**Recibido 19 de noviembre 2020, aceptado 11 de diciembre 2020, publicación 23 de diciembre 2020**

*ISSN: 2448-7775*

# Modelado del Sistema de Transmisión de Corriente Directa en Alto Voltaje

**JULIO CESAR HERNÁNDEZ RAMÍREZ[1*], JUAN SEGUNDO RAMÍREZ[1]**

[1]Universidad Autónoma de San Luis Potosí.
*Autor de correspondencia: jarmonyhr@gmail.com

**RESUMEN** Los sistemas de transmisión de corriente directa en alto voltaje han permitido que los sistemas eléctricos de potencia flexibilicen su operación. Esto es de gran importancia ya que actualmente las redes eléctricas experimentan grandes cambios principalmente impulsados por el uso de fuentes renovables, el creciente incremento en el consumo de electricidad, la penetración de electrónica de potencia y la desregulación de los mercados eléctricos. En este contexto, evaluar la incorporación de esta clase de sistemas en la red eléctrica convencional es imperativo, ya que se deben estudiar detalladamente cuestiones relacionadas con el desempeño dinámico de los controles y la estabilidad por medio de modelos matemáticos detallados. En este trabajo se presenta el modelo no lineal conmutado en el marco ABC de un sistema de corriente directa de alto voltaje basado en convertidores fuente de voltaje y su validación por medio de simulaciones usando un simulador profesional de transitorios electromagnéticos.

**PALABRAS CLAVE** — HVDC-VSC, electrónica de potencia, control de convertidores, armónicos, simulación EMT.

## I. INTRODUCCIÓN

Los sistemas eléctricos de potencia siempre han sido infraestructuras sometidas a constates cambios; sin embargo, hoy en día las redes se encuentran operando en condiciones sumamente estresantes, producto del constante incremento en la demanda eléctrica, la proliferación de fuentes renovables intermitentes y la gran penetración de dispositivos de electrónica de potencia [1]. A pesar de esto, la operación y confiabilidad ha mostrado ser incrementada cuanto a dispositivos flexibles de transmisión de corriente alterna (FACTS, por sus siglas en inglés *Flexible AC Transmissions Systems*) son incorporados. Entre ellos, los sistemas de transmisión de corriente directa en alto voltaje (HVDC, por sus siglas en inglés *High Voltage Direct Current*) son destacables [2]. Aunque en algunas fuentes bibliográficas los HVDC se consideran independientes de los FACTS, tecnológicamente tienen el mismo principio basado en electrónica de potencia y control.

Los beneficios que ofrecen los HVDC han permitido que las redes flexibilicen su operación, pues ofrecen varias ventajas, tales como: permitir la interconexión asíncrona de sistemas, mejoramiento de la estabilidad en el sistema de corriente alterna (CA), incremento en las capacidades de transmisión de potencia, reducción en los derechos de vías, no incrementa la capacidad de corto circuito de una red y disminución en el costo de inversión cuando se tienen grandes distancias de transmisión, entre otros [3].

Los sistemas HVDC están basados en el uso de dispositivos de electrónica de potencia, y se dividen en dos tipos: aquellos que usan tiristores (denominados convertidores conmutados por línea o LCC, por sus siglas en inglés *Line Commutated Converter*) y las que usan transistores bipolares de compuerta aislada (denominados convertidores fuente de voltaje o VSC, por sus siglas en inglés *Voltage Source Converter*) [4]. Hoy en día, se considera que el uso de equipos electrónicos basados en VSC ha permitido traer una serie de beneficios en la operación y estabilidad de los sistemas, puesto que han eliminado los problemas de fallas de conmutación, son capaces de controlar el flujo de potencia activa y reactiva de forma independiente, no requieren de compensación reactiva y han mejorado los índices de desempeño dinámico y controlabilidad [5].

Con la finalidad de garantizar el correcto funcionamiento de estos sistemas, numerosos estudios se enfocan en el diseño y mejoramiento de las estrategias de control y la evaluación de la estabilidad, por lo cual se requiere de modelos matemáticos que describan detalladamente el comportamiento dinámico. Un enfoque muy utilizado para modelar los HVDC-VSC permite obtener un modelo invariante promediado no lineal en el marco de referencia *dq*, y que se ha aplicado para estudiar propiedades de estabilidad



2448- 7775© 2020 Identidad Energética

de una forma más sencilla por medio de la obtención de modelos de pequeña señal [6,7].

Sin embargo, se ha reportado que el efecto de los armónicos tiene un impacto negativo en las propiedades de estabilidad del sistema, de tal forma que la interacción entre los componentes de alta frecuencia y los lazos de control tienden a causar oscilaciones poco amortiguadas o inestables [8]. Desafortunadamente, los modelos en el marco $dq$ no pueden retener estas propiedades, ya que suelen ser representaciones a frecuencia fundamental. Una alternativa para mantener los armónicos es modelar en el marco natural de las fases, el marco ABC que lleva a una representación variante no lineal periódica conmutada, lo que permite ampliar las opciones de análisis. Con la finalidad de ejemplificar este enfoque, se presentará el modelo de un HVDC operando en lazo cerrado interconectando dos redes. El resto del contenido de este documento está estructurado de la siguiente forma: en la sección II se presenta el modelo de prueba, junto con los sistemas de control típicos, se desarrollará el modelo de Ecuaciones Diferenciales Ordinarias en el tiempo (EDO); para validar este modelo, en la sección III se construye el sistema de prueba en el simulador profesional PSCAD/EMTDC y varias simulaciones son llevadas a cabo para verificar el desempeño del sistema EDO tanto en estado transitorio y dinámico, finalmente se presentan las conclusiones.

## II. MODELADO DEL SISTEMA DE PRUEBA

La Fig. 1 muestra el sistema de prueba, el cual representa la interconexión de dos redes representadas por sus equivalentes de Thévenin resistivo-inductivo (RL) con una fuente de voltaje, las estaciones rectificadora e inversora son convertidores trifásicos tipo VSC de dos niveles. Ambos convertidores son accionados por medio de modulación de ancho de pulso senoidal (S-PWM) [9]; en las terminales de ambas estaciones se agregan filtros pasivos tipo inductivo-capacitivo-inductivo (LCL) que permiten procesar la energía y reducir el contenido armónico; el lado de corriente directa (CD) se constituye de una línea RL y dos capacitores que permiten almacenar energía y mantener el nivel de voltaje constante. Las variables que se muestran corresponden a corrientes y voltajes en los elementos almacenadores de energía; por simplicidad se utiliza una notación vectorial donde las variables en negritas representan señales trifásicas, es decir $\boldsymbol{x} = [x_a \quad x_b \quad x_c]^T$. Se asume que el sistema está completamente balanceado.

Las ecuaciones que modelan este sistema se pueden obtener aplicando las leyes de voltajes y corrientes de Kirchhoff. De esta forma se obtiene el sistema mostrado en la Ec. (1) y en la Ec. (2) para la estación rectificadora e inversora respectivamente.

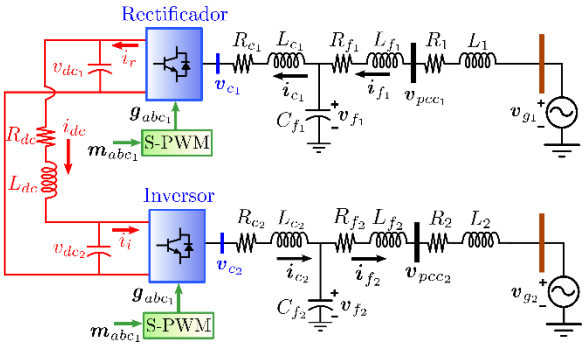



**Fig. 1.** Sistema de prueba de un HVDC-VSC.

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} i_{f_1} \\ v_{f_1} \\ i_{c_1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\omega_b}{L_1+L_{f_1}}\left[\boldsymbol{v}_{g_1} - (R_1+R_{f_1})\boldsymbol{i}_{f_1} - \boldsymbol{v}_{f_1}\right] \\ \frac{\omega_b}{C_{f_1}}(\boldsymbol{i}_{f_1} - \boldsymbol{i}_{c_1}) \\ \frac{\omega_b}{L_{c_1}}(\boldsymbol{v}_{f_1} - R_{c_1}\boldsymbol{i}_{c_1} - \boldsymbol{v}_{c_1}) \end{bmatrix} \tag{1}$$

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} i_{f_2} \\ v_{f_2} \\ i_{c_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\omega_b}{L_2+L_{f_2}}\left[\boldsymbol{v}_{f_2} - (R_2+R_{f_2})\boldsymbol{i}_{f_2} - \boldsymbol{v}_{g_2}\right] \\ \frac{\omega_b}{C_{f_2}}(\boldsymbol{i}_{c_2} - \boldsymbol{i}_{f_2}) \\ \frac{\omega_b}{L_2}(\boldsymbol{v}_{c_2} - R_{c_2}\boldsymbol{i}_{c_2} - \boldsymbol{v}_{f_2}) \end{bmatrix} \tag{2}$$

El enlace de CD se describe por tres ecuaciones dinámicas: ya que se tiene 2 capacitores y un inductor; las expresiones se muestran en la Ec. (3).

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} v_{dc_1} \\ i_{dc} \\ v_{dc_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\omega_b}{C_{dc}}(i_r - i_{dc}) \\ \frac{\omega_b}{L_{dc}}(v_{dc_1} - R_{dc}i_{dc} - v_{dc_2}) \\ \frac{\omega_b}{C_{dc}}(i_{dc} - i_i) \end{bmatrix} \tag{3}$$

Las Ecs. (1) - (3) se encuentran en por unidad (p.u.) referidas a una base seleccionada (voltaje, potencia y frecuencia angular), como se muestra en [10].

### A. LAZOS DE CONTROL

El control utilizado en ambas estaciones se basa en una técnica clásica para el control de VSC: el control vectorial en el marco de referencia síncrono $dq$ [11]. Esta estrategia permite que un sistema trifásico cambie a un nuevo marco de referencia descrito solamente por dos variables cuando está balanceado. Para implementar el control en $dq$, se requiere transformar las corrientes en terminales de los convertidores $\boldsymbol{i}_{c_1}$ e $\boldsymbol{i}_{c_2}$ y los voltajes en el Punto de Conexión Común (PCC) $\boldsymbol{v}_{pcc_1}$ y $\boldsymbol{v}_{pcc_2}$ al nuevo marco de referencia. En la Fig. 2 se muestran las transformaciones de corrientes y voltajes en la estación rectificadora, además del lazo de seguimiento de fase (PLL, por sus siglas en inglés *Phase Locked Loop*) [12].



2448- 7775© 2020 Identidad Energética

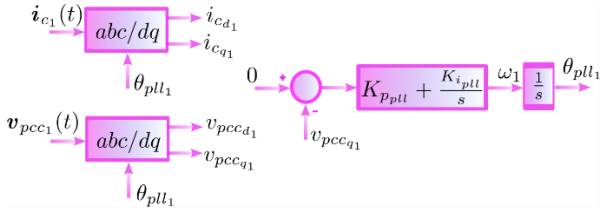



**Fig. 2.** Transformaciones al marco *dq* y control de sincronización.

El PLL brinda información sobre la fase y la frecuencia del voltaje, permitiendo que los convertidores se sincronicen con el voltaje en el PCC, y de esta forma se logra que el control de la potencia activa y reactiva se lleve de forma independiente. De los diagramas de bloques en la Fig. 2 se obtienen las ecuaciones asociadas al PLL, las cuales se muestran en la Ec. (4).

$$\begin{aligned} \frac{dx_{pll_1}}{dt} &= K_{i_{pll}}(0 - v_{pcc_{q_1}}) \\ \omega_1 &= K_{p_{pll}}\left(0 - v_{pcc_{q_1}}\right) + x_{pll_1} \\ \frac{d\theta_{pll_1}}{dt} &= \omega_1 \end{aligned} \tag{4}$$

Ecuaciones similares se obtienen cuando se aplica el mismo PLL y las transformaciones en la estación inversora:

$$\begin{aligned} \frac{dx_{pll_2}}{dt} &= K_{i_{pll}}(0 - v_{pcc_{q_2}}) \\ \omega_2 &= K_{p_{pll}}(0 - v_{pcc_2}) + x_{pll_2} \\ \frac{d\theta_{pll_2}}{dt} &= \omega_2 \end{aligned} \tag{5}$$

En la Fig. 3 se muestra el control vectorial, el cual se caracteriza por tener dos lazos acoplados: un lazo interno que hace la regulación de la corriente y un lazo externo que permite controlar distintas variables. Esta estructura de control es tomada de [13]. Generalmente se opta por controlar la potencia activa o el voltaje en el bus de CD usando la componente, *d*, de la corriente, mientras que con la componente *q* se puede ajustar la potencia reactiva o la magnitud de la tensión en el punto de sincronización [10].

Para el caso de estudio propuesto, la estación rectificadora se encarga de controlar el flujo de potencia activa *P* y reactiva *Q* en el PCC. Puesto que el PLL permite que el marco de referencia del convertidor se oriente con el vector de voltaje en el PCC, ambas potencias se pueden controlar de forma independiente con los componentes *d* y *q* de la corriente $\boldsymbol{i}_{c_1}$. Por otro lado, con la estación inversora se realiza el control del voltaje en el bus de CD y por simplicidad la componente *q* se controla a 0, lo cual indica que no hay generación o consumo de potencia reactiva en el PCC del lado inversor.

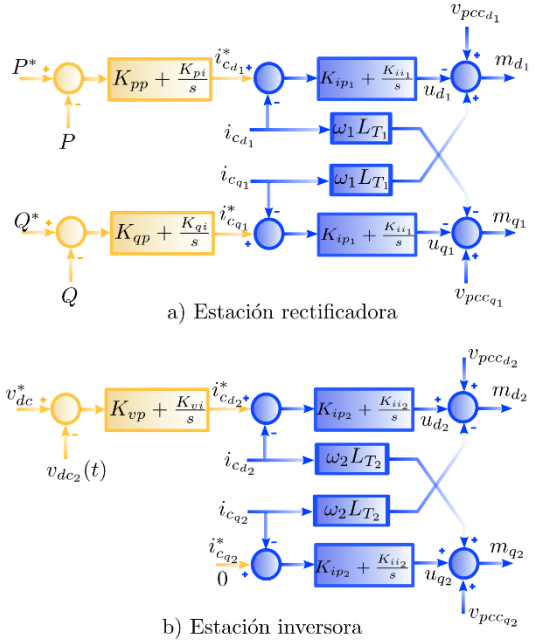



**Fig. 3.** Sistemas de control en las estaciones del HVDC-VSC.

Los controles que se utilizan son Proporcional - Integral (PI) en el lazo interno y externo, y se sintonizan de acuerdo con [10]. De la Fig. 3 se puede apreciar que hay 7 variables de estado que se relacionan con los integradores de cada PI, el modelo dinámico se muestra en la Ec. (6).

Las señales de salida $(m_{d_1}, m_{q_1})$ y $(m_{d_2}, m_{q_2})$ deben de normalizarse con respecto a los voltajes de CD como lo indica la Ec. (7).

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} x_P \\ x_Q \\ x_{d_1} \\ x_{q_1} \\ x_{v_2} \\ x_{d_2} \\ x_{q_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_{pi}(P^* - P) \\ K_{qi}(Q^* - Q) \\ K_{ii_1}(i^*_{c_{d_1}} - i_{c_{d_1}}) \\ K_{ii_1}(i^*_{c_{q_1}} - i_{c_{q_1}}) \\ K_{vi}(v^*_{dc} - v_{dc_2}) \\ K_{ii_2}(i^*_{c_{d_2}} - i_{c_{d_2}}) \\ K_{ii_2}(i^*_{c_{d_2}} - i_{c_{d_2}}) \end{bmatrix} \tag{6}$$

$$\begin{aligned} \boldsymbol{s}_{dq_1} &= \frac{1}{v_{dc_1}}\begin{bmatrix} m_{d_1} \\ m_{q_1} \end{bmatrix} \\ \boldsymbol{s}_{dq_2} &= \frac{1}{v_{dc_2}}\begin{bmatrix} m_{d_2} \\ m_{q_2} \end{bmatrix} \end{aligned} \tag{7}$$

Posteriormente, las señales $\boldsymbol{s}_{dq_1}$ y $\boldsymbol{s}_{dq_2}$ son cambiadas de marco de referencia nuevamente a ABC utilizando la inversa de la transformada mostrada en la Fig. 2, obteniéndose las moduladoras $\boldsymbol{m}_{abc_1}$ y $\boldsymbol{m}_{abc_2}$. Para obtener los patrones de conmutación que se aplican a los semiconductores en los convertidores, la S-PWM hace una comparación entre las moduladoras y una forma de onda triangular (la portadora) que tiene una frecuencia varias veces mayor que la



2448- 7775© 2020 Identidad Energética

moduladora; la relación entre la frecuencia de la portadora a la moduladora se le conoce como el índice $m_f$ [9].

Las funciones de conmutación que se producen forman $\boldsymbol{s}_{abc_1} = [s_{a_1} \quad s_{b_1} \quad s_{c_1}]^T$ y $\boldsymbol{s}_{abc_2} = [s_{a_2} \quad s_{b_2} \quad s_{c_2}]^T$ donde cada señal se aplica a cada brazo del convertidor. A su vez, estas funciones permiten sintetizar los voltajes en terminales de los convertidores $\boldsymbol{v}_{c_1}$, $\boldsymbol{v}_{c_2}$ y las corrientes del lado de CD $i_r$, $i_i$, como lo indican las expresiones en las Ec. (8) - (10) [14].

$$\begin{bmatrix} \boldsymbol{v}_{c_1} \\ \boldsymbol{v}_{c_2} \end{bmatrix} = 2 \begin{bmatrix} v_{dc_1} \boldsymbol{g}_{abc_1} \\ v_{dc_2} \boldsymbol{g}_{abc_2} \end{bmatrix} \tag{8}$$

$$\begin{bmatrix} i_r \\ i_i \end{bmatrix} = \frac{4}{3} \begin{bmatrix} \boldsymbol{i}_{c_1}^T \boldsymbol{s}_{abc_1} \\ \boldsymbol{i}_{c_2}^T \boldsymbol{s}_{abc_2} \end{bmatrix} \tag{9}$$

$$\begin{bmatrix} \boldsymbol{g}_{abc_1} \\ \boldsymbol{g}_{abc_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{s}_{abc_1} - \frac{1}{3} \boldsymbol{I} (s_{a_1} + s_{b_1} + s_{c_1}) \\ \boldsymbol{s}_{abc_2} - \frac{1}{3} \boldsymbol{I} (s_{a_2} + s_{b_2} + s_{c_2}) \end{bmatrix} \tag{10}$$

En la Ec. (10), $\boldsymbol{I}$ es una matriz identidad de dimensión 3; los factores 2 y $\frac{4}{3}$ que aparecen en las Ec. (8) - (9) se deben a que el sistema está modelado en p.u. Finalmente, el conjunto de ecuaciones diferenciales hasta ahora descritas se puede escribir de forma compacta utilizando la notación vectorial como lo muestra la Ec. (11). Este es un sistema dinámico no lineal variante periódico en el tiempo, con 32 variables de estado.

$$\dot{x} = f(t, x) \tag{11}$$

## III. VALIDACIÓN DEL MODELO MATEMÁTICO

Para verificar el desempeño del modelo descrito por la Ec. (11) se integra numéricamente usando un método de paso fijo Runge-Kutta de cuarto orden, los parámetros del sistema y las ganancias de los controladores se muestran en la Tabla I; los valores están dados en p.u. referidos a una base de 230 kV, 500 MVA y 60 Hz en el lado de CA de la estación rectificadora.

Los voltajes $\boldsymbol{v}_{g_1}$ y $\boldsymbol{v}_{g_2}$ son un conjunto trifásico balanceado medidos como funciones coseno, donde la fase A para el lado rectificador es $1.02\cos(\omega_0 t + 15°)$, mientras que en el lado inversor es $0.96\cos(\omega_0 t + 10°)$. La estación rectificadora controla la potencia activa a 1 p.u. y la reactiva a 0; por otro lado, la inversora ajusta el voltaje en el bus de CD a 1.4 p.u. Ambos convertidores operan con una S-PWM que tiene un $m_f$ de 27.

Para evaluar el comportamiento del sistema se realizarán simulaciones del transitorio de energización, posteriormente una vez que se extingue este transitorio se aplicarán cambios de referencias en las consignas de control para mostrar los cambios.

**TABLA I.** PARÁMETROS DEL SISTEMA DE PRUEBA.

| Parámetro | Valor | Parámetro | Valor | Parámetro | Valor |
|---|---|---|---|---|---|
| $R_1$ | 0.012 | $L_1$ | 0.22 | $R_{f_1}$ | 0.01 |
| $L_{f_1}$ | 0.16 | $C_{f_1}$ | 0.15 | $R_{c_1}$ | 0.012 |
| $L_{c_1}$ | 0.22 | $C_{dc}$ | 4 | $R_{dc}$ | 0.005 |
| $L_{dc}$ | 0.32 | $R_2$ | 0.0125 | $L_2$ | 0.2412 |
| $R_{f_2}$ | 0.008 | $L_{f_2}$ | 0.12 | $C_{f_2}$ | 0.17 |
| $R_{c_2}$ | 0.015 | $L_{c_2}$ | 0.22 | $K_{ppll}$ | 0.7063 |
| $K_{ipll}$ | 126.78 | $K_{pp}$ | 0.435 | $K_{pi}$ | 130 |
| $K_{qp}$ | -0.435 | $K_{qi}$ | -130 | $K_{ip_1}$ | 1.008 |
| $K_{ii_1}$ | 22 | $K_{vp}$ | -2.7 | $K_{vi}$ | -67.5 |
| $K_{ip_2}$ | 0.9018 | $K_{ii_2}$ | 23 | | |

### A. TRANSITORIO DE ENERGIZACIÓN

Las condiciones iniciales del sistema son de cero en todas las variables de estado excepto en los voltajes de CD $v_{dc_1}$, $v_{dc_2}$ pues se asume que tienen una precarga, de tal forma que sus tensiones iniciales son de 1 p.u. El sistema se simula por 6 ciclos de red y se muestran las formas de onda de la fase A en las señales $\boldsymbol{i}_{f_1}$ en la Fig. 4, $\boldsymbol{i}_{c_1}$ en la Fig. 5 y del voltaje $v_{dc_2}$ en la Fig. 6. En cada una de las imágenes se muestran acercamientos con la finalidad de tener una mejor apreciación de las formas de onda en las variables de estado.

Como se observa, la corriente del lado del convertidor tiene un alto rizo de conmutación, esto se debe al principio de operación de los convertidores; además, para frecuencias de conmutación bajas el contenido armónico es mayor. Por otro lado, en la Fig. 4 se puede apreciar una forma de onda más limpia gracias al uso del filtro pasivo. Las corrientes tienen un transitorio rápido y pronto se asientan en su valor de estado estacionario con una magnitud de casi 1 p.u.

En la Fig. 6 se muestra el voltaje de CD en el convertidor inversor, donde se presenta un transitorio más lento y se puede observar que la tensión alcanza hasta 1.7 p.u. y posteriormente tiende a asentarse en el valor de referencia de 1.4 p.u., vale la pena observar que está dinámica tarda más en llegar a su valor de consigna. Esto se debe a la sintonización de los controladores en el marco *dq*: generalmente las dinámicas de lazo interno (las corrientes) son más rápidas que las de lazo externo (voltaje de CD y potencias). De esta forma, se dice que los lazos de control están suficientemente desacoplados y los controles se pueden sintonizar de forma independiente [13].


2448- 7775© 2020 Identidad Energética

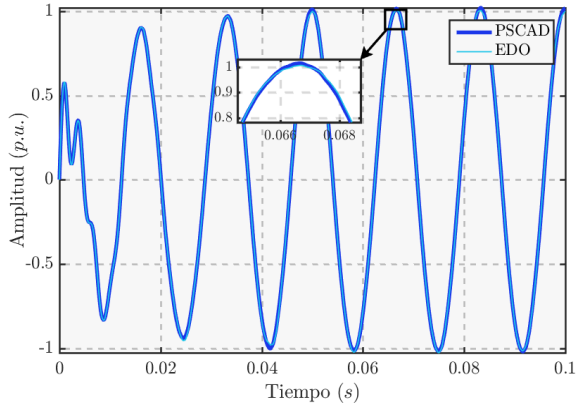



**Fig. 4.** Fase A de la corriente $i_{f_1}$ (energización).

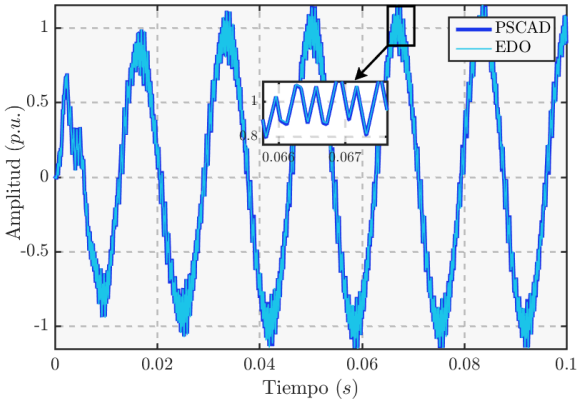



**Fig. 5.** Fase A de la corriente $i_{c_1}$ (energización).

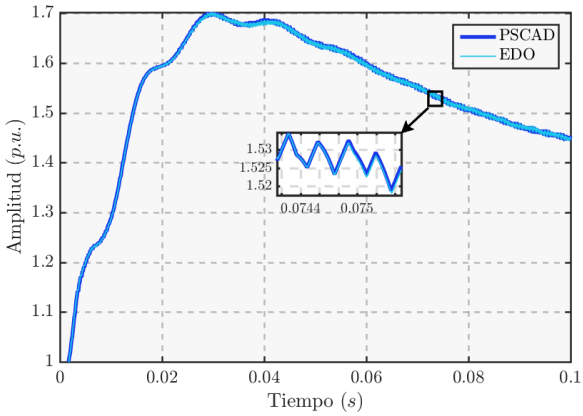



**Fig. 6.** Voltaje en el bus de CD $v_{dc_2}$ (energización).

## B. CAMBIOS DE REFERENCIAS

Para esta prueba, el sistema se integra hasta que las potencias y los voltajes de CD alcanzan sus referencias, en este momento se puede considerar que el sistema ha llegado a un estado estacionario. Después de esto, la potencia activa aumenta 15% respecto de su valor inicial, la potencia reactiva se incrementa a 0.1 p.u. y el voltaje de CD cambia de 1.4 a 1.55 p.u.

En las Fig. 8 y 9, se muestran las formas de onda de las corrientes en el lado rectificador.

En $t = 1.5\ s$ se aplica el cambio de consigna en potencias y voltaje, esto ocasiona que las corrientes incrementen su magnitud: de 1 p.u. se asientan en un nuevo estado estacionario con un valor cercano a 1.2 p.u. y nuevamente se puede apreciar que su transitorio es suave y rápido, ver Fig. 8 - Fig. 10.

En la Fig. 10 se tiene el comportamiento dinámico del voltaje, el cual experimenta pequeñas oscilaciones y un ligero sobretiro que lo hace llegar hasta 1.6 p.u.; es evidente que esta variable de estado es lenta, pero logra llegar a su referencia. Las simulaciones muestran que el control hace operar al sistema de forma estable, con buenos tiempos de respuesta. Se puede apreciar que los resultados obtenidos al integrar el sistema de EDO y por medio de la simulación con PSCAD se traslapan, y de esta forma se verifica que el sistema dado por la Ec. (11) es correcto.

Posteriormente, el modelo de EDO descrito aquí se puede utilizar para realizar análisis de estabilidad más profundo o diseño de controladores, entre otras aplicaciones.

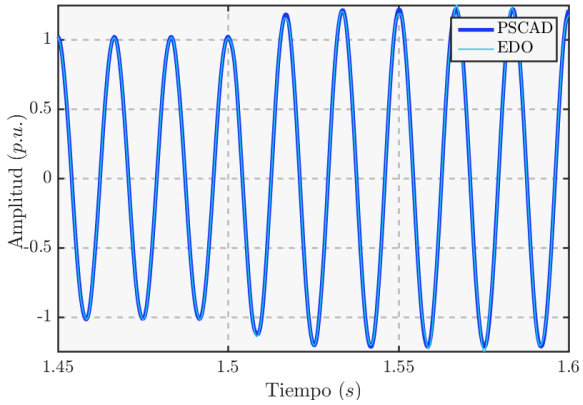



**Fig. 8.** Fase A de la corriente $i_{f_1}$ (cambio de referencia).

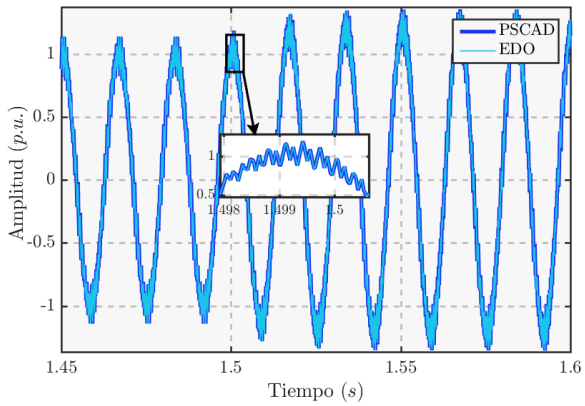



**Fig. 9.** Fase A de la corriente $i_{c_1}$ (cambio de referencia).



2448- 7775© 2020 Identidad Energética

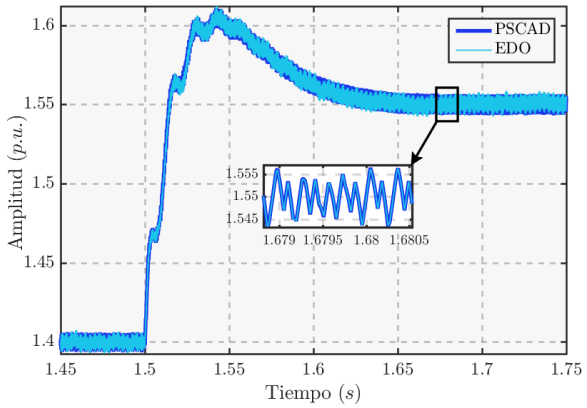



**Fig. 10.** Voltaje en el bus de CD $v_{dc_2}$ (cambio de referencia).

## IV. CONCLUSIONES

En este trabajo se mostró el modelado de un sistema HVDC con convertidores tipo VSC de dos niveles, con filtros pasivos LCL y modulación de ancho de pulso en el marco ABC. El sistema considerado opera en lazo cerrado y cada convertidor emplea la técnica de control vectorial que es ampliamente utilizada para realizar el control en convertidores del tipo VSC. Controladores PI en el marco síncrono $dq$ fueron utilizados para regular la potencia activa/reactiva y el voltaje en el bus de CD.

Se mostraron varias simulaciones para comprobar el comportamiento del sistema operando en lazo cerrado ante distintas condiciones operativas y el simulador profesional PSCAD fue utilizado para verificar el modelo dinámico. En todas las simulaciones presentadas se pudo comprobar que el sistema de EDO tiene el mismo comportamiento que los resultados obtenidos con PSCAD.

## REFERENCIAS


[1] M. S. Eltohamy, M. S. A. Moteleb, H. Talaat, S. F. Mekhemer and W. Omran, "Technical Investigation for Power System Flexibility," *2019 6th International Conference on Advanced Control Circuits and Systems (ACCS) & 2019 5th International Conference on New Paradigms in Electronics & information Technology (PEIT)*, Hurgada, Egypt, 2019, pp. 299-309, doi: 10.1109/ACCS-PEIT48329.2019.9062862.

[2] M. Eremia; C.-C. Liu; A.-A. Edris, *Advanced Solutions in Power Systems: HVDC, FACTS, and Artificial Intelligence* , IEEE, 2016.

[3] Watson, Neville R., Watson, Jeremy D., "An Overview of HVDC Technology," *Energies*, vol. 13, 2020, doi: 10.3390/en13174342.

[4] P. Bakas et al., "Review of Hybrid Multilevel Converter Topologies Utilizing Thyristors for HVDC Applications," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, no. 1, pp. 174-190, Jan. 2021, doi: 10.1109/TPEL.2020.2997961.

[5] M. A. Hannan et al., "Advanced Control Strategies of VSC Based HVDC Transmission System: Issues and Potential Recommendations," in *IEEE Access*, vol. 6, pp. 78352-78369, 2018, doi: 10.1109/ACCESS.2018.2885010.

[6] A. Adib, B. Mirafzal, X. Wang and F. Blaabjerg, "On Stability of Voltage Source Inverters in Weak Grids," in *IEEE Access*, vol. 6, pp. 4427-4439, 2018, doi: 10.1109/ACCESS.2017.2788818.

[7] M. Amin and M. Molinas, "Small-Signal Stability Assessment of Power Electronics Based Power Systems: A Discussion of Impedance- and Eigenvalue-Based Methods," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, no. 5, pp. 5014-5030, Sept.-Oct. 2017, doi: 10.1109/TIA.2017.2712692.

[8] X. Wang and F. Blaabjerg, "Harmonic Stability in Power Electronic-Based Power Systems: Concept, Modeling, and Analysis," in *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 10, no. 3, pp. 2858-2870, May 2019, doi: 10.1109/TSG.2018.2812712.

[9] N. Mohan, T. M. Undeland, & W. P. Robbins, *Power electronics: Converters, applications, and design*. John Wiley & Sons, 1995.

[10] A. Yazdani; R. Iravani, "Controlled-Frequency VSC System," in *Voltage-Sourced Converters in Power Systems: Modeling, Control, and Applications* , IEEE, 2010

[11] C. Schauder, "Vector analysis and control of advanced static VAr compensators," *International Conference on AC and DC Power Transmission*, London, UK, 1991, pp. 266-272.

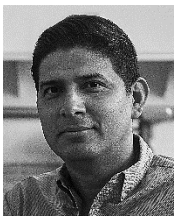
[12] Se-Kyo Chung, "A phase tracking system for three phase utility interface inverters," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 15, no. 3, pp. 431-438, May 2000, doi: 10.1109/63.844502.

[13] M. Amin and M. Molinas, "Small-Signal Stability Assessment of Power Electronics Based Power Systems: A Discussion of Impedance- and Eigenvalue-Based Methods," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, no. 5, pp. 5014-5030, Sept.-Oct. 2017, doi: 10.1109/TIA.2017.2712692.

[14] V. Blasko and V. Kaura, "A new mathematical model and control of a three-phase AC-DC voltage source converter," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 12, no. 1, pp. 116-123, Jan. 1997, doi: 10.1109/63.554176.


## BIOGRAFÍAS

**JULIO CESAR HERNÁNDEZ RAMÍREZ** Recibió el grado de Ingeniero en Electricidad y Automatización en 2015, y el grado de Maestría en Ingeniería Eléctrica en 2017 ambos de la Universidad Autónoma de San Luis Potosí. Trabajó en el Centro Nacional de Control de Energía (CENACE) y actualmente se encuentra estudiando el doctorado en la Universidad Autónoma de San Luis Potosí. Sus áreas de interés incluyen modelado de sistemas de energía renovable, estabilidad en sistemas de potencia con penetración de electrónica de potencia y transitorios electromagnéticos.



**JUAN SEGUNDO RAMÍREZ** Recibió el grado de maestría del CINVESTAV Guadalajara, México en 2004, y el grado de doctor de la Universidad Michoacana de San Nicolás de Hidalgo, Michoacán México en 2010 ambos en sistemas eléctricos de potencia. Desde el 2010 es profesor de tiempo completo en la Universidad Autónoma de San Luis Potosí, San Luis Potosí, México. Sus áreas de interés incluyen análisis armónico, modelado, diseño óptimo y simulación de sistemas de potencia.



2448- 7775© 2020 Identidad Energética