

Modeling and control of a Power Electronic Transformer within the Hamiltonian Systems Framework

Paulina Nava-Barrón * Emilio J. Rojas-Hernández *,
Sofía Avila-Becerril ** Juan R. Rodríguez-Rodríguez *

* Facultad de Ingeniería, Universidad Nacional Autónoma de México (UNAM), 04510, Ciudad de México, México (e-mail:).

** División de Ciencias Básicas, Facultad de Ingeniería, UNAM (e-mail: sofia.avila@ingenieria.unam.edu).

Abstract: In this paper, a mathematical model for a three-stage PET is proposed based on the port-Hamiltonian systems framework. Two controllers are integrated: a passive-PI controller implemented in the first stage of the PET and a conventional PI controller for the isolation stage. Their performance is evaluated for three interconnected stages. The implementation demonstrates the robustness of the passive controller when another converter is connected. The validation of the complete mathematical model and the correct operation of the closed-loop system are numerically evaluated in Simscape-MATLAB.

Keywords: Hamiltonian Systems, Modeling, Power Electronics, Passivity-Based Control.

1. INTRODUCCIÓN

Los Transformadores Electrónicos de Potencia (PET por sus siglas en inglés) son dispositivos inteligentes que realizan funciones de transformación de tensión, aislamiento galvánico y de calidad de la energía, por medio de electrónica de potencia tanto del lado primario como del secundario de un transformador que opera a media frecuencia, lo que permite una reducción significativa en el peso y tamaño del dispositivo (Shadfar et al., 2021). Las aplicaciones de los PET incluyen la integración en redes de distribución y *smart grids*, donde se emplean PETs como reemplazo de transformadores tradicionales o como dispositivos para el acoplamiento de energía. Otras aplicaciones específicas abarcan sistemas ferroviarios, sistemas aeroespaciales y aplicaciones de *Energy Internet*.

La estructura de un PET suele clasificarse según el número de etapas y la topología de los convertidores utilizados. La configuración en tres etapas comprende un convertidor operando en modo rectificador, un convertidor Puente Activo Dual (DAB) para el acondicionamiento de potencia en alta frecuencia y un convertidor final actuando como inversor. Esta configuración permite regular la corriente y la tensión de salida del sistema, compensar la potencia reactiva y las posibles caídas de tensión. Además, permite la conexión de fuentes de energía renovable, así como el flujo de potencia bidireccional (Shadfar

et al., 2021). En particular, la estructura Rectificador-PWM + CD-CD DAB + Inversor PWM, mostrada en la Figura 1, es la más popular en las investigaciones en el campo. Desde el punto de vista de modelado, la dinámica de un PET de tres etapas suele estudiarse desde distintas perspectivas. En el trabajo de Kolesnikov et al. (2024), los autores estudian fenómenos como procesos transitorios, inductancias de fuga o saturación magnética y revisan los modelos correspondientes. Sin embargo, si el interés está en el diseño de controladores para la regulación de tensión, mitigación de armónicos y corrección de factor de potencia (Velazquez-Ibañez et al., 2021), suelen emplearse modelos promediados basados en ecuaciones diferenciales ordinarias, linealización o funciones de transferencia.

Por otro lado, los sistemas puerto-Hamiltoniano (pH) (Van Der Schaft, 2006) han mostrado ser un enfoque especialmente valioso para modelar, analizar y controlar una amplia clase de sistemas no-lineales. Este enfoque permite representar a sistemas de distinta naturaleza empleando la noción de energía y de puertos. En electrónica de potencia se pueden encontrar trabajos que estudian desde convertidores multinivel modulares (Bergna-Díaz et al., 2017) hasta microrredes (Espinosa-Pérez, 2022). Por su parte, los controladores pasivos Ortega et al. (2021) han mostrado ser una teoría formal capaz de generar controladores robustos que garantizan el comportamiento deseado incluso en presencia de incertidumbres y perturbaciones. En Avila-Becerril et al. (2025) se hace uso del modelo pH de un convertidor de fuente de tensión (VSC) para proponer un control PI-Pasivo y compararlo

* Los autores agradecen el apoyo otorgado por PAPIIT-UNAM (Programa de Apoyo a Proyectos de Investigación e Innovación Tecnológica): Proyecto DGAPA-UNAM IN117123

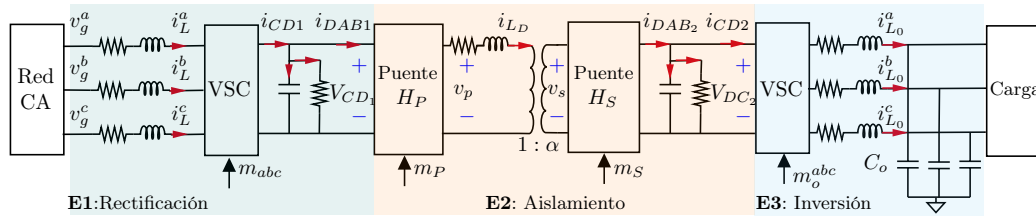


Figure 1. Transformador Electrónico de Potencia

con un PI convencional bajo condiciones de desbalance. Respecto al DAB, los trabajos de López-Rodríguez et al. (2022) y Cupelli et al. (2018) abordan el problema desde la perspectiva pH y el control pasivo.

Así pues, en este trabajo se propone un modelo matemático para el PET de tres etapas desde el marco de los sistemas pH. Además, se integran dos controladores, un controlador PI-pasivo para el VSC en modo rectificador y un PI convencional para el DAB. Se evalúa el desempeño conjunto de ambos controladores en el sistema interconectado y de forma complementaria, la robustez del PI-pasivo cuando el VSC es conectado a otro convertidor de potencia. Finalmente, se valida numéricamente tanto el modelo matemático como el funcionamiento en lazo cerrado del PET mediante simulaciones en Simscape-MATLAB, confirmando la eficacia de la propuesta.

El resto del artículo está organizado de la siguiente forma: En la Sección 2, se presenta una breve introducción a los sistemas pH; el modelado se presenta en la Sección 3; en la Sección 4 pueden encontrarse los controladores. Las evaluaciones numéricas, tanto del modelo matemático como del sistema en lazo cerrado, se presentan en la Sección 5; y la Sección 6 está dedicada a las conclusiones.

2. PRELIMINARES

2.1 Sistemas puerto-Hamiltonianos

El modelado pH describe a un sistema físico como la interconexión, por medio de puertos, de elementos que almacenan, disipan y generan energía. Estas componentes se interconectan mediante estructuras que preservan potencia y representan el intercambio energético entre subsistemas. Una clase de sistemas pH está definida por

$$\begin{aligned} \dot{x} &= (J(x) - R(x))\nabla H(x) + G(x)u, \\ y &= G(x)^\top \nabla H(x) \end{aligned} \quad (1)$$

con $x \in \mathbb{R}^n$ variables de energía, $u \in \mathbb{R}^m$ y $y \in \mathbb{R}^m$ variables de puerto, $J(x) = -J(x)^\top$ una matriz que modela las interconexiones internas, $G(x) \in \mathbb{R}^{n \times m}$ una matriz de interconexión con los puertos externos, $R(x) = R(x)^\top \succeq 0$ una matriz de disipación de energía, $H: \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}$ representa la energía almacenada por el sistema, llamada el Hamiltoniano y $\nabla H(x)$ denota al vector gradiente de $H(x)$. Tomando la derivada de $H(x)$ a lo largo de (1)

$$\dot{H}(x) = -\nabla^\top H(x)R(x)\nabla H(x) + y^\top u \quad (2)$$

e integrando (2) se establece un balance energético. Más aún, si $H(x)$ está acotada por abajo, entonces los sistemas pH son pasivos con tasa de suministro $y^\top u$ y función de almacenamiento el Hamiltoniano. Si x^* es un mínimo local estricto de $H(x)$, entonces x^* es un punto de equilibrio estable del sistema (1) con $u = 0$, con función de Lyapunov $V(x) = H(x) - H(x^*)$. Si además no existe otra solución que $x(t) = x^*$ que permanezca en $\{x \in D | \dot{H}(x) = 0\}$ para todo $t \geq 0$, entonces x^* es asintóticamente estable (Van der Schaft, 2000).

3. MODELADO

El PET bajo estudio se muestra en la Figura 1 y está compuesto por tres etapas: Un VSC trifásico en modo rectificador (CA/CD), un convertidor DAB (CD/CD) y un VSC trifásico en modo inversor (CD/CA). En esta sección, se presenta el modelado del PET desde un enfoque modular; es decir, se presenta de forma individual el modelo de cada una de las tres etapas identificando los puertos de entrada y salida, para después interconectarlos por medio de una estructura que preserva potencia.

3.1 VSC modo rectificador

Un esquema del VSC en modo rectificador es el que se muestra en la Fig 2. El VSC, con tensiones de entrada $v_t^{abc} \in \mathbb{R}^3$, está conectado en serie a una red de tensión trifásica balanceada con tensión nominal $v_g^{abc} \in \mathbb{R}^3$ por medio de inductores y resistores con parámetros representados por las entradas de las matrices $L = \text{diag}\{L_a, L_b, L_c\}$ y $r_L^{abc} = \text{diag}\{r_a, r_b, r_c\}$, respectivamente. Mientras que el vector de corrientes en las inductancias se representa por $i_L^{abc} = [i_L^a \ i_L^b \ i_L^c]^\top \in \mathbb{R}^3$. De acuerdo con la Figura 2, la salida CD del VSC está conectada a un DAB mediante un capacitor con capacitancia C_{CD} y resistencia r_{CD} . La tensión en el capacitor se denota como V_{CD1} y la corriente de salida como i_{DAB1} .

Siguiendo Avila-Becerril et al. (2025) y asumiendo que la frecuencia de conmutación es al menos diez veces mayor que la frecuencia de la red, puede obtenerse un modelo promedio del VSC donde las señales de modulación trifásicas $m_{abc} = [m_a \ m_b \ m_c]^\top \in \mathbb{R}^3$ son senoidales. De manera que la tensión y corrientes de entrada (CA) se relacionan con la tensión y corriente de salida (CD) a través de las señales de modulación como:

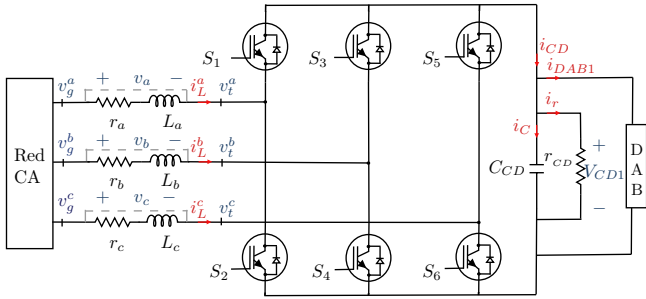


Figure 2. Etapa 1. VSC modo rectificador

$$v_t^{abc} = \frac{1}{2} m_{abc} V_{CD1}, \quad i_{CD} = \frac{1}{2} m_{abc}^T i_L^{abc} \quad (3)$$

De las Leyes de Kirchhoff, el modelo matemático del rectificador trifásico queda dado por:

$$L \frac{di_L^{abc}(t)}{dt} = v_g^{abc} - r_L^{abc} i_L^{abc} - \frac{1}{2} m_{abc} V_{CD1} \quad (4a)$$

$$C_{CD} \frac{dV_{CD1}(t)}{dt} = \frac{1}{2} m_{abc}^T i_L^{abc} - r_{CD}^{-1} V_{CD1} - i_{DAB1} \quad (4b)$$

El modelo (4) también puede escribirse en su forma matricial como:

$$P_1 \dot{x}_1(t) = (J_1(m_{abc}) - R_1)x_1(t) + \begin{bmatrix} v_g^{abc} \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -i_{DAB1} \end{bmatrix} \quad (5)$$

donde $x_1(t) := [(i_L^{abc})^T \ V_{CD1}]^T \in \mathbb{R}^4$ es el vector de estados, $R_1 = \text{diag}\{r_L, r_{CD}^{-1}\} = R_1^T > 0$ es la matriz de disipación, $P_1 = \text{diag}\{L, C_{CD}\} = P_1^T > 0$ es la matriz de parámetros de los elementos almacenadores, y

$$J_1(m_{abc}) = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 & -m_{abc} \\ m_{abc}^T & 0 \end{bmatrix} = -J_1^T(m_{abc})$$

representa la interacción entre los estados del sistema. Mientras que la función de energía asociada a los elementos almacenadores está dada por

$$\mathcal{E}_1(x_1) = \frac{1}{2} x_1^T P_1 x_1 \quad (6)$$

En el lado derecho de (5) está representada la variable de entrada (tensión) y la de salida (corriente) del rectificador.

3.2 Convertidor Puente Activo Dual

La Figura 3 muestra al DAB, formado por dos puentes H unidos por medio de un transformador de media frecuencia y un inductor de acoplamiento L_D con resistencia parásita r_D . En su puerto de entrada, el DAB tiene una tensión V_{CD1} y una corriente i_{DAB1} proveniente del rectificador. En su puerto de salida, entrega una tensión V_{CD2} y una corriente i_{CD2} . Por su parte, de acuerdo con Velazquez-Ibañez et al. (2021), las tensiones (CA) del lado primario v_P y secundario v_S son determinadas por

$$v_P = m_P V_{CD1}, \quad v_S = m_S V_{CD2}, \quad (7)$$

donde m_P y m_S son las señales de modulación de H_P y H_S , respectivamente, y α es la relación de transformación. Mientras que la corriente que fluye por L_D , denotada por

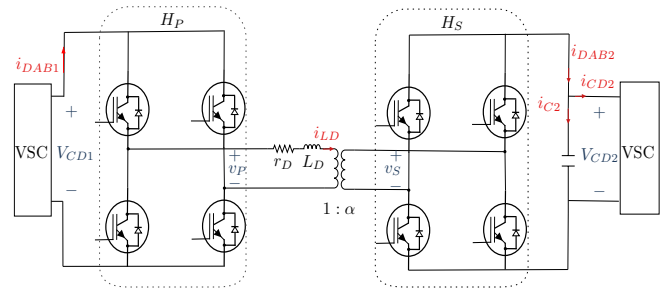


Figure 3. Etapa 2. Puente Activo Dual

i_{LD} , depende del desfase ϕ_D y del ciclo de trabajo μ entre las señales moduladoras. Más aún, si los niveles de tensión de CD en el DAB se mantienen constantes y α es igual a la relación entre V_{CD1} y V_{CD2} , entonces

$$i_{DAB1} = m_P i_{LD}, \quad i_{DAB2} = \frac{m_S}{\alpha} i_{LD} \quad (8)$$

Aplicando la Ley de Voltajes de Kirchhoff en el lado primario y la Ley de Corrientes al nodo de salida, se tiene

$$L_D \frac{di_{LD}}{dt} = m_P V_{CD1} - r_D i_{LD} - \frac{m_S V_{CD2}}{\alpha} \quad (9a)$$

$$C_{CD2} \frac{dV_{CD2}}{dt} = \frac{m_S i_{LD}}{\alpha} - V_{CD2} r_{CD2}^{-1} - i_{CD2} \quad (9b)$$

Las expresiones en (9) se pueden escribir de forma similar a (1) como

$$P_2 \dot{x}_2(t) = (J_2(m_S) - R_2)x_2(t) + \begin{bmatrix} V_{CD1} \\ 0 \end{bmatrix} m_P + \begin{bmatrix} 0 \\ -i_{CD2} \end{bmatrix} \quad (10)$$

donde $x_2(t) = [i_{LD} \ V_{CD2}]^T \in \mathbb{R}^2$ es el vector de estados y las matrices de disipación, de parámetros y de interconexión interna están dadas por $R_2 = \text{diag}\{r_D, r_{CD2}^{-1}\}$, $P_2 = \text{diag}\{L_D, C_{CD2}\}$ y

$$J_2(m_S) := \begin{bmatrix} 0 & -\frac{m_S}{\alpha} \\ \frac{m_S}{\alpha} & 0 \end{bmatrix} = -J_2^T(m_S),$$

respectivamente. Nuevamente, en la ecuación (10) quedan explícitas las variables de puerto de entrada (tensión $V_{CD1} m_P$) y de salida (i_{CD2}). Asimismo, la función de almacenamiento de energía asociada está dada por

$$\mathcal{E}_2(x_2) = \frac{1}{2} x_2^T P_2 x_2 \quad (11)$$

3.3 VSC modo inversor

La tercera etapa del PET la compone un VSC trifásico en modo inversor (CD/CA), mostrado en la Figura 4. Este convertidor tiene en su puerto de entrada una tensión V_{CD2} y una corriente i_{CD2} , provenientes del DAB; por su parte la salida está conectada una carga por medio del filtro LC con inductancias $L_o = \text{diag}\{L_o^a, L_o^b, L_o^c\}$ y resistencias parásitas $r_o^{abc} = \text{diag}\{r_o^a, r_o^b, r_o^c\}$; así como las capacitancias $C_o = \text{diag}\{C_o^a, C_o^b, C_o^c\}$, con tensión $v_o^{abc} = [v_o^a \ v_o^b \ v_o^c]^T \in \mathbb{R}^3$ y corriente $i_o^{abc} = [i_o^a \ i_o^b \ i_o^c]^T$. Mientras que la corriente que fluye por las inductancias

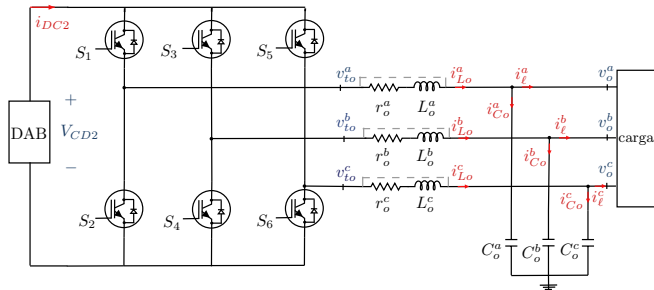


Figure 4. Etapa 3. Inversor trifásico

es $i_{Lo}^{abc} = [i_{Lo}^a \ i_{Lo}^b \ i_{Lo}^c]^\top$ y la carga resistiva está representada por la matriz $r_\ell^{abc} = \text{diag}\{r_\ell^a, r_\ell^b, r_\ell^c\}$. Asimismo, asumiendo nuevamente que la frecuencia de conmutación es al menos diez veces mayor que la frecuencia de la red, la tensión en las terminales del puente H y la corriente de entrada al convertidor se relacionan mediante las señales de modulación senoidal $m_o^{abc} \in \mathbb{R}^3$.

Así pues, similar al caso del VSC en modo rectificador, haciendo uso de las leyes de Kirchhoff en la malla a la salida del inversor y en el nodo de salida se tiene

$$L_o^{abc} \frac{di_{Lo}^{abc}}{dt} = -r_o^{abc} i_{Lo}^{abc} + \frac{1}{2} m_o^{abc} V_{CD2} - v_o^{abc}, \quad (12a)$$

$$C_o^{abc} \frac{dv_o^{abc}}{dt} = i_{Lo}^{abc} - (r_\ell^{abc})^{-1} v_o^{abc} \quad (12b)$$

Las ecuaciones (12) representan al modelo matemático del inversor trifásico que en su representación matricial quedan dadas por:

$$P_3 \dot{x}_3 = (J_3 - R_3)x_3 + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{2} m_o^{abc} V_{CD2} \end{bmatrix} \quad (13)$$

donde $x_3(t) = [(v_o^{abc})^\top \ (i_{Lo}^{abc})^\top]^\top \in \mathbb{R}^6$ es el vector de estados, $R_3 = \text{diag}\{(r_\ell^{abc})^{-1}, r_o^{abc}\} \in \mathbb{R}^{6 \times 6} = R_3^\top > 0$ es la matriz de disipación, $P_3 = \text{diag}\{C_o^{abc}, L_o^{abc}\} \in \mathbb{R}^{6 \times 6}$ es la matriz con los parámetros de los elementos almacenadores, mientras que

$$J_3 := \begin{bmatrix} 0 & \mathbf{I} \\ -\mathbf{I} & 0 \end{bmatrix} = -J_3^\top$$

representa la interacción entre los estados del sistema, con \mathbf{I} una matriz identidad de orden 3. Por su parte, la función de almacenamiento de energía asociada $\mathcal{E}_3(x_3)$ sigue siendo cuadrática en el estado

$$\mathcal{E}_3(x_3) = \frac{1}{2} x_3^\top P_3 x_3 \quad (14)$$

3.4 Transformador Electrónico de Potencia

Para encontrar el modelo completo del PET, se hará uso de los puertos de entrada y salida de cada uno de los modelos desarrollados tal y como se muestra en la Figura 5, de acuerdo con lo siguiente:

- El vector v_g^{abc} es la entrada del rectificador y del PET

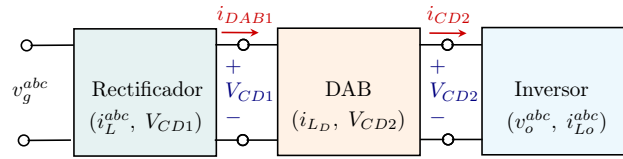


Figure 5. Interconexión de subsistemas

- La corriente i_{DAB1} (salida del rectificador) de acuerdo con (8) es: $i_{DAB1} = m_P i_{LD}$ con i_{LD} un estado del DAB.
- El DAB tiene como entrada la tensión $V_{CD1} m_P$, con V_{CD1} un estado del rectificador. Asimismo, el DAB tiene como salida la corriente i_{CD2} que, para el inversor, es $i_{CD2} = \frac{1}{2} (m_o^{abc})^\top i_{Lo}^{abc}$ con i_{Lo}^{abc} un estado del inversor.

Bajo las condiciones anteriores, el modelo del sistema completo puede escribirse como:

$$P \dot{x} = (J(m) - R)x + \begin{bmatrix} v_g^{abc} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (15)$$

con la matriz de parámetros de los elementos almacenadores $P := \text{diag}\{P_1, P_2, P_3\} \in \mathbb{R}^{12 \times 12}$, el vector de estados

$$x = [x_1^\top \ x_2^\top \ x_3^\top]^\top =$$

$$= [(i_L^{abc})^\top \ V_{CD} \ i_{LD} \ V_{CD2} \ (v_o^{abc})^\top \ (i_{Lo}^{abc})^\top]^\top \in \mathbb{R}^{12},$$

la matriz de disipación $R_T := \text{diag}\{R_1, R_2, R_3\} = \text{diag}\{r, r_{CD}^{-1}, r_p, r_{CD2}^{-1}, (r_\ell^{abc})^{-1}, r_o^{abc}\} \in \mathbb{R}^{12 \times 12}$, el vector de entradas de control:

$$m = [(m_{abc})^\top \ m_P \ m_S \ (m_o^{abc})^\top]^\top \in \mathbb{R}^8$$

y la matriz $J(m) = -J^\top(m) \in \mathbb{R}^{12 \times 12}$

$$J(m) = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{2} m_{abc} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{2} (m_{abc})^\top & 0 & -m_P & 0 & 0 & 0 \\ 0 & m_P & 0 & -\frac{m_S}{\alpha} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{m_S}{\alpha} & 0 & 0 & -\frac{1}{2} (m_o^{abc})^\top \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \mathbf{I} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{2} m_o^{abc} & -\mathbf{I} & 0 \end{bmatrix}$$

que representa la preservación de potencia en la interconexión de los subsistemas. Mientras que, la función de almacenamiento de energía del PET está dada por la suma de (6), (11) y (14), es decir

$$\mathcal{E}(x) = \frac{1}{2} x^\top P x \quad (16)$$

El modelo completo del PET (15), aunque de mayor dimensión, tiene la misma estructura matemática que todos los subsistemas individuales, por lo que su análisis en términos de propiedades de pasividad, estabilidad y diseño de controladores son las mismas.

4. CONTROL

Los controladores implementados son de dos tipos, uno basado en modelo (PI-pasivo) para el rectificador en el marco abc y un PI clásico para el DAB.

4.1 Control del VSC

El diseño del controlador PI-Pasivo para el VSC en el marco abc puede encontrarse en Avila-Becerril et al. (2025), su implementación parte de tener un modelo en la forma (5), y sigue la siguiente metodología.

Se define la dinámica admisible como las soluciones de

$$P_1 \dot{x}_1^* = [J_1(m_{abc}^* - R_1)x_1^* + \begin{bmatrix} v_g^{abc} \\ -i_{DAB1} \end{bmatrix}], \quad (17)$$

con m_{abc}^* la entrada de control que genera a $x_1^{*\top} = [(i_L^{abc})^\top V_{CD1}^*]$. Con la definición de las señales deseadas, se define el error $\tilde{x}_1 = x_1 - x_1^*$ y su dinámica correspondiente

$$P_1 \dot{\tilde{x}}_1 = [J_1(m_{abc}) - R_1]\tilde{x}_1 + \mathcal{G}(x_1^*)\tilde{m}_{abc} \quad (18)$$

donde se hizo uso de la identidad

$$J_1(m_{abc}) = \frac{1}{2} [\bar{J}_1 x_1 \quad \bar{J}_2 x_1 \quad \bar{J}_3 x_1] \begin{bmatrix} m_a \\ m_b \\ m_c \end{bmatrix} = \mathcal{G}(x_1) m_{abc}$$

con \bar{J}_i , $i = 1, 2, 3$, matrices antisimétricas constantes y $\mathcal{G}(x_1) \in \mathbb{R}^{4 \times 3}$. Definiendo la función tipo energía

$$\tilde{\mathcal{E}}(\tilde{x}_1) = \tilde{x}_1^\top P_1 \tilde{x}_1 \quad (19)$$

su derivada a lo largo de (18) está dada por

$$\dot{\tilde{\mathcal{E}}} = -\tilde{x}_1^\top R_1 \tilde{x}_1 + \tilde{x}_1^\top \mathcal{G}(x_1^*) \tilde{m}_{abc} \leq y^\top \tilde{m}_{abc} \quad (20)$$

La cual establece una condición de pasividad. Asumiendo que se conocen los parámetros del sistema y que las referencias x_1^*, m_{abc}^* son conocidas, un controlador que garantiza que $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{x} = 0$ es el PI-pasivo dado por:

$$\dot{z} = -y, \quad m_{abc} = -K_p y + K_i z + m_{abc}^* \quad (21)$$

con la salida pasiva $y = \mathcal{G}^\top(x_1^*) \tilde{x}_1$.

El problema es resolver el sistema (17) de cuatro ecuaciones y siete incógnitas. Para esto, se especifica la tensión $V_{CD1} = V_{CD1}^*$ y una corriente balanceada

$$i_L^{abc} = I^*(\gamma^{\sin(\omega t)} + \alpha_I \gamma^{\cos(\omega t)}) = I^* \sqrt{1 + \alpha_I^2} \gamma^{\sin(\omega t + \theta)} \quad (22)$$

donde I^* es la magnitud de corriente y α_I es la magnitud de la componente cosenoidal que determina la potencia reactiva, y los vectores

$$\gamma^{\sin(\omega t)} = [\sin(\omega t), \sin(\omega t - 2\pi/3), \sin(\omega t + 2\pi/3)]^\top$$

$$\gamma^{\cos(\omega t)} = [\cos(\omega t), \cos(\omega t - 2\pi/3), \cos(\omega t + 2\pi/3)]^\top$$

De manera que, dada la tensión V_{CD1}^* , la magnitud de la corriente i_L^{abc} se encuentra como solución de la ecuación cuadrática en I^*

$$\frac{3}{2} r_L (1 + \alpha_I) I^{*2} - \frac{3}{2} V_g I^* + \frac{1}{r_{CD}} V_{CD}^{*2} + i_{DAB} V_{CD}^* = 0 \quad (23)$$

donde se ha asumido que los parámetros son consistentes en las tres fases, es decir, que $r_L^{abc} = r_L \mathbf{I}_3$ y que V_g es la magnitud del vector v_g^{abc} . Con los valores de x_1^* , el sistema (17) puede resolverse para el vector m_{abc}^* y con esto, implementar la ley de control (21).

4.2 Control del DAB

La propuesta de Velazquez-Ibañez et al. (2021) tiene como objetivo de control regular la tensión V_{CD2} en la Ec. (9), es decir que $V_{CD2} \rightarrow V_{CD2}^*$. Para lograrlo, se aplica una técnica de modulación por desplazamiento de fase única (SPSC por sus siglas en inglés) que permite controlar la corriente i_D por medio de un desplazamiento de fase ϕ_D aplicado a los puentes H del DAB operando a un ciclo de trabajo máximo (50%).

El diseño, parte de un análisis en el dominio de la frecuencia. De manera que, asumiendo conocida la tensión V_{CD2}^* , el desplazamiento de fase es la salida del PI

$$\phi_D = (V_{CD2}^* - V_{CD2}) \left[\frac{k_p}{s} \left(s + \frac{k_i}{k_p} \right) \right] \quad (24)$$

donde s es la variable de Laplace. Finalmente, dada ϕ_D se aplica la modulación SPSC para generar las señales m_P y m_S . La sintonización del PI implica la obtención de un modelo de señal pequeña y la ecuación de transferencia de potencia para la modulación SPSC.

5. EVALUACIÓN NUMÉRICA

El circuito implementado es el que se muestra en la Figura 1. Para la evaluación se empleó el método numérico ODE45 (Dormand-Prince) y los parámetros empleados son: $r_L^{abc} = r_o^{abc} = 1 [m\Omega]$, $L = L_o^{abc} = 0.5 [mH]$, $C_{CD1} = 2.5 [\mu F]$, $C_o^{abc} = 1000 [\mu F]$, $r_\ell^{abc} = 100 [\Omega]$, $L_D = 0.102 [mH]$, $C_{CD2} = 1500 \mu F$ y $r_D 0.01 [\Omega]$. La carga conectada a la salida del PET es una carga resistiva trifásica balanceada. La Fig. 6 corresponde a la simulación del PET en lazo abierto usando la librería Simscape de Simulink. Los resultados obtenidos de la solución del modelo matemático (15) se presentan en la Fig. 7. El error máximo entre ambos modelos es de aproximadamente 5 % y puede atribuirse a dinámicas no modeladas en las ecuaciones diferenciales.

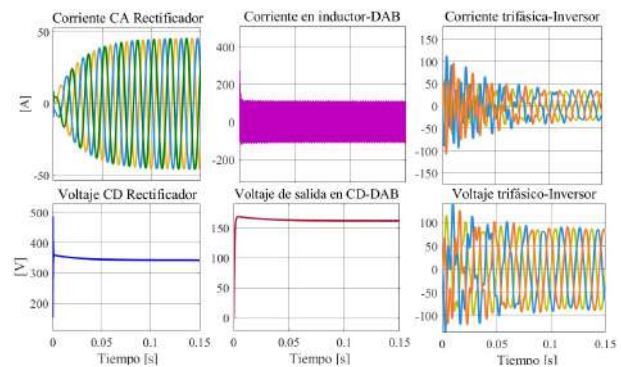


Figure 6. Estados del PET en lazo abierto: Simscape

El sistema en lazo cerrado fue evaluado numéricamente. Las leyes de control implementadas son las descritas en la Sección 4 y que están dadas por las Ecuaciones (21) y (24), para el VSC en modo rectificador y para el DAB,

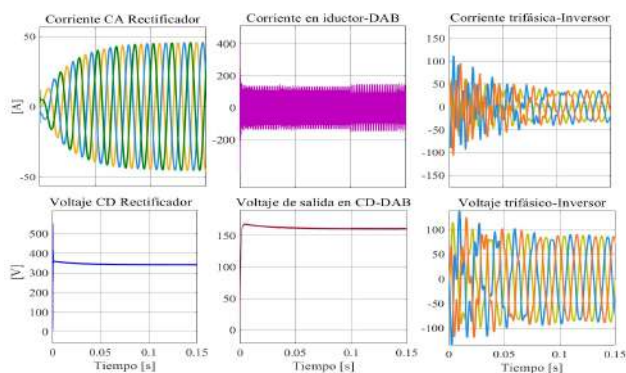


Figure 7. Estados del PET en lazo abierto: Solución a (15)

respectivamente. La tercera etapa del PET (VSC en modo inversor) se conecta, en lazo abierto, a la salida del DAB, tal y como se muestra en la Fig. 1. Los valores de las

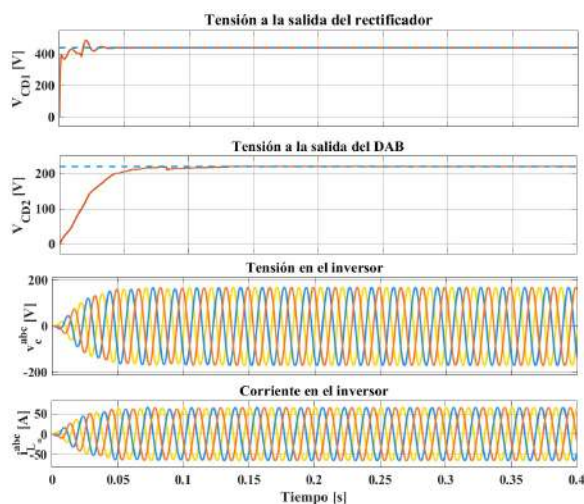


Figure 8. Comportamiento en lazo cerrado

ganancias empleadas son $k_p = 1 \times 10^{-5}$ y $k_i = 1 \times 10^{-2}$ para el VSC en modo rectificador, y $k_p = 9 \times 10^{-3}$ y $k_i = 0.55$ para el DAB. Asimismo, los valores de referencia se establecieron como $V_{CD1}^* = 400V$ para el rectificador y $V_{CD2}^* = 200V$ para el DAB. La Figura 8 muestra que ambas tensiones, tanto en el VSC como en el DAB, alcanzaron el valor deseado sin error en estado estacionario, y que las corrientes y tensiones en la salida del inversor permanecen balanceadas. En la primera gráfica de la Figura 8 se muestra que el VSC con el controlador pasivo es capaz de alcanzar el valor deseado aún cuando la carga es un convertidor Puente Activo Dual.

6. CONCLUSIONES

En este trabajo, se presentó un modelo matemático que describe un PET de tres etapas enmarcado en la teoría de sistemas puerto-Hamiltoniano. Gracias a la estructura pH de cada etapa, el modelo conserva la estructura y por lo

tanto, una interpretación energética que facilita el análisis de estabilidad y pasividad. El modelo y los esquemas de control fueron validados en Simscape-MATLAB. Asimismo, se implementaron dos lazos de control: un controlador PI-pasivo para el VSC en modo rectificador y un PI convencional para el DAB. Las simulaciones demostraron que, en operación conjunta, ambos controladores son capaces de hacer seguimiento de tensión.

REFERENCES

- Avila-Becerril, S., Rodríguez-Rodríguez, J.R., Velazquez-Ibañez, A., and Arrieta-Paternina, M.R. (2025). Grid-following voltage source converter with a pll-less pi passivity-based controller for unbalanced grid conditions. *IEEE Transactions on Power Electronics*.
- Bergna-Díaz, G., Sanchez, S., and Tedeschi, E. (2017). Port-hamiltonian modelling of modular multilevel converters with fixed equilibrium point. In *2017 Twelfth International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER)*, 1–12. IEEE.
- Cupelli, M., Bhandari, S.K., Gurumurthy, S.K., and Monti, A. (2018). Port-hamiltonian modelling and control of single phase dab based mvdc shipboard power system. In *IECON 2018-44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 3437–3444. IEEE.
- Espinosa-Pérez, G. (2022). Control de microrredes eléctricas de potencia: un enfoque hamiltoniano. *Revista Iberoamericana de Automática e Informática industrial*, 19(4), 442–451.
- Kolesnikov, E., Novozhilov, A., Rakhimberdinova, D., Kislov, A., and Novozhilov, T. (2024). Mathematical model of a nonlinear power transformer for needs of relay protection. *Energies*, 17(7), 1710.
- López-Rodríguez, K., Gil-González, W., and Escobar-Mejía, A. (2022). Design and implementation of a pipbc to manage bidirectional power flow in the dab of an sst. *Results in Engineering*, 14, 100437.
- Ortega, R., Romero, J.G., Borja, P., and Donaire, A. (2021). *PID passivity-based control of nonlinear systems with applications*. John Wiley & Sons.
- Shadfar, H., Ghorbani Pashakolaei, M., and Akbari Foroud, A. (2021). Solid-state transformers: An overview of the concept, topology, and its applications in the smart grid. *International Transactions on Electrical Energy Systems*, 31(9), e12996.
- Van der Schaft, A. (2000). *L2-gain and passivity techniques in nonlinear control*. Springer.
- Van der Schaft, A. (2006). Port-hamiltonian systems: an introductory survey. In *Proceedings of the international congress of mathematicians*, volume 3, 1339–1365. Marta Sanz-Sole, Javier Soria, Juan Luis Verona, Joan Verdura, Madrid, Spain.
- Velazquez-Ibañez, A., Rodríguez-Rodríguez, J.R., Santoyo-Anaya, M.A., Arrieta-Paternina, M.R., Torres-García, V., and Moreno-Goytia, E.L. (2021). Advanced pet control for voltage sags unbalanced conditions using phase-independent vsc-rectification. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 36(10), 11934–11943.