & 0 & 0 \\ -\omega & 0 & \frac{D_{pq} + D_{nq}}{2 \cdot L} & \frac{D_{pq} - D_{nq}}{2 \cdot L} & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{D_{pd} + D_{nd}}{C_{DC}} & -\frac{D_{pq} + D_{nq}}{C_{DC}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{D_{pd} - D_{nd}}{C_{DC}} & \frac{D_{pq} - D_{nq}}{C_{DC}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \hat{i}_{Yd} \\ \hat{i}_{Yq} \\ \hat{v}_o \\ \hat{v}_{pn} \\ \hat{I}_{Yq} \\ \hat{I}_o \\ \hat{I}_{pn} \end{bmatrix} + \\
 &+ \begin{bmatrix} \frac{V_o + V_{pn}}{2 \cdot L} & \frac{V_o - V_{pn}}{2 \cdot L} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{V_o + V_{pn}}{2 \cdot L} & \frac{V_o - V_{pn}}{2 \cdot L} \\ -\frac{I_{Yd}}{C_{DC}} & -\frac{I_{Yd}}{C_{DC}} & -\frac{I_{Yq}}{C_{DC}} & -\frac{I_{Yq}}{C_{DC}} \\ -\frac{I_{Yd}}{C_{DC}} & \frac{I_{Yd}}{C_{DC}} & -\frac{I_{Yq}}{C_{DC}} & \frac{I_{Yq}}{C_{DC}} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \hat{d}_{pd} \\ \hat{d}_{nd} \\ \hat{d}_{pq} \\ \hat{d}_{nq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{2}{C_{DC}} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \hat{v}_{sd} \\ \hat{v}_{sq} \\ \hat{I}_{DC} \end{bmatrix} \quad (5.64)
 \end{aligned}$$

La consigna se reduce al valor de la tensión del bus de continua (v_{pn}^*) deseado. El resto de variables a controlar tienen valores de referencia nulos en todo momento ($v_o^* = 0$; $i_{Yq}^* = 0$).

En resumen, se incorpora acción integral sobre las variables v_{pn} , v_o e i_{Yq} . Por tanto se incorporan nuevos tres estados (Iv_{pn} , Iv_o , Ii_{Yq}) al modelo de pequeña señal en el espacio de estado, resultando (5.64).

El periodo de muestreo (T_m) es, en este caso, igual a $200 \mu s$, más lento que el caso anterior, al implementarse en un DSP de prestaciones más reducidas (dSPACE 1102).

d) Elección de las matrices $[Q]$ y $[R]$. Simulación

Se define la función de coste J mediante las matrices $[Q]$ y $[R]$, en (5.65).

$$J_x + J_u = [x]^T [Q] [x] + [u]^T [R] [u] =$$

$$= \left(KP_{IYd} \cdot \hat{i}_{Yd}^2 + KP_{IYq} \cdot \hat{i}_{Yq}^2 + KP_{Vo} \cdot \hat{v}_o^2 + KP_{Vpn} \cdot \hat{v}_{pn}^2 + KI_{IYq} \cdot \hat{I}_{i_{Yq}}^2 + KI_{Vo} \cdot \hat{I}_{v_o}^2 + KI_{Vpn} \cdot \hat{I}_{v_{pn}}^2 \right) + W \cdot \left([u]^T [R] [u] \right)$$
(5.65)

La matriz $[R]$ se escoge igual a la matriz identidad $[I]_{4 \times 4}$, otorgando la misma importancia a todas las variables de control. En consecuencia, se obtiene (5.66).

$$J_x + J_u = \begin{pmatrix} \hat{i}_{Yd} & \hat{i}_{Yq} & \hat{v}_o & \hat{v}_{pn} & \hat{I}_{i_{Yq}} & \hat{I}_{v_o} & \hat{I}_{v_{pn}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} KP_{IYd} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & KP_{IYq} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & KP_{Vo} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & KP_{Vpn} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & KI_{IYq} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & KI_{Vo} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & KI_{Vpn} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{i}_{Yd} \\ \hat{i}_{Yq} \\ \hat{v}_o \\ \hat{v}_{pn} \\ \hat{I}_{i_{Yq}} \\ \hat{I}_{v_o} \\ \hat{I}_{v_{pn}} \end{pmatrix} +$$

$$+ W \cdot \begin{pmatrix} \hat{d}_{pd} & \hat{d}_{nd} & \hat{d}_{nd} & \hat{d}_{nq} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{d}_{pd} \\ \hat{d}_{nd} \\ \hat{d}_{nd} \\ \hat{d}_{nq} \end{pmatrix} = [x]^T \cdot [Q] \cdot [x] + [u]^T \cdot [R] \cdot [u]$$
(5.66)

Para una correcta selección de los valores de los pesos en (5.66), es conveniente tener un cierto conocimiento del sistema presentado en la figura 5.25. Considerando el panel solar como una fuente de corriente constante, un cambio de consigna en la tensión total del bus de continua (v_{pn}) supone que las capacidades del bus de continua deben cargarse o descargarse. El peor caso se produce cuando las capacidades del bus de continua se descargan (cargan) hacia (desde) la red. En este caso, el proceso transitorio de carga o descarga incrementa el valor de la corriente que circula por las bobinas. Si se desea adaptar rápidamente la tensión v_{pn} al nuevo valor de consigna, puede conllevar que las corrientes por las bobinas sean tan elevadas que saturan las bobinas del filtro, además de requerir mayores acciones de control. Por tanto, debe encontrarse un compromiso entre la velocidad de respuesta de v_{pn} y los valores máximos de las corrientes por las bobinas de filtro.

Después de diversas simulaciones, unos valores apropiados de los pesos de (5.66) se muestran en (5.67).

$$KP_{IYD} = KP_{IYQ} = 1 ; KP_{Vo} = 0.01 ; KP_{Vpn} = 0.1 ; KI_{YQ} = 3e4 ; KI_{Vo} = 30 ; KI_{Vpn} = 1 ; W = 100 \quad (5.67)$$

Se ha añadido, además, un limitador de rampa de consigna, de valor 2 V/ms. Este limitador ralentiza la respuesta del sistema, pero las ventajas obtenidas en la reducción de las corrientes a través de las bobinas y la reducción de las acciones de control son superiores a los inconvenientes de la ralentización.

Para ilustrar el funcionamiento del control, se presenta una simulación donde se realiza un cambio de punto de trabajo del panel solar, de $v_{pn} = 100$ V a $v_{pn} = 80$ V (en el instante de tiempo $t = 40$ ms). Se ha empleado una estrategia de conmutación de tipo PWM asimétrica, con relaciones de conducción a secuencia cero (d_{p0}, d_{n0}) iguales a 0.8.

Se observa que la tensión del bus de continua se adapta a su nuevo valor en 40 ms (figura 5.27a), manteniendo el equilibrio en todo momento (figura 5.27b) y provocando un transitorio de corriente hacia la red (figura 5.27g y 5.27c, componente i_{Yd}). Es fundamental verificar que el valor máximo de corriente a través de las bobinas del filtro no alcanza el valor de saturación. La corriente i_{Yq} se mantiene a cero (figura 5.27c), con lo que se asegura factor de potencia unitario, al estar tensión y corriente en fase (figura 5.27h). Las relaciones de conducción se mantienen entre 0 y 1 en todo momento (figuras 5.27d, 5.27e y 5.27f).

5.9. Control del equilibrio del bus de continua

Una de las principales aportaciones de esta tesis es el sistema propuesto para mantener equilibrado el bus de continua del convertidor NPC. El equilibrio del bus de continua suele realizarse mediante el empleo de los estados redundantes del convertidor, seleccionados apropiadamente en la estrategia de conmutación, normalmente SVM. La solución propuesta en esta tesis consiste en incorporar esta tarea como una labor más a realizar por el controlador, al margen de la estrategia de conmutación. Este apartado pretende dar las ideas clave de la acción del controlador para conseguir la regulación propuesta.

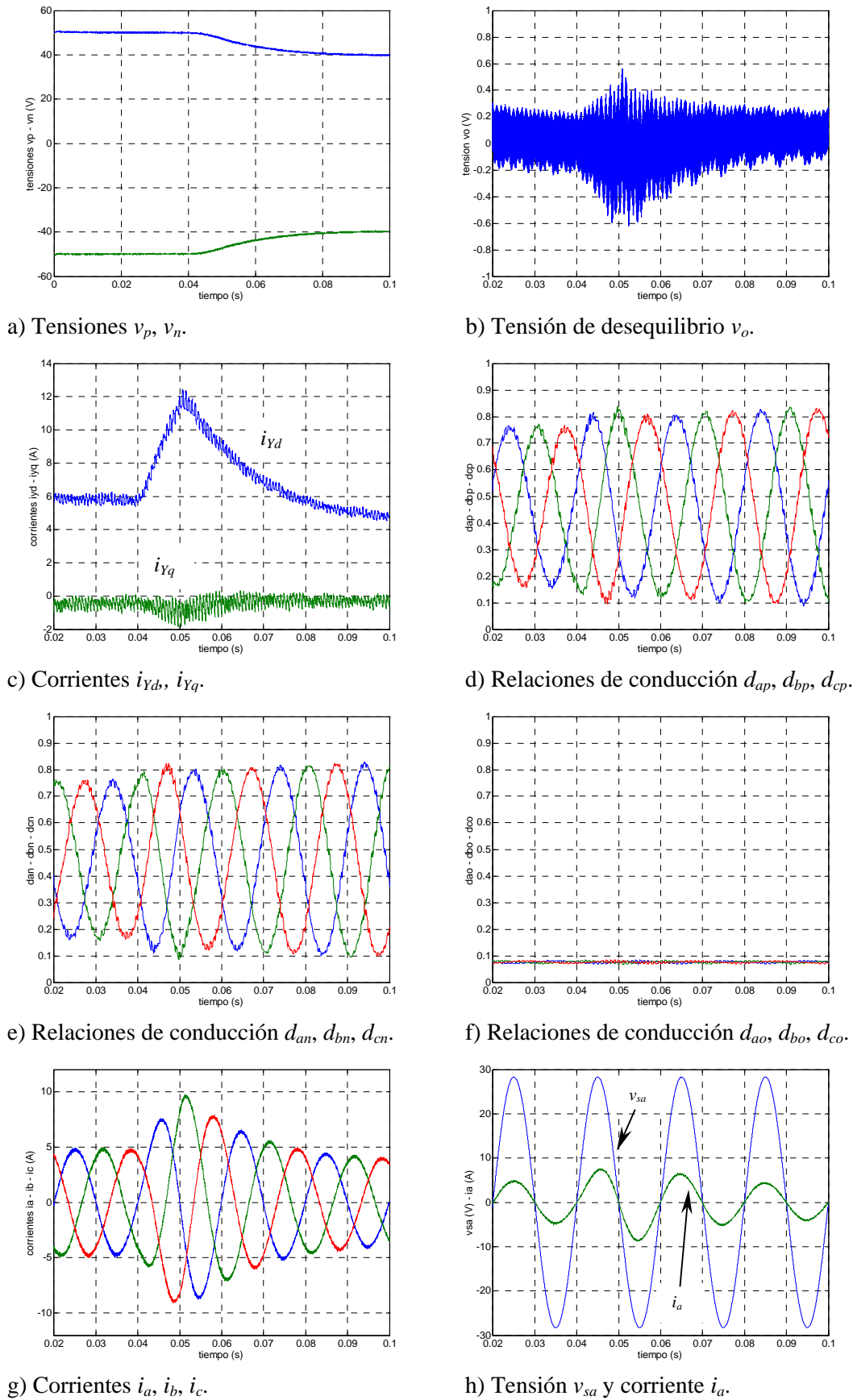


Figura 5.27. Cambio de punto de trabajo para el panel solar ($v_{pn} = 100 \text{ V}$ a 80 V).

5.9.1. Expresión de la tensión de desequilibrio y su regulación

Para los sistemas estudiados en el presente capítulo, los modelos de gran señal presentan la misma ecuación para la tensión de desequilibrio (v_o). De (5.22) y (5.56) se extrae (5.68).

$$\frac{d}{dt}v_o = -\frac{1}{C_{DC}} \cdot (d_{pd} + d_{nd}) \cdot i_{Yd} - \frac{1}{C_{DC}} \cdot (d_{pq} + d_{nq}) \cdot i_{Yq} \quad (5.68)$$

En régimen permanente, considerando simetría de operación en la estrategia de conmutación, ver apartado 4.4.3 en el Capítulo 4, se verifica la expresión (5.69) y, en consecuencia, la tensión de desequilibrio es constante al ser su derivada nula. Es necesario recordar que estas expresiones son promediadas. Aunque las expresiones promediadas indican que no se debe producir desequilibrio en el convertidor, la acción de la estrategia de conmutación sobre el convertidor a lo largo de un periodo de conmutación no es uniforme, lo que provoca que el bus de continua acabe desequilibrándose en un plazo de tiempo mayor o menor, dependiendo de la estrategia de conmutación y los elementos conectados en el convertidor.

$$D_d = D_{pd} = -D_{nd} \quad ; \quad D_q = D_{pq} = -D_{nq} \quad ; \quad D_0 = D_{p0} = D_{n0} \quad (5.69)$$

A la vista de (5.68) y (5.69), la acción del controlador para corregir el desequilibrio es obvia. Por ejemplo, si la tensión v_o crece, es necesario que las acciones de control fueren su disminución, es decir, una derivada negativa. Considerando que las corrientes i_{Yd} e i_{Yq} sean positivas, los términos $(d_{pd} + d_{nd})$ y $(d_{pq} + d_{nq})$ deben ser positivos para que la derivada de la tensión de desequilibrio sea negativa. Para ello, debe deshacerse la igualdad entre las relaciones de conducción 'p' y 'n' en (5.69). En este caso concreto que se plantea, deben incrementarse las relaciones de conducción 'p'.

En otros términos, si se verifica que $(d_{pd} > -d_{nd})$ y $(d_{pq} > -d_{nq})$, para corrientes i_{Yd} e i_{Yq} positivas, provoca el decremento de la tensión de desequilibrio v_o , según (5.68).

El anterior resultado coincide con el desarrollo efectuado en el Capítulo 3. Atendiendo a la expresión (3.29), se deduce (5.70). Para el ejemplo propuesto, si aumenta el valor de las relaciones de conducción con conexión a 'p', se incrementa la corriente i_p .

$$\begin{aligned} i_p &= d_{pd} \cdot i_{Yd} + d_{pq} \cdot i_{Yq} \\ i_n &= d_{nd} \cdot i_{Yd} + d_{nq} \cdot i_{Yq} \end{aligned} \quad (5.70)$$

La ecuación (5.68) se puede expresar como (5.71), ver ecuaciones (3.18) y (3.84). La evolución de la tensión de desequilibrio (v_o) depende de la suma de las corrientes ($i_p + i_n$). El control del desequilibrio se resume, por tanto, en el control de las corrientes i_p e i_n .

$$\frac{d}{dt}v_o = -\frac{1}{C_{DC}} \cdot (i_p + i_n) \quad (5.71)$$

5.9.2. Regulación de la tensión de desequilibrio en el entorno multivariable

Los sistemas analizados en esta tesis son multivariables. El enfoque para el control de la tensión de desequilibrio efectuado en el anterior apartado se ha abordado desde la perspectiva de control de una sola variable. Se verá que la incorporación de la regulación del equilibrio del bus de continua en el controlador debe ser abordada desde una perspectiva multivariable.

Sobre el ejemplo planteado, un incremento de las relaciones de conducción con conexión a 'p' (d_{pd} , d_{pq}), manteniendo iguales las relaciones de conducción 'n' (d_{nd} , d_{nq}) provoca una derivada negativa en v_o , con el objetivo de corregir un valor positivo de v_o . Además, se incrementan las relaciones de conducción 'abc' con conexión a 'p', mientras que las relaciones de conducción 'abc' con conexión a 'n' se mantienen inalteradas, tal como se muestra en (5.72), para la fase 'a', expresiones derivadas de (4.11).

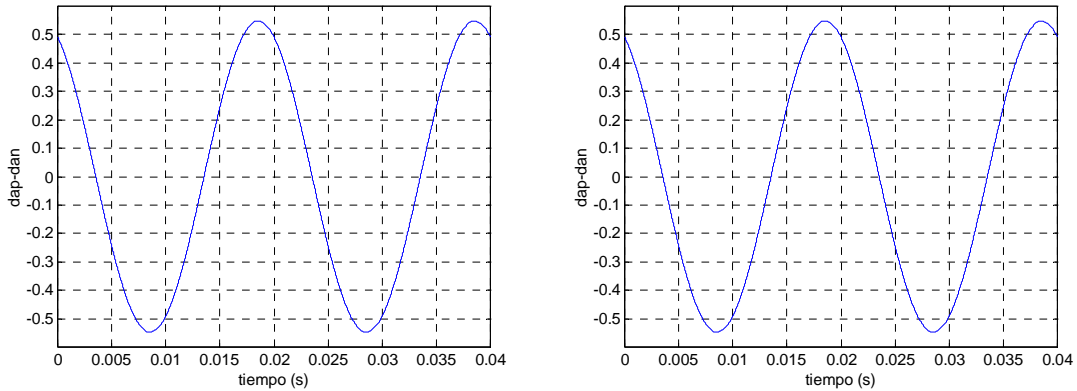
$$\begin{aligned} d_{ap} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \left(d_{pd} \cdot \cos(\omega \cdot t + \theta_o) - d_{pq} \cdot \sin(\omega \cdot t + \theta_o) + \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot d_{p0} \right) \\ d_{an} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \left(d_{nd} \cdot \cos(\omega \cdot t + \theta_o) - d_{nq} \cdot \sin(\omega \cdot t + \theta_o) + \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot d_{n0} \right) \end{aligned} \quad (5.72)$$

De esta manera, la acción emprendida para el restablecimiento del equilibrio del bus de continua genera un incremento de la tensión de salida, según se desprende de (5.73), ver (4.16), para la fase 'a', por ejemplo, al aumentar d_{ap} y mantenerse igual d_{an} . Esta es una consecuencia indeseada, que ilustra la naturaleza multivariable del sistema.

$$v_{ao} = \frac{V_{pn}}{2} \cdot (d_{ap} - d_{an}) \quad (5.73)$$

Para regular correctamente la tensión de desequilibrio, para el ejemplo propuesto, se deben incrementar las relaciones de conducción 'p' y reducir las relaciones de conducción 'n' de forma adecuada, con objeto de mantener la tensión de salida. Para la fase 'a', por ejemplo, el objetivo es mantener constante la diferencia ($d_{ap} - d_{an}$), tal como ilustra la figura 5.28.

La realización del control del sistema mediante la técnica LQR aborda inherentemente el control multivariable del sistema. Con la definición de la función de coste y la asignación de los pesos correspondientes, el diseñador está planteando el problema de control multivariable. El control resultante permite la regulación del sistema teniendo en cuenta las influencias cruzadas entre variables, dentro de unos límites. Con ello, es posible realizar el control del equilibrio del bus de continua en paralelo con el control de otras variables, como la tensión de salida, por ejemplo.



a)

b)

$$a) d_{pd} = 0.3 ; d_{nd} = -0.3 ; d_{pq} = 0.15 ; d_{nq} = -0.15 ; d_{p0} = d_{n0} = 0.6$$

$$b) d_{pd} = 0.4 ; d_{nd} = -0.2 ; d_{pq} = 0.15 ; d_{nq} = -0.15 ; d_{p0} = d_{n0} = 0.6$$

Figura 5.28. Diferencia ($d_{ap} - d_{an}$) igual para distintos valores de las relaciones de conducción en el dominio D-Q.

5.10. Conclusiones

Se ha presentado un controlador para la topología NPC, que puede ser diseñado de forma adecuada para regular el convertidor con diferentes tipos de fuentes y cargas. El regulador propuesto realiza con control completo del convertidor, incluido el equilibrado del bus de continua. Este planteamiento se muestra diferente al convencional, donde dicho equilibrado se realiza mediante la elección adecuada de los estados redundantes del convertidor en la estrategia de conmutación.

El control propuesto se realiza con la técnica de control lineal multivariable LQR (*Linear Quadratic Regulator*). La ley de control entregada por el regulador LQR es simple ($u = -K \cdot x$). La existencia de solución para el problema LQR está supeditada a que el sistema a controlar verifique las propiedades de controlabilidad y observabilidad. En general, estas propiedades se cumplen y no constituyen un impedimento a la obtención del controlador.

Si bien el controlador LQR es esencialmente proporcional, permite la incorporación de acción integral sobre aquellas variables que el diseñador considere necesarias, lo que permite cancelar posibles errores estacionarios. Por otro lado, la existencia de la técnica LQR tanto en tiempo continuo como en tiempo discreto permite su implementación en sistemas de control digital.

Una de las virtudes de la técnica LQR consiste en su gran robustez. Por tanto, el control resulta efectivo incluso si los parámetros del sistema real presentan una desviación significativa

respecto los parámetros del modelo empleados en el cálculo del controlador, o si existen perturbaciones en la planta. Gracias a esta propiedad, el control LQR (lineal) es efectivo en plantas de comportamiento no lineal.

La elección de la función de coste que determina el controlador LQR queda a criterio del diseñador. Ello otorga una gran libertad en su diseño, pero convierte en laboriosa, aunque no complicada, la determinación de los pesos de la función de coste que entregan el controlador más efectivo. Esta tarea requiere, por tanto, realizar un número mayor o menor de simulaciones. El conocimiento que se tenga de la planta puede suponer una reducción significativa del número de simulaciones. En el diseño del controlador, debe verificarse que tanto las variables de estado como las acciones de control toman valores dentro de sus márgenes admisibles.

La programación de ganancia (*Gain Scheduling*) es una técnica de control no lineal adaptativo. Se ha visto que su empleo puede resultar útil como complemento a la técnica LQR, en aquellos casos en que se requiere aplicar diferentes controladores a una misma planta o cuando el comportamiento no lineal de la planta no admite un único controlador lineal.

En este capítulo, se ha presentado una metodología para el cálculo del controlador. Aunque se ha pretendido precisar los pasos del proceso, por las características de las técnicas de control empleadas, resulta complejo detallar cada etapa de la metodología que permita obtener unívocamente un único controlador. Existen infinitos grados de libertad en el diseño del control con las técnicas de control empleadas y deberá ser el diseñador quien, con su conocimiento de la planta, establezca los criterios definitivos para calcular el controlador.

Se ha aplicado la metodología propuesta para conseguir diferentes controles y sobre distintas plantas, con el convertidor NPC. El control se ha mostrado efectivo en todos los casos, aunque un análisis más exhaustivo del comportamiento de estos sistemas se encuentra en el Capítulo 7, de verificación experimental y por simulación.

Sobre la base desarrollada en el este capítulo, se deducen algunas líneas de trabajo futuro:

- Sería interesante mejorar la metodología de diseño, de forma que un diseñador inexperto o sin conocimientos de la planta pudiese obtener el mejor controlador posible con una dedicación razonable de tiempo.
- Es posible explotar más a fondo la programación de ganancia para conseguir un control adaptativo que permita abarcar la máxima variabilidad posible en los parámetros del sistema, de forma que el control aplique, automáticamente, el regulador más apropiado para el punto de funcionamiento del sistema, en cualquier condición de operación.
- Extender el control propuesto a otras aplicaciones, por ejemplo, el control de motores de alterna o generadores eólicos.
- Extender el control propuesto a convertidores de N niveles y otras topologías diferentes de la NPC.