

Control basado en pasividad para fuentes de generación renovable

I. Ortega-Velázquez * G. Espinosa-Pérez *

* *Universidad Nacional Autónoma de México, Facultad de Ingeniería, MÉXICO (e-mail: isaacortegavel@hotmail.com, gerardoe@unam.mx.)*

Resumen En este trabajo se presenta un ley de control basada en pasividad, para un sistema de electrónica de potencia típicamente utilizado para interconectar fuentes de energía renovables a la red eléctrica. En el trabajo se establecen de manera formal las propiedades de estabilidad del esquema de control y se ilustra su utilidad bajo diferentes modos de operación del inversor, específicamente, si opera en modo conectado o en modo aislado. Adicionalmente, se evidencia la característica del controlador que, sin importar el modo de operación, su estructura se preserva, proveyendo un mecanismo que puede auto-ajustar su desempeño ante cambios súbitos en la topología y demanda de la red eléctrica.

Keywords: Electrónica de potencia, control basado en pasividad, dinámica admisible, inversores.

1. INTRODUCCIÓN

Los sistemas de potencia están evolucionando con el paso de los años. En un principio se tenían grandes fuentes de generación eléctrica, que en general estaban alejadas de los consumidores, mientras que actualmente se cuenta con numerosas fuentes de generación que se encuentran cerca al consumidor. A este tipo de generación se le conoce como generación distribuida y se basa principalmente en fuentes de energía renovables (Carrasco et al. (2006)).

La energía de las fuentes renovables se tiene que acondicionar para poder suministrarse a la red eléctrica, es decir, se debe cumplir con un voltaje y frecuencia definidos sin importar la intermitencia de la fuente de generación renovable. Los sistemas que se encargan de acondicionar la energía son los sistemas de electrónica de potencia. Existe una gran cantidad de topologías de sistemas de electrónica de potencia como son los convertidores dc/dc elevadores, reductores, elevadores-reductores, convertidores dc/ac monofásicos, bifásico, trifásicos, y hoy en día se están utilizando convertidores en arreglos modulares para mejorar eficiencia, confiabilidad y escalabilidad (Steimer (2010), Çelik et al. (2017)).

Uno de los arreglos más utilizados para la interconexión de un sistema fotovoltaico, baterías o celdas de hidrógeno, es un convertidor dc/dc elevador acoplado a un inversor (Romero Cadaval et al. (2015)). Estos sistemas normalmente se trabajan como sistemas desacoplados y con un lazo de control regulan el bus de corriente directa mientras que con otro lazo de control se fija el voltaje en las terminales del inversor. La mayoría de estos controladores son diseñados considerando una versión linealizada de un modelo no lineal del convertidor, lo cual limita el rango de operación del sistema. Sin embargo, las normas internacionales para interconexión de inversores a la red eléctrica (for Interconnection (2018), for the Testing of Microgrid Controllers (2018)), demandan que estas fuentes

puedan trabajar en diferentes configuraciones, como por ejemplo, inyectar únicamente potencia activa o reactiva, regular voltaje y frecuencia, soportar en tiempos pequeños condiciones de corto circuito, etc., y deben ser capaces de operar en modo aislado o modo conectado respecto a la red eléctrica, es decir, cuando esta conectado a la red eléctrica debe funcionar como una fuente capaz de inyectar una determinada potencia, en caso de sistemas fotovoltaicos operar en el punto de máxima potencia, y cuando esta en modo aislado debe inyectar potencia y además fijar la referencia de voltaje y frecuencia, si es un sistema fotovoltaico se tiene que trabajar por debajo del punto de máxima potencia, y se tiene que considerar que la carga conectada es menor que la potencia disponible por el sistema fotovoltaico. Todas estas exigencias obligan a considerar la necesidad de contar con esquemas de control que permitan al inversor operar en un rango de operación amplio. Más aún, las mismas normas internacionales también hacen necesario diseñar estrategias de control que permitan cambiar el modo de operación del sistema,

Por otro lado, es bien conocido que los sistemas de electrónica de potencia, al igual que las redes eléctricas y un gran número de cargas, se pueden modelar mediante estructuras Hamiltonianas controladas por puerto (Avila-Becerril et al. (2018)). En este sentido, es posible aprovechar la teoría de diseño de esquemas de control no lineal actualmente reportada para abordar problemáticas como la descrita en el párrafo anterior. El objetivo de éste trabajo es utilizar esta ventaja que ofrece la estructura del inversor para diseñar una estrategia de control basada en pasividad y garantizar una operación que exhiba respuestas de alto desempeño dinámico estableciendo al mismo tiempo de una manera formal (matemática) sus propiedades de estabilidad.

El sistema que en particular se aborda en este trabajo es el constituido por un convertidor dc/dc acoplado por medio

de un bus de dc a un inversor, el cual es equipado con un filtro de segundo orden a su salida. La problemática de control para este dispositivo radica en el hecho de que en su modelo existen cuatro variables de estado y sólo se cuenta con dos entradas de control. Así, explotando la esencia del control basado en pasividad, se explota el concepto de trayectorias admisibles para proponer las políticas de control y alcanzar, además de las propiedades de estabilidad deseadas, una operación con respuestas dinámicas rápidas y precisas.

El artículo se organiza de la siguiente forma: en la Sección 2 se muestra el sistema a analizar junto con su modelo matemático y una representación matricial. En la Sección 3, se presenta el diseño del controlador junto con pruebas formales de estabilidad. En la Sección 4 se presenta una validación numérica del controlador diseñado y el sistema físico y finalmente en la Sección 5 se pueden observar las conclusiones del trabajo y algunos temas pendientes a resolver.

2. MODELO MATEMÁTICO

En la Fig. 1 se observa el sistema de electrónica de potencia en estudio, el cual se considera que proviene de una fuente de generación renovable y se encarga de fijar una referencia de voltaje. El sistema consta de tres etapas principales de acondicionamiento de energía: en la primera etapa se observa un convertidor dc/dc, en la segunda un inversor y finalmente un filtro de segundo orden. El modelo no lineal del sistema está dado por

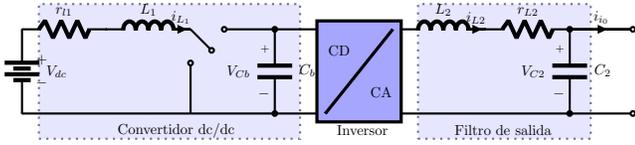


Fig. 1. Sistema de electrónica de potencia modo aislado

$$L_1 \dot{x}_1 + r_{L1} x_1 + u_1 x_2 = V_{dc} \quad (1)$$

$$C_b \dot{x}_2 + \frac{1}{r_{cb}} x_2 - u_1 x_1 + u_2 x_3 = 0 \quad (2)$$

$$L_2 \dot{x}_3 + r_{L2} x_3 + x_4 - u_2 x_2 = 0 \quad (3)$$

$$C_2 \dot{x}_4 + \frac{1}{r_{c2}} x_4 - x_3 = -i_o \quad (4)$$

donde x_1 es la corriente que circula por el inductor L_1 , x_2 es el voltaje en el capacitor C_b , x_3 es la corriente de salida del inversor y x_4 es el voltaje en el capacitor C_2 . La variable u_1 es la señal de control del convertidor dc/dc mientras que u_2 es la señal de control del inversor. Físicamente u_1 y u_2 son ciclos de trabajo en los convertidores de potencia. V_{dc} es el voltaje de corriente directa que proviene de algún sistema de energía renovable, baterías o un bus infinito de corriente directa y i_o es la corriente demandada por la carga conectada al sistema. Note que en el modelo matemático se toman en cuenta las pérdidas en paralelo de la capacitancia C_b y C_2 .

El sistema dinámico definido por las ecuaciones (1)-(4) se puede representar en forma matricial como

$$D\dot{x} - (J_0 - R)x - J(x)u = \zeta \quad (5)$$

donde

$$x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix}; \zeta = \begin{bmatrix} V_{dc} \\ 0 \\ 0 \\ -i_o \end{bmatrix}; J_0 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix};$$

$$D = \text{diag}\{L_1 \ C_b \ L_2 \ C_2\};$$

$$R = \text{diag}\{r_{L1} \ \frac{1}{r_{cb}} \ r_{L2} \ \frac{1}{r_{c2}}\};$$

$$J(x) = [J_1 x \ J_2 x]; \quad u = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix}.$$

con

$$J_1 = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; J_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

3. DISEÑO DEL CONTROLADOR

Considerando el modelo (5), el objetivo de control que se plantea en este trabajo se puede plantear como

$$\lim_{t \rightarrow \infty} x - x^* = 0 \quad (6)$$

donde x^* es el comportamiento deseado para las variables de estado del sistema.

En este punto resulta importante reconocer que el comportamiento deseado debe pertenecer a lo que en la literatura se reconoce como las trayectorias admisibles del sistema físico. Es decir, este comportamiento debe ser tal que satisfaga las restricciones impuestas por la estructura del modelo y que al mismo tiempo satisfaga las condiciones de operación establecidas para él.

En la siguiente proposición, se plantea el resultado principal de este trabajo, específicamente, una ley de control que resuelve el problema planteado en el párrafo anterior.

Proposición 1.

Considere el modelo (5). Suponga que

- El estado x y el vector ζ son medibles.
- Todos los parámetros son conocidos y positivos.
- La matriz $J(x^*)$ es de rango completo por columnas.
- La dinámica admisible

$$D\dot{x} - (J_0 - R)x^* - J(x^*)u^* = \zeta \quad (7)$$

es acotada.

Bajo estas condiciones, la ley de control

$$u = -\mathbf{J}(x^*)^\dagger K_p \tilde{x} + u^*$$

donde $\mathbf{J}(x^*)^\dagger$ es la pseudoinversa de $J(x^*)$ y la matriz $R + J(x^*)\mathbf{J}(x^*)^\dagger K_p > 0$, garantiza que la condición (6) se satisfice.

Prueba. Para la prueba se necesita obtener un sistema aumentado, mejor conocido como la dinámica del error, mediante la definición de $\tilde{x} = x - x^*$ y $\tilde{u} = u - u^*$. Al sustituir estas expresiones en (5) se obtiene

$$D\dot{\tilde{x}} - (J_0 - R)\tilde{x} - J(\tilde{x})\tilde{u} = J(x^*)\tilde{u} \quad (8)$$

Considere la función definida positiva dada por

$$V(\tilde{x}) = \frac{1}{2} \tilde{x}^T D \tilde{x} \quad (9)$$

que es radialmente no acotada, continuamente diferenciable y con un mínimo en $\tilde{x} = 0$, Adicionalmente, satisface la desigualdad

$$\lambda_{\min}\{D\}|\tilde{x}|^2 \leq V(\tilde{x}) \leq \lambda_{\max}\{D\}|\tilde{x}|^2$$

Evaluando la derivada respecto al tiempo de V a lo largo de las trayectorias del sistema se obtiene

$$\begin{aligned} \dot{H}(\tilde{x}) &= -\tilde{x}^T R \tilde{x} + \tilde{x}^T J(x^*) \tilde{u} \\ &= -\tilde{x}^T (R + J(x^*) \mathbf{J}(\mathbf{x}^*)^\dagger K_p) \tilde{x} \end{aligned}$$

Sustituyendo $\mathbf{J}(\mathbf{x}^*)^\dagger = (J(x^*)^T J(x^*))^{-1} J(x^*)^T$ en la expresión anterior se tiene que

$$\dot{H}(\tilde{x}) = -\tilde{x}^T R \tilde{x} - \tilde{x}^T (J(x^*) (J(x^*)^T J(x^*))^{-1} J(x^*)^T K_p) \tilde{x} \quad (10)$$

$$\leq -|R^{\frac{1}{2}} \tilde{x}|^2 - \frac{|J(x^*)|^2}{|J(x^*)|^2} |K_p^{\frac{1}{2}} \tilde{x}|^2 \quad (11)$$

$$\leq -|R^{\frac{1}{2}} \tilde{x}|^2 - |K_p^{\frac{1}{2}} \tilde{x}|^2 \quad (12)$$

con $K_p \geq 0$.

Seguindo argumentos presentados en (Cisneros et al. (2015)), es posible mostrar que si la matriz

$$y_a = \begin{bmatrix} \sqrt{k_{p11}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \sqrt{k_{p22}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \sqrt{k_{p33}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ \sqrt{r_{L1}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \sqrt{\frac{1}{r_{Cb}}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \sqrt{r_{L23}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \sqrt{\frac{1}{r_{C2}}} \end{bmatrix};$$

es de rango completo por columnas, entonces el punto de equilibrio $\tilde{x} = 0$ es asintóticamente estable. \square

Es importante notar que aunque la prueba de estabilidad presentada es similar a la reportada en (Cisneros et al. (2015)), el controlador propuesto en este trabajo cuenta con más grados de libertad por la forma de la ganancia K_p y por el hecho de que en este caso la salida es directamente el estado \tilde{x} .

Una vez establecida la estructura del controlador, un paso adicional que es necesario considerar es la demostración de que la dinámica admisible genera trayectorias acotadas. Para este fin, se analiza la derivada de la función de almacenamiento de energía del sistema (7) que está dada por

$$V(x^*) = \frac{1}{2} x^{*T} D x^* \quad (13)$$

cuya derivada temporal evaluada a lo largo de las trayectorias del sistema es

$$\begin{aligned} \dot{V}(x^*) &= -x^{*T} R x^* + x^* \zeta \\ &= -(1 - \theta) x^{*T} R x^* - \theta x^{*T} R x^* + x^* \zeta \\ &\leq -(1 - \theta) x^{*T} R x^* - |\theta| \lambda_{\min}\{R\} |x^*|^2 + |x^*| \cdot |\zeta| \end{aligned}$$

De esta forma, si se cumple que

$$\begin{aligned} -|\theta| \lambda_{\min}\{R\} |x^*|^2 + |x^*| \cdot |\zeta| &\leq 0 \\ |x^*| \cdot |\zeta| &\leq |\theta| \lambda_{\min}\{R\} |x^*|^2 \\ |x^*| &\geq \frac{|\zeta|}{|\theta| \lambda_{\min}\{R\}} \end{aligned}$$

entonces se concluye que el sistema (7) es acotado en una bola de radio $r = \frac{|\zeta|}{|\theta| \lambda_{\min}\{R\}}$ alrededor del origen y por lo tanto los estados deseados y las señales de control son acotados, siempre y cuando el vector ζ sea acotado.

Con el resultado de acotamiento establecido, es posible finalizar el diseño del esquema de control al definir, de manera específica las expresiones para el estado deseado x^* . En este sentido, se sabe que la dinámica deseada del sistema tiene que satisfacer la estructura del sistema, por lo que se debe cumplir que

$$L_1 \dot{x}_1^* + r_{L1} x_1^* + u_1^* x_2^* = V_{dc} \quad (14)$$

$$C_b \dot{x}_2^* + \frac{1}{r_{cb}} x_2^* - u_1^* x_1^* + u_2^* x_3^* = 0 \quad (15)$$

$$L_2 \dot{x}_3^* + r_{L2} x_3^* + x_4^* - u_2^* x_2^* = 0 \quad (16)$$

$$C_2 \dot{x}_4^* + \frac{1}{r_{c2}} x_4^* - x_3^* = -i_0 \quad (17)$$

Por otro lado, se debe considerar que para la aplicación considerada en este trabajo, el comportamiento de la variable de voltaje asociada a el bus de corriente directa debe tener la estructura

$$x_2^* = V_{bus} + V_r \sin(2\omega t + \gamma) \quad (18)$$

Más aún, dada la naturaleza del circuito inversor, el objetivo de fijar un voltaje y una frecuencia en terminales se puede plantear como

$$x_4^* = V_m \sin(\omega t + \theta) \quad (19)$$

Considerando que x_2^* y x_4^* son conocidos, es posible obtener el valor de los estados restantes y la ley de control deseada de la siguiente forma

$$L_1 \dot{x}_1^* + r_{L1} x_1^* + u_1^* x_2^* = V_{dc}$$

$$u_1^* x_1^* = C_b \dot{x}_2^* + \frac{1}{r_{cb}} x_2^* + u_2^* x_3^*$$

$$u_2^* = (L_2 \dot{x}_3^* + r_{L2} x_3^* + x_4^*) (x_2^*)^{-1}$$

$$x_3^* = C_2 \dot{x}_4^* + \frac{1}{r_{c2}} x_4^* + i_0$$

de donde es posible mostrar que el comportamiento para la variable x_1^* debe satisfacer la ecuación diferencial dada por

$$L_1 x_1^* \dot{x}_1^* + r_{L1} x_1^{*2} - V_{dc} x_1^* = -\phi(t) \quad (20)$$

con

$$\begin{aligned} \phi(t) &= C_b x_2^* \dot{x}_2^* + \frac{1}{r_{cb}} x_2^{*2} + L_2 x_3^* \dot{x}_3^* + r_{L2} x_3^{*2} + C_2 x_4^* \dot{x}_4^* + \\ &+ \frac{1}{r_{c2}} x_4^{*2} + i_0 x_4^* \end{aligned}$$

En este punto, es importante identificar algunas propiedades de la variable x_1^* . Con este fin, considere que se trabaja con el promedio de las señales. Bajo estas condiciones, la ecuación (20) se puede reescribir como

$$r_{L1} \bar{x}_1^{*2} - V_{dc} \bar{x}_1^* + \phi = 0 \quad (21)$$

donde

$$\phi = \frac{1}{r_{cb}} \bar{x}_2^{*2} + r_{L2} \bar{x}_3^{*2} + \frac{1}{r_{c2}} \bar{x}_4^{*2} + \bar{i}_0 \bar{x}_4^*$$

y cuya solución de la ecuación algebraica de segundo orden es

$$\bar{x}_{1,2}^* = \frac{V_{dc} \pm \sqrt{V_{dc}^2 - 4r_{L1}\phi}}{2r_{L1}}$$

Dado que existen dos soluciones que satisfacen el balance de potencia dado por (20), se utiliza la de menor magnitud, ya que con esta corriente se tienen menos pérdidas en el sistema. Además para que se tengan soluciones reales de la corriente $\bar{x}_{1,2}^*$, se debe de cumplir la restricción

$$\frac{V_{dc}^2}{4r_{L1}} > \phi. \quad (22)$$

Es importante notar que la ecuación (22) define el punto de máxima extracción de potencia en la fuente de corriente directa, es decir la impedancia de la carga es igual a la impedancia de salida de la fuente. Además, en el caso de sistemas fotovoltaicos, la ecuación (22) corresponde al punto de máxima potencia, en este caso esta potencia varía en función de la irradiancia y temperatura.

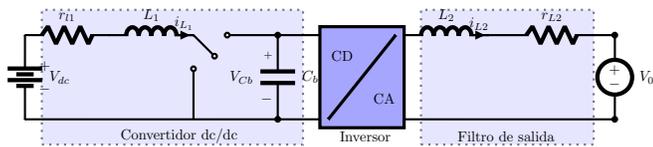


Fig. 2. Sistema de electrónica de potencia en modo conectado

Si el objetivo del inversor no es fijar el voltaje de salida, ya que está fijando externamente, entonces la función del inversor es únicamente inyectar potencia a la carga, por lo tanto se considera que el capacitor C_2 es parte de la carga del sistema como se muestra en la Fig. 2, y por lo tanto el estado x_3^* debe satisfacer

$$x_3^* = A_m \sin(\omega t + \alpha) \quad (23)$$

para resolver la dinámica del sistema deseado. Bajo estas condiciones, el orden del sistema se reduce al considerar que el capacitor es parte de la carga del sistema y está dado por

$$\begin{aligned} L_1 \dot{x}_1^* + r_{L1} x_1^* + u_1^* x_2^* &= V_{dc} \\ u_1^* x_1^* &= C_b \dot{x}_2^* + \frac{1}{r_{cb}} x_2^* + u_2^* x_3^* \\ u_2^* &= (L_2 \dot{x}_3^* + r_{L2} x_3^* + V_0)(x_2^*)^{-1} \end{aligned}$$

que exhibe una estructura como la mostrada en la ecuación (20) y por lo tanto es posible resolverla de una manera similar a la planteada anteriormente.

4. VALIDACIÓN NUMÉRICA

Para validar el sistema de control y el sistema físico se utilizó el software *MATLAB-SIMULINK* versión 2017a. Los parámetros de simulación son los mostrados en la Tabla 1. El experimento realizado consideró un tiempo de ejecución de 6[s], los estados iniciales del sistema fueron considerados igual a cero y se supuso una carga lineal resistiva que demanda una potencia $P = 105[W]$. En el segundo 1[s] ocurre un cambio de carga demandando una potencia $P = 290[Watts]$. En el segundo 2[s] la

potencia demandada es de $P = 1100[Watts]$. Para incluir el caso de demanda de potencia reactiva, en el segundo 3[s] se demanda una potencia $P = 300[Watts]$ y $Q = 450[Var]$, para, finalmente, en el segundo 4[s] considerar una demanda de potencia $P = 140[Watts]$ y $Q = 210[Var]$.

Tabla 1. Parámetros del sistema

| Parámetro | Símbolo | Valor | Unidades |
|--------------------------------|-----------|-------|-----------|
| Inductor convertidor dc/dc | L_1 | 45 | mH |
| Pérdidas en el inductor L_1 | r_{L1} | 0.5 | Ω |
| Capacitor convertidor dc/dc | C_b | 4.7 | mF |
| Pérdidas en el capacitor C_b | r_{C_b} | 10 | $M\Omega$ |
| Inductor del filtro de salida | L_2 | 30 | mH |
| Pérdidas en el inductor L_2 | r_{L2} | 0.08 | Ω |
| Capacitor del filtro de salida | C_{C2} | 47 | μF |
| Pérdidas en el capacitor C_2 | r_{C_2} | 10 | $M\Omega$ |

En la Fig. 3 se puede observar el error en cada uno de los estados del sistema. Al inicio de la simulación se aprecia un error considerable en todos los estados del sistema debido a que las condiciones iniciales del sistema físico son cero. Como consecuencia la respuesta transitoria exhibe un valor cercano a los 100[A] ya que se tiene que cargar el bus de corriente directa. En la gráfica mostrada en la Fig. 3(a) se muestra el error en la corriente del inductor L_1 y se observa que sin importar si se extrae potencia activa o reactiva, el error siempre tiende a cero.

En la Fig. 3(b), se observa el error de voltaje en el bus de corriente directa y se puede observar que cuando la carga se aumenta, el error en el voltaje de corriente directa aumenta. Sin embargo, este error no aumenta más del 12% del voltaje nominal en el bus de dc.

En la Fig. 3(c), se observa el error de corriente en el inductor del filtro, el cual se mantiene muy cercano a cero, al igual que el error de voltaje de salida que se muestra en la Fig. 3(d).

En la Fig. 4, se pueden observar tres gráficas. En color rojo se muestra la potencia entregada por la fuente V_{dc} , en color azul y verde se observa la potencia activa y reactiva, respectivamente, consumida por la carga. En la Fig. 3 y en la Fig. 4 se logra ilustrar que aunque se realizó la suposición de que la potencia consumida por la carga era únicamente potencia activa, el sistema opera adecuadamente para cuando la carga consume potencia reactiva. Esto se logra siempre y cuando la potencia instantánea satisfaga la desigualdad mostrada en (22).

5. CONCLUSIONES

En este trabajo se desarrolla una ley de control basada en pasividad para cumplir con diferentes modos de operación de un inversor que incluye dinámica en el bus de corriente directa. Se muestra que el controlador funciona para cuando el sistema está en modo conectado o en modo aislado, solamente modificando la forma de resolver la dinámica admisible del sistema. Además, con esta metodología de diseño aparecen restricciones sobre la capacidad de la fuente de corriente directa de forma natural como la mostrada en la ecuación (22) que es la definición de máxima extracción de potencia, la cual ocurre cuando la impedancia de la carga es igual a la impedancia de salida de la fuente. El controlador propuesto logra que

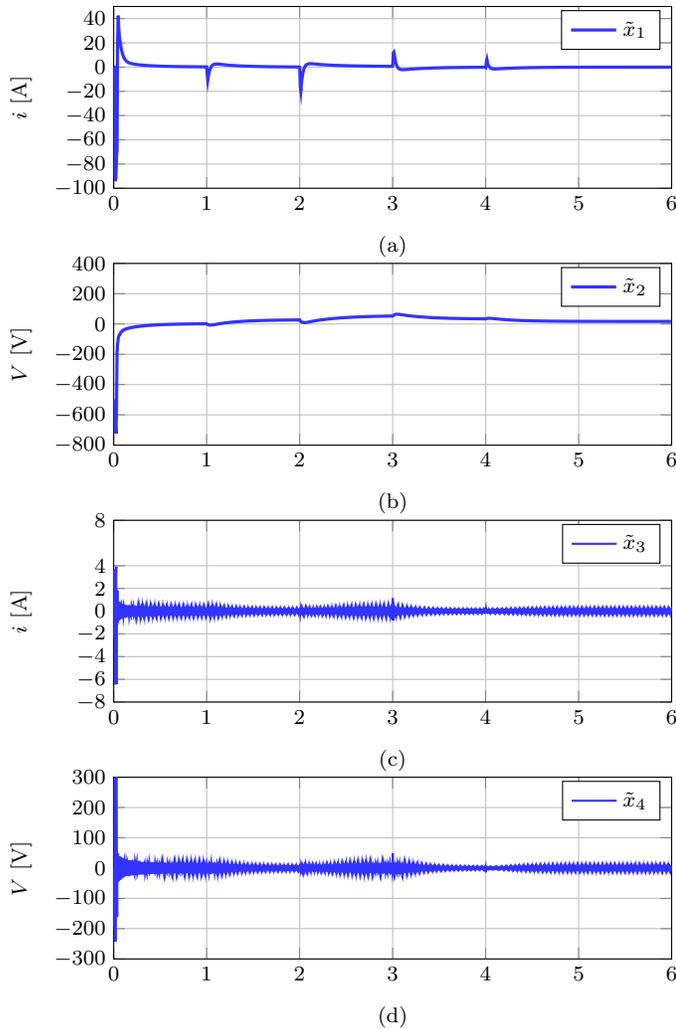


Fig. 3. Error en los estados del sistema. (a) corriente del inductor L_1 , (b) voltaje en el bus de dc, (c) corriente en el inductor L_2 y (d) voltaje de salida, o voltaje en terminales del capacitor C_2 .

el sistema físico tenga un comportamiento prescrito, el cual se obtiene de la dinámica deseada, por lo tanto, es necesario que la dinámica del sistema deseado tenga un comportamiento acotado, lo cual es cierto siempre y cuando el vector ζ sea acotado.

REFERENCIAS

- Avila-Becerril, S., Montoya, O.D., Espinosa-Pérez, G., and Garcés, A. (2018). Control of a detailed model of microgrids from a hamiltonian approach. *IFAC-PapersOnLine*, 51(3), 187–192.
- Carrasco, J.M., Franquelo, L.G., Bialasiewicz, J.T., Galván, E., Portillo-Guisado, R.C., Prats, M.M., León, J.I., and Moreno-Alfonso, N. (2006). Power-electronic systems for the grid integration of renewable energy sources: A survey. *IEEE Transactions on industrial electronics*, 53(4), 1002–1016.
- Çelik, Ö., Teke, A., and Tan, A. (2017). Overview of micro-inverters as a challenging technology in photovoltaic applications. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*.

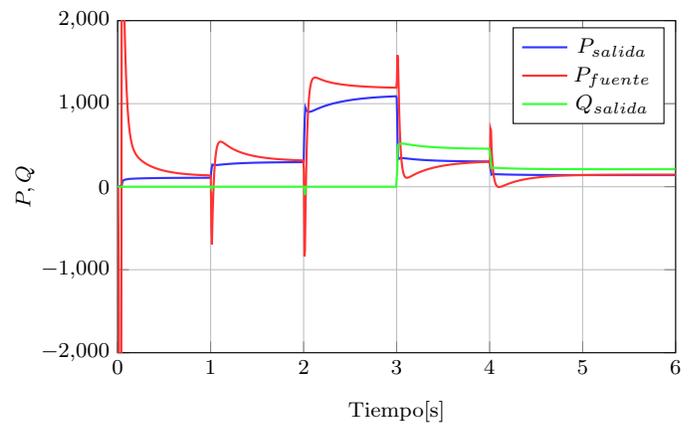


Fig. 4. Potencia activa y reactiva de la fuente y de la salida del sistema

- Cisneros, R., Pirro, M., Bergna, G., Ortega, R., Ippoliti, G., and Molinas, M. (2015). Global tracking passivity-based pi control of bilinear systems: Application to the interleaved boost and modular multilevel converters. *Control Engineering Practice*, 43, 109–119.
- for Interconnection, S. (2018). Ieee standard for interconnection and interoperability of distributed energy resources with associated electric power systems interfaces. *IEEE Std 1547-2018 (Revision of IEEE Std 1547-2003)*, 1–138. doi:10.1109/IEEESTD.2018.8332112.
- for the Testing of Microgrid Controllers, S. (2018). Ieee draft standard for the testing of microgrid controllers. *IEEE P2030.8/D12, March 2018*, 1–43.
- Romero Cadaval, E., Francois, B., Malinowski, M., and Zhong, Q.C. (2015). Grid-connected photovoltaic plants an alternative energy source, replacing conventional sources. *Industrial Electronics Magazine*, 9.
- Steimer, P.K. (2010). Enabled by high power electronics-energy efficiency, renewables and smart grids. In *Power Electronics Conference (IPEC), 2010 International*, 11–15. IEEE.