

DISEÑO DE UN CONTROLADOR LINEAL CON AMORTIGUAMIENTO ACTIVO PARA EL FLUJO DE POTENCIA ACTIVA Y REACTIVA EN UN CONVERTIDOR DE RED CON FILTRO LCL

LINEAR CONTROLLER DESIGN WITH ACTIVE DAMPING FOR ACTIVE-REACTIVE POWER FLOW IN GRID-CONNECTED CONVERTER WITH LCL FILTER

David Romero R.¹, Dunstano del Puerto-Flores², Pavel Zúñiga H.³

David.Romero@alumnos.udg.mx dunstano.delpuerto@academicos.udg.mx pavel.zuniga@cucei.udg.mx

Recibido: octubre 18, 2019 / Aceptado: diciembre 15, 2019 / Publicado: febrero 28, 2020

Resumen. El control de potencia activa y reactiva se ha utilizado en los sistemas de generación distribuida para evitar problemas como caídas de voltaje o ayudar en la restauración del punto de operación por medio de inversores de red (VSI, por sus siglas en inglés). El filtro LCL es utilizado para atenuar las componentes armónicas del VSI generadas por la conmutación de interruptores electrónicos, sin embargo, provoca resonancia que debe ser amortiguada para asegurar un buen funcionamiento; el amortiguamiento activo es un método efectivo para atenuar el comportamiento resonante. En este documento se investiga el efecto del amortiguamiento en un controlador de corriente por medio de un lazo de retroalimentación para la corriente del capacitor del filtro cuando se transfiere potencia activa y reactiva usando el marco de referencia síncrono ($dq0$). El diseño del controlador se desarrolla a partir de los márgenes de estabilidad, a saber, margen de fase (MF) y de ganancia (MG), el ancho de banda y la capacidad de atenuar la resonancia del filtro LCL, además, los márgenes y la atenuación se pueden mejorar con el amortiguamiento activo.

Palabras clave: Convertidor electrónico, filtro LCL, estabilidad, transferencia de potencia, amortiguamiento activo.

Abstract. Active and reactive power control has been used in the distributed generation systems (DGs) to avoid problems such as voltage sags and support the restoring of the operating point with grid converters (VSI). The LCL filter is used to attenuate the switching harmonics of the grid connected converters generated by the switching of electronics devices, however, this filter creates resonance that must be damped for ensuring an adequate performance; active damping is an effective method to attenuate resonance behavior. In this paper, the effect of active damping in a current controller by a feedback loop for capacitor current in the active and reactive power transfer in synchronous reference frame ($dq0$) is investigated. The design of the controller is based on stability margins, namely, phase margin (MF) and gain margin (MG), bandwidth, and capability to attenuate resonance of the LCL filter, moreover, these can be improved with an active damping technique.

Key Words: Power converter, LCL filter, stability, power transfer, active damping.

1. Introducción

Las fuentes de energía convencional basadas en combustibles como carbón, gas natural o petróleo han demostrado ser un factor importante para el desarrollo económico acelerado en el mundo. Sin embargo, con el agotamiento de estas fuentes y el incremento en la demanda de energía, los sistemas de generación distribuida (DGs, por sus siglas en inglés), basados en energías renovables, han adquirido mayor importancia. Como consecuencia, a nivel mundial se espera un crecimiento de 2.7 veces entre 2010 y 2035, donde los tipos principales son: bioenergía, eólica y solar, [1]. En México se pronostica un crecimiento acelerado en la generación limpia, de modo que para 2024 se estima que el porcentaje sea de 34% de la producción total, [2]. Por otro lado, para que la energía generada por estos sistemas se transfiera adecuadamente hacia la red se deben utilizar convertidores electrónicos de potencia, [3]. En el caso de la generación solar se requiere un inversor de fuente de voltaje, que transforma la corriente directa en corriente alterna (CD-CA). Mientras tanto,

en el caso eólico se utiliza un sistema de conversión de energía eólica (WECS, por sus siglas en inglés), del tipo AC-AC, y también sistemas conocidos como Back-to-Back (BTB) del tipo AC-CD-AD, que se conforman de una fuente convertidora de voltaje (VSC, por sus siglas en inglés), un enlace de corriente directa (CD) y un VSI. La función del enlace de CD es desacoplar el VSC y el VSI, de esta manera el VSC controla de manera independiente el par mecánico y la velocidad del generador, mientras que el VSI controla el voltaje de CD y la potencia que se transmite.

En este trabajo, se considera únicamente el VSI, al considerar desacoplados el VSC y VSI en el caso de la generación eólica. Para el funcionamiento del convertidor se requiere una señal de control o de modulación. La modulación por ancho de pulso (PWM, por sus siglas en inglés) es una de las formas más comunes para el control de la modulación, sin embargo, genera un alto contenido armónico debido a la conmutación del convertidor. Para evitar este problema de contaminación se agrega una etapa de filtrado para la señal de corriente que se inyecta que a la red, donde el filtro de tipo inductor-capacitor-inductor (LCL) tiene la capacidad de atenuar el contenido armónico con mayor eficacia que un filtro de tipo L o LC, [4]. Sin embargo, el efecto de resonancia que causa el filtro LCL debe ser amortiguado adecuadamente para preservar la estabilidad y para prevenir resonancia armónica que pueda afectar el controlador y los instrumentos físicos.

Las dos técnicas principales para mitigar el efecto resonante del filtro LCL se conocen como amortiguamiento pasivo y activo. La primera técnica es una forma sencilla de mitigar la resonancia y consiste en añadir una resistencia en combinación con algún elemento del filtro, sin embargo, esto produce pérdidas adicionales. La segunda técnica consiste en añadir de manera virtual la resistencia mediante una ganancia de amortiguamiento, K_{ad} , por medio de un lazo extra de retroalimentación, donde usualmente se emplea la corriente del capacitor, i_{C_f} , y es la que se aplica en este trabajo. También, se puede utilizar la combinación de ambas, conocida como método híbrido, [5]. Para el lazo de amortiguamiento activo se debe de considerar que la frecuencia de resonancia, F_{res} del filtro, sea como máximo un sexto de la frecuencia de muestreo, F_s , debido a que presenta un comportamiento crítico para la estabilidad. Además, el lazo tiene relación directa con la estabilidad del controlador, por lo que el diseño se debe realizar con base en estas consideraciones, [6], [7].

La configuración para el diseño del controlador de un inversor de red depende del objetivo a realizar, i. e., el control de la corriente inyectada o control de potencia activa y reactiva [6]. Por ejemplo, el control de potencia reactiva en los VSI para generación solar se requiere ante las caídas de voltaje, que tiene como consecuencia la posible desconexión de la red y provocar inestabilidad desencadenando apagones. Aunque el VSI funcione con normalidad se requiere compensación ante pequeñas caídas para restaurar el voltaje mediante la inyección de potencia reactiva, y para restaurar la potencia activa después de un evento de falla, [8]. De manera similar, en los WECS se requiere la compensación de potencia reactiva ante situaciones de falla, para que el valor de voltaje vuelva a los valores iniciales o normales. Ambos requerimientos se utilizan para garantizar la estabilidad y calidad de la potencia, así como compensar el equipo de transmisión, e.g., cables y transformadores, [9].

Para realizar el cálculo de las potencias activa y reactiva que se transfieren desde el inversor, se han utilizado diversos marcos de referencia: abc sin transformar, rotatorio $\alpha\beta 0$ o síncrono $dq0$. Para el control independiente de ambas potencias se utiliza el marco de referencia síncrono ($dq0$), debido a que desacopla el sistema trifásico en señales de corriente continua y simplifica el diseño del controlador, [10], [11]. La cantidad de flujo de potencia se determina a partir de la modulación del convertidor, los valores de diseño del filtro LCL y los datos de la conexión a red. Respecto al controlador, en [4] se resumen los tipos de controladores utilizados en convertidores de red, los más documentados son: lineales, no lineales, predictivos, inteligentes, etc. Sin embargo, el tipo más empleado es el controlador lineal (PI & PR), debido a que en el marco de

referencia síncrono se facilita la tarea de control y esto genera ventajas en la etapa de implementación. En la presente investigación se controla la potencia mediante el marco de referencia síncrono.

En [12], [13] el control de potencia reactiva se ha utilizado para detectar y evitar la operación del sistema en modo isla ante caídas de voltaje, mientras que en [14] se utiliza el control de potencia reactiva debido al aumento de los DGs conectados a red, donde en el primer caso se utiliza un marco de referencia síncrono y filtro tipo L, mientras que en [13] [14] se utiliza un esquema trifásico (*abc*) sin transformación con filtro LCL y L, respectivamente. En [11], [15] se emplea un esquema para el control de potencia reactiva bajo condiciones de red débil, ambos con filtro LCL y amortiguamiento tipo pasivo, para el análisis de estabilidad basado en impedancias sin considerar flujo de potencia activa. En lo que respecta al amortiguamiento activo, en [7] se analiza el efecto del amortiguamiento en la estabilidad del controlador de corriente por el método de lugar de las raíces, que incluye el controlador para la potencia reactiva y para el voltaje de CD, y además considera el retardo de muestreo. En [6], [16] se utiliza el amortiguamiento activo considerando los efectos del retardo en la señal para VSI monofásicos. El controlador de tipo lineal (PI & PR) se ha utilizado ampliamente para el control de potencia activa y reactiva.

El trabajo consiste en el diseño del controlador lineal de la corriente de salida para el estudio del flujo de potencia activa y reactiva en un convertidor de red con filtro LCL, a través del control de la corriente de salida. Además, al utilizar una técnica de amortiguamiento activo para el efecto resonante del filtro se busca analizar los efectos que tiene sobre la operación y estabilidad del controlador de corriente.

2. Metodología y diseño de los controladores de potencia activa y reactiva

El procedimiento para el diseño del sistema de potencia es el siguiente: 1) implementar el amortiguamiento activo por medio de la corriente del capacitor; 2) diseñar el controlador para la corriente de salida del VSI y analizar el impacto que tiene el amortiguamiento con este controlador; 3) diseñar el controlador para la transferencia de la potencia activa y reactiva.

La Fig. 1 muestra el circuito eléctrico de un VSI trifásico de puente completo conectado a red con filtro LCL, donde se considera la alimentación de CD constante regulada que proviene de una fuente de generación alterna. Además, incluye los bloques de control de amortiguamiento activo, control de corriente y de potencia en el marco de referencia síncrono mediante la transformada de Park. El PLL genera el ángulo de referencia para la transformación de marco de referencia. De acuerdo con la Fig. 1, y los principios del modelo de pequeña señal, se deriva el modelo en un marco de referencia síncrono. El modelo de espacio de estados se representa mediante

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t), \quad (1)$$

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{C}\mathbf{x}(t) + \mathbf{D}\mathbf{u}(t), \quad (2)$$

donde las matrices de estado y entrada $\mathbf{A} \in \mathbb{R}^{6 \times 6}$ y $\mathbf{B} \in \mathbb{R}^{6 \times 4}$, respectivamente, se obtienen del modelo lineal que se muestra en el Apéndice A. La matriz de salida $\mathbf{C} \in \mathbb{R}^{2 \times 6}$ y la de transmisión directa $\mathbf{D} \in \mathbb{R}^{6 \times 4}$ se determinan para cada caso en particular, donde los vectores para el estado linealizado se expresan como

$$\mathbf{x}(t) = [\hat{i}_1^d \quad \hat{i}_1^q \quad \hat{v}_{cd}^d \quad \hat{v}_{cd}^q \quad \hat{i}_g^d \quad \hat{i}_g^q]^T = [\hat{i}_1^{dq} \quad \hat{v}_{cd}^{dq} \quad \hat{i}_g^{dq}]^T, \quad (3)$$

$$\mathbf{u}(t) = [\hat{d}^d \quad \hat{d}^q \quad \hat{v}_o^d \quad \hat{v}_o^q]^T = [\hat{d}^{dq} \quad \hat{v}_o^{dq}]^T, \quad (4)$$

donde las variables de estado son: la corriente de salida del VSI $\hat{i}_1^{dq} = [\hat{i}_1^d \ \hat{i}_1^q]$, el voltaje del capacitor $\hat{v}_{C_f}^{dq} = [\hat{v}_{C_f}^d \ \hat{v}_{C_f}^q]$, la corriente que se inyecta a la red $\hat{i}_g^{dq} = [\hat{i}_g^d \ \hat{i}_g^q]$, el ciclo de trabajo $\hat{d}^{dq} = [\hat{d}^d \ \hat{d}^q]$ y el voltaje en el punto de acoplamiento (PCC), $\hat{v}_o^{dq} = [\hat{v}_o^d \ \hat{v}_o^q]$, que se considera igual a V_g^{dq} .

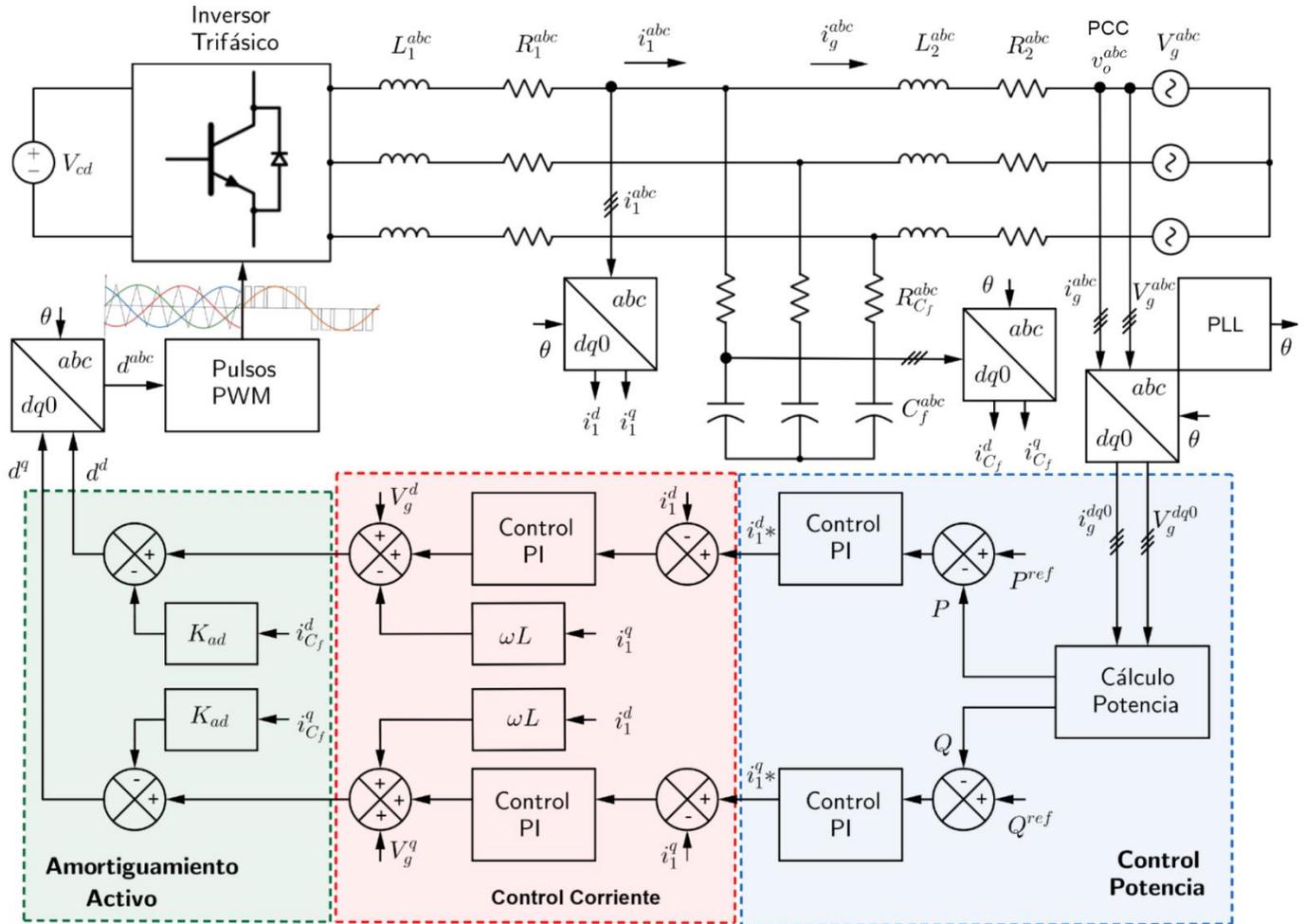


Figura 1. Esquema del sistema de potencia del VSI de red con filtro LCL y diagrama de bloques de los controladores.

Se considera la operación de un VSI de baja potencia ($P < 3 \text{ MW}$) debido a que este valor corresponde a la configuración del inversor, ya que para potencia media ($P > 3 \text{ MW}$) se requieren configuraciones en serie/paralelo del VSI. El filtro LCL se diseña a partir de los datos nominales del VSI, [17], donde el valor de potencia es el que puede absorber el convertidor, cuyos valores de operación se muestran en la Tabla 1.

Tabla 1. Valores de los componentes de operación

| Parámetro | Valor | Parámetro | Valor | Parámetro | Valor | Parámetro | Valor |
|---------------|--------|-----------|------------|-----------|---------------|-----------|----------|
| V_{cd} | 350 V | L_1 | 1 mH | R_1 | 0.2 Ω | F_{res} | 1950 Hz |
| $P_{nominal}$ | 9.1 kW | C_f | 20 μF | R_{C_f} | 0.01 Ω | F_{sw} | 10 kHz |
| F_{linea} | 60 Hz | L_2 | 0.5 mH | R_2 | 0.2 Ω | V_g | 220 Vrms |

Fuente: Elaboración propia.

2.1 Lazo de Amortiguamiento Activo

La técnica del amortiguamiento activo consiste en emular el cambio del voltaje en el capacitor a través de la corriente del capacitor $i_{C_f}^{dq}$, para modificar el índice de modulación del VSI. Para obtener la respuesta en frecuencia se obtiene la solución de (1) y (2) al aplicar la transformada de Laplace, obteniendo la expresión para el vector de salida,

$$y(s) = [C(sI - A)^{-1}B + D] \cdot y(s), \tag{5}$$

Para obtener la función de transferencia del filtro se toma el vector de salida $Y(s)$ como $\hat{i}_1^{dq} \in \mathbb{R}^2$, y el vector de salida $U(s)$ como $\hat{d}^{dq} \in \mathbb{R}^2$, donde la matriz D es nula, la matriz identidad es $I \in \mathbb{R}^{6 \times 6}$ y la matriz $C \in \mathbb{R}^{2 \times 6}$ se expresa como

$$C = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \tag{6}$$

por lo que la relación se expresa

$$G_{filtro}(s) = \frac{\hat{i}_g^{dq}(s)}{\hat{d}^{dq}(s)} = \frac{V_{PWM}}{s \left(s^2 + s \frac{K_{ad}}{L_1} + \frac{(L_1 + L_2)}{L_1 C_f L_2} \right)}, \tag{7}$$

donde V_{PWM} representa el voltaje generado por la modulación.

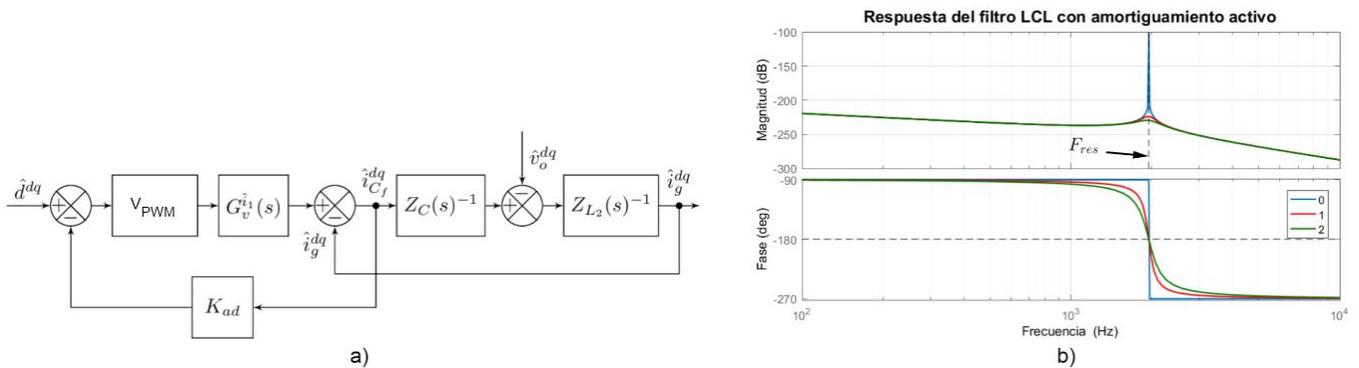


Figura 2. a) Diagrama de bloques equivalente con amortiguamiento activo en marco de referencia $dq0$. b) Respuesta en frecuencia del filtro LCL con distintos valores de ganancia K_{ad} .

El amortiguamiento activo reduce el efecto resonante del filtro, y el diagrama de bloques equivalente del sistema de potencia se muestra en la Fig. 2.a), donde la función $G_v^{i_1^{dq}}(s)$ representando la relación entre la corriente i_1^{dq} respecto al voltaje producido por el VSI, además, $Z_C(s)$ y $Z_{L_2}(s)$ son las impedancias del capacitor C_f y del inductor L_2 , respectivamente. En la Fig. 2.b) se muestra la respuesta en frecuencia del filtro, y además se muestra la frecuencia de resonancia F_{res} y cómo la resonancia se atenúa al aumentar en valor de ganancia.

2.2 Controlador de Corriente

El controlador de corriente genera las señales de modulación d^d y d^q para el inversor en el marco de referencia síncrono a partir del control de la corriente de salida del convertidor electrónico, donde las señales de referencia las genera el controlador de potencia. En la Fig. 3 se muestra el diagrama de bloques equivalente.

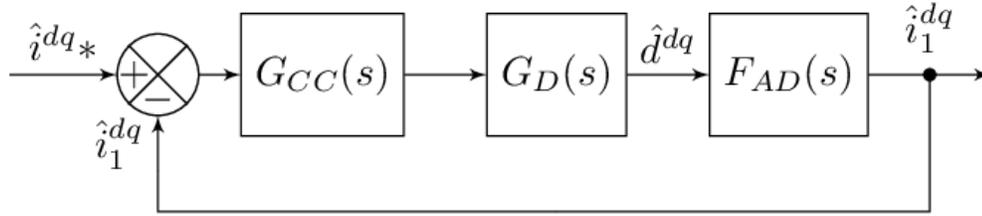


Figura 3. Diagrama de bloques equivalente del controlador de corriente

Se considera una función de retardo $G_D(s)$, que se expresa mediante una aproximación de Padé de segundo orden,

$$G_D(s) = \frac{\frac{1}{12}T_D^2s^2 - \frac{1}{2}T_Ds + 1}{\frac{1}{12}T_D^2s^2 + \frac{1}{2}T_Ds + 1}, \tag{8}$$

donde T_D representa el tiempo de retraso total en el muestreo de señales, que usualmente tiene el valor de 1.5 del valor de tiempo de muestro T_s , [6] y [7]. $F_{AD}(s)$ representa la relación entre la corriente $i_1^{dq} \in \mathbb{R}^2$ respecto a la señal de modulación $d^{dq} \in \mathbb{R}^2$. A partir de (5) se establece el vector de salida $Y(s)$ y de entrada $U(s)$ para $F_{AD}(s)$, donde la matriz D es nula, la matriz identidad es $I^{6 \times 6}$ y la matriz $C^{2 \times 6}$ se expresa como

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \tag{9}$$

por lo que la relación se expresa

$$F_{AD}(s) = \frac{\hat{i}_1^{dq}(s)}{\hat{d}^{dq}(s)} \tag{10}$$

$$F_{AD}(s) = \frac{V_{cd}(s^2C_fL_2 + sC_fR_2 + 1)}{2(s^3L_1C_fL_2 + s^2C_f(K_{ad}L_2 + L_1R_2 + L_2R_1) + s(C_fK_{ad}R_2 + C_fR_1R_2 + L_1 + L_2) + R_1 + R_2)}, \tag{11}$$

además, $G_{CC}(s)$ representa el controlador PI, y se expresa como

$$G_{CC}^{dq}(s) = k_p + \frac{k_i}{s}, \tag{12}$$

donde k_p y k_i representan los valores de ganancia proporcional e integral, respectivamente. El procedimiento para la sintonización se encuentra en función del retardo $G_D(s)$, y se reporta en [6]. Además, la sintonización se realiza para que los índices de estabilidad de la función de lazo abierto cumplan con un rango de margen de fase de $30^\circ < MF < 60^\circ$ y un margen de ganancia mayor a 3 dB para garantizar una operación estable.

2.3 Controlador de Potencia Activa y Reactiva

El controlador de potencia se encarga de generar las señales de referencia para el controlador de corriente, por medio del cálculo de potencia activa P , y reactiva Q , en el marco de referencia síncrono, que se expresan mediante

$$\begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} V_g^d & 0 \\ 0 & -V_g^d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_g^d \\ i_g^q \end{bmatrix}. \quad (13)$$

Las señales de referencia para el controlador de potencia P^{ref} y Q^{ref} son los valores que se desean transferir; el procedimiento de sintonización del controlador PI de potencia se muestran en [18]. La Tabla 1 muestra los datos de operación del VSI, del filtro LCL y de la conexión de red, por lo tanto, se puede encontrar una expresión para calcular la cantidad de potencia activa y reactiva. Esto es, al considerar que el lazo del capacitor es despreciable y al no considerar las resistencias de los inductores, por medio de las ecuaciones de estado estacionario de la señal de corriente i_g^{dq} , que se expresa mediante

$$i_g^d = \frac{d^q V_{cd}}{2\omega L}, \quad (14)$$

$$i_g^q = \frac{d^d V_{cd}}{2\omega L} - \frac{V_g^q}{\omega L}, \quad (15)$$

donde la señal de control es la modulación d^d y d^q y determinan la cantidad de corriente y consecuentemente, la potencia activa y reactiva.

3. Resultados

Al definir las condiciones de operación para el VSI con filtro LCL, se requiere el análisis en frecuencia de la función de transferencia de lazo abierto del controlador de corriente, y la función de lazo cerrado $G_{LC}(s)$, para el análisis de estabilidad del sistema de potencia, que se expresan como

$$G_{LA}(s) = G_{CC}(s) \cdot G_D(s) \cdot F_{AD}(s), \quad (16)$$

$$G_{LC}(s) = \frac{G_{LA}(s)}{(1+G_{LA}(s))}. \quad (17)$$

La respuesta en frecuencia de las funciones de transferencia depende del valor de ganancia de amortiguamiento en el sistema, por lo tanto, los índices de estabilidad se pueden ajustar a partir de la ganancia K_{ad} y su efecto se muestra en la Fig. 4. Sin embargo, el valor de ganancia K_{ad} tiene límite, que se obtiene a partir de la relación de la corriente del capacitor $\hat{i}_{C_f}^{dq} \in \mathbb{R}^2$ respecto a la señal de modulación $\hat{d}^{dq} \in \mathbb{R}^2$, y se expresa a partir de (5), donde la matriz \mathbf{D} es nula, y $\mathbf{C}^{2 \times 6}$ está definida como

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & C_f s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C_f s & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (18)$$

y la función de transferencia se expresa como

$$G_{AD}^{dq}(s) = \frac{\hat{i}_{C_f}^{dq}(s)}{\hat{d}^{dq}(s)} = \frac{s}{s^2 + \frac{L_1 + L_2}{L_1 C_F L_2}} \cdot \frac{K_{ad}}{L_1} \tag{19}$$

En la Fig. 4.a) se muestra la respuesta en frecuencia de $G_{AD}^{dq}(s)$, donde a partir del criterio de estabilidad de Bode [19], se determina el valor máximo de la ganancia, y se consigue al determinar el valor de ganancia en donde la fase cruza 180°; el inverso de este valor determina el valor de ganancia para que el lazo sea estable, e. g., para un valor de $K_{ad} = 1$ en (19) se determina que el valor máximo es $K_{adMax} = (1)(0.0718)^{-1} = (1)13.9$ como se muestra en la Fig. 4.a).

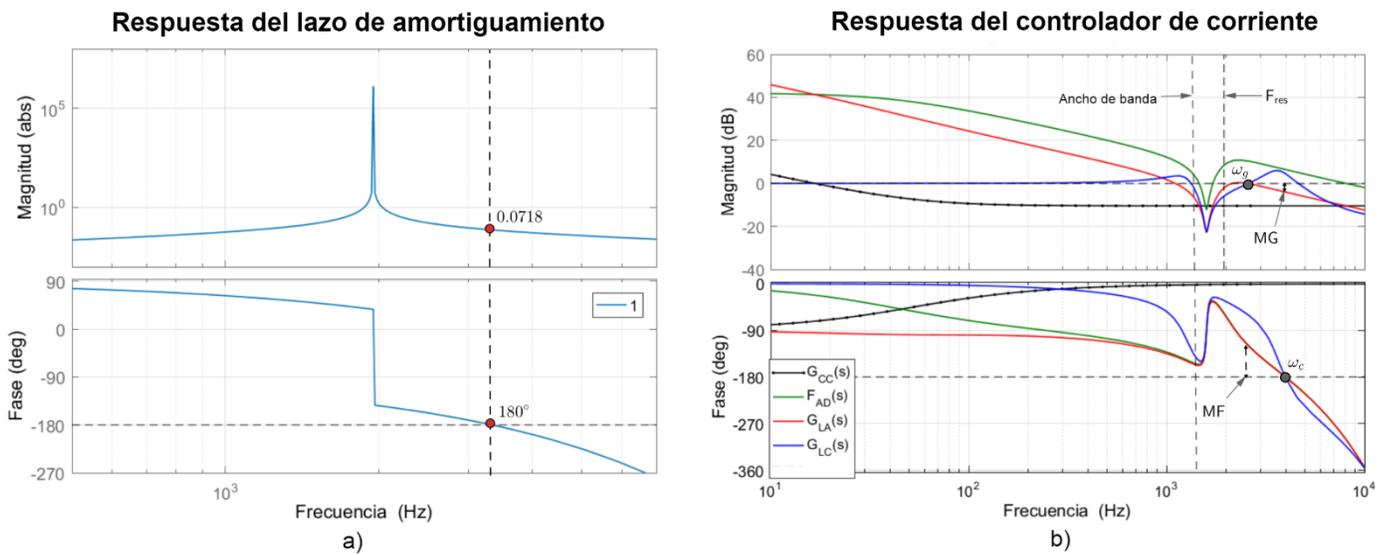


Figura 4. a) Respuesta a la frecuencia del lazo de amortiguamiento para determinar K_{adMax} . b) Respuesta a la frecuencia del controlador de corriente.

A partir de la respuesta de lazo abierto $G_{LA}(s)$, se determina el margen de fase y de ganancia, mientras que a partir de la función de lazo cerrado $G_{LC}(s)$, se encuentra el ancho de banda del controlador; este último que indica la rapidez en la respuesta temporal del controlador. El valor de las ganancias del controlador K_p y K_i se calcula para obtener un margen de fase de 60° y un margen de ganancia superior a los 3 dB, como se explica en [6], cuyos valores son 0.30 y 100, respectivamente. En la Tabla 2 se muestra la variación de los índices de estabilidad ante el cambio de ganancia K_{ad} ; se observa que conforme aumenta el margen de fase, disminuye el margen de ganancia mientras que el ancho de banda del controlador no varía significativamente. Por lo tanto, considerando los límites mencionados en la Sección 2.2 para la operación estable, se considera el valor de ganancia igual a 6.

Tabla 2. Índices de estabilidad del controlador de corriente

| Valor de ganancia K_{ad} | Margen de fase (deg) | Margen de ganancia (dB) | Ancho de Banda (Hz) |
|----------------------------|----------------------|-------------------------|---------------------|
| 4 | 37° | 4.0 | 1402 |
| 5 | 47° | 3.6 | 1396 |
| 6 | 60° | 3.2 | 1390 |

Fuente: elaboración propia.

En la Fig. 4.b) se representa la respuesta en frecuencia del controlador de corriente, donde se muestra el controlador $G_{CC}(s)$, la planta con la función de retraso $F_{AD}(s)$, la respuesta de lazo abierto $G_{LA}(s)$ y la respuesta de lazo cerrado $G_{LC}(s)$. El punto ω_g representa el último cruce por cero en la curva de magnitud, que indica el margen de fase, mientras que el punto ω_c es el último cruce en 180° , que corresponde al valor del margen de ganancia. A pesar de que existen otros cruces en $F < F_{res}$, no se consideran relevantes, debido a que en este rango no se rebasan los límites de estabilidad, caso contrario para $F > F_{res}$, donde si es posible la operación fuera del rango establecido.

El uso del amortiguamiento activo no solo reduce el efecto resonante del filtro LCL, sino que mejora la respuesta transitoria de las señales de corriente. En la Fig. 5.a) se muestra la respuesta de (19) ante una entrada sinusoidal para diversos valores de ganancia K_{ad} . Se observa que la respuesta transitoria se reduce cuando se utiliza $K_{ad} = 6$, sin embargo, conforme aumenta al valor máximo de esta ganancia se reducen los límites estables para el lazo, por lo que la respuesta transitoria aumenta.

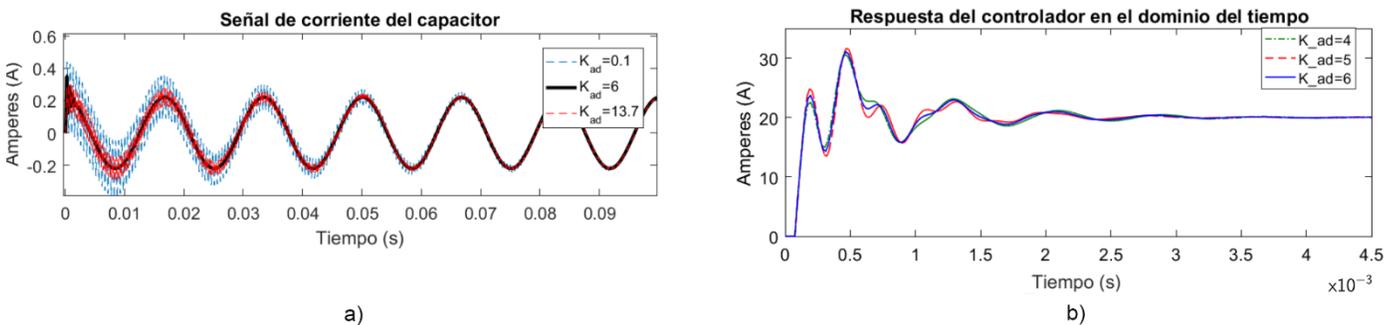


Figura 5. a) Respuesta de la señal de corriente ante el amortiguamiento activo. b) Respuesta en el dominio del tiempo del controlador de corriente con diversos valores de K_{ad} .

Con referencia a la función de lazo cerrado $G_{LC}(s)$, en la Fig. 5.b) se muestra la respuesta temporal al escalón unitario, donde la velocidad de respuesta está relacionada con la amplitud del ancho de banda. Sin embargo, el ancho de banda decrece conforme la amplitud del índice de modulación (d^{abc}) decrece, por lo que la respuesta a un cambio en el punto de operación será menor conforme el índice disminuye.

Por otro lado, para el control de potencia activa y reactiva se considera una transferencia de potencia en tres intervalos de 2 segundos cada uno. Para la potencia activa, el valor de la señal de referencia P^{ref} , corresponde a 3 kW, 6 kW y 0 kW para cada intervalo, mientras que para la potencia reactiva Q^{ref} , corresponde a 2 kVAr, 0 kVAr y 3 kVAr, respectivamente. En la Fig. 6 se muestran las señales que describen el comportamiento ante la transferencia de potencia. En la Fig. 6.a) se observa el comportamiento de la amplitud de d^{abc} , que se conforma de la transformación de las señales d^d y d^q ($d^{abc} = \sqrt{(d^d)^2 + (d^q)^2}$), en la Fig. 6.b) se ilustra el comportamiento de la señal de corriente trifásica de salida del inversor, que tiene relación con el comportamiento del índice de modulación.

El comportamiento de las señales de control de corriente se muestra en la Fig. 6.c). Las señales se controlan de manera independiente, y su respuesta ante la referencia es adecuada incluso ante cambios significativos como en el intervalo 3, donde la señal de referencia decrece a cero. Por último, las señales de potencia activa y reactiva se observan en la Fig. 6.d). El control de estas señales también se realiza de manera independiente y presenta un adecuado comportamiento, al responder en un lapso de tiempo pequeño al cambio de referencia de potencias.

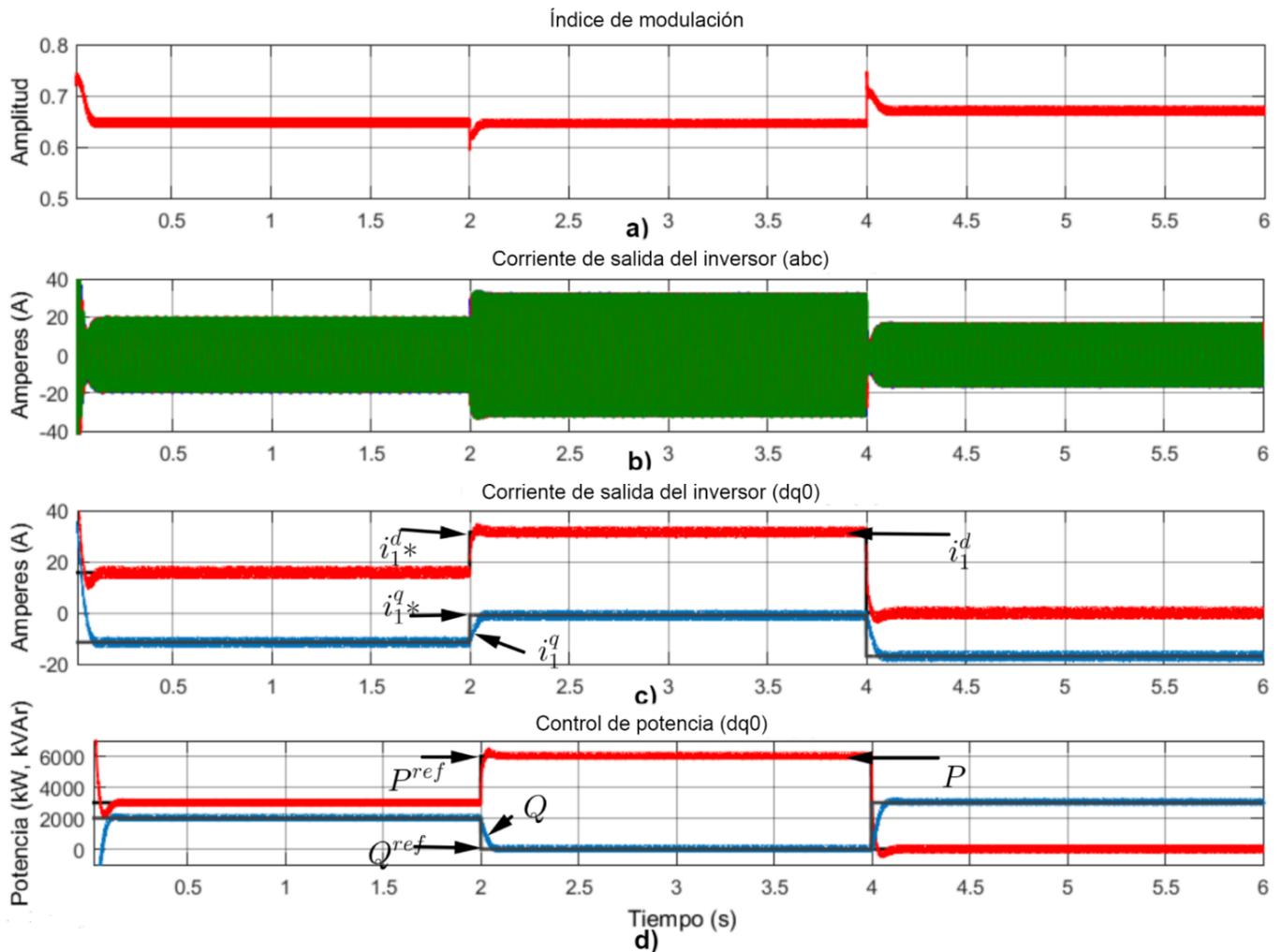


Figura 6. a) Amplitud del índice de modulación d^{abc} . b) Corriente trifásica de salida del convertidor. c) Señales del control de corriente. d) Señales del control de potencia.

4. Conclusiones

Este trabajo presenta el diseño del sistema de control para la transferencia de potencia de un VSI conectado a red con filtro LCL y amortiguamiento activo en el marco de referencia síncrono. El efecto de la ganancia de amortiguamiento K_{ad} en los índices de estabilidad del controlador no ha sido ampliamente documentado para el control de potencia activa y reactiva. A partir de la función de retraso establecida en el controlador se determina el máximo valor de ganancia de amortiguamiento que se permite para la operación estable del lazo, que tiene relación directa con la frecuencia de muestreo. La sintonización de los parámetros del controlador se realiza conforme a los índices de estabilidad establecidos, además, mejora conforme se incrementa la ganancia de amortiguamiento, de esta manera se puede evitar el efecto resonante del filtro LCL y al mismo tiempo mejorar la operación del controlador de corriente. Sin embargo, en el control de potencia activa y reactiva el ancho de banda del controlador de corriente decrece conforme la amplitud del índice de modulación disminuye, y en consecuencia la velocidad de la respuesta temporal decrece.

5. Apéndice A

La matriz de estado del sistema \mathbf{A} y la matriz de entrada \mathbf{B} presentadas en la Sección 2 en (1) se expresan mediante la transformación a un marco de referencia síncrono ($dq0$), [20]. El inductor del lado del convertidor es L_1 y su resistencia es R_1 , el capacitor del filtro es C_f y su resistencia interna es R_{C_f} , la inductancia del lado de red es L_2 y su resistencia es R_2 . El ciclo de trabajo se presenta en el marco de referencia síncrono y se expresa como d , la frecuencia angular fundamental se es ω y el voltaje de alimentación es V_{cd} . Se agrega el lazo de retroalimentación con la ganancia K_{ad} que representa el amortiguamiento.

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R_1 + R_{C_f} + K_{ad}}{L_1} & \omega & -\frac{1}{L_1} & 0 & \frac{R_{C_f} + K_{ad}}{L_1} & 0 \\ -\omega & -\frac{R_1 + R_{C_f} + K_{ad}}{L_1} & 0 & -\frac{1}{L_1} & 0 & \frac{R_{C_f} + K_{ad}}{L_1} \\ \frac{1}{C_f} & 0 & 0 & \omega & -\frac{1}{C_f} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_f} & -\omega & 0 & 0 & -\frac{1}{C_f} \\ \frac{R_{C_f}}{L_1} & 0 & \frac{1}{L_2} & 0 & -\frac{R_1 + R_{C_f}}{L_1} & \omega \\ 0 & \frac{R_{C_f}}{L_1} & 0 & \frac{1}{L_2} & -\omega & -\frac{R_1 + R_{C_f}}{L_1} \end{bmatrix}, \quad (20)$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{V_{cd}}{2L_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{V_{cd}}{2L_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_2} \end{bmatrix}, \quad (21)$$

6. Referencias

- [1] O. Ellabban, H. Abu-Rub y F. Blaabjerg, "Renewable energy resources: Current status, future prospects and their enabling technology", *Renewable Sustainable Energy Rev.*, vol. 39, pp. 748-764, 2014.
- [2] Secretaria de Energía, "Programa de desarrollo del sistema eléctrico nacional", 2018 [En línea]. Disponible en: <https://www.gob.mx/cms/uploads/attachment/file/331770/PRODESEN-2018-2032-definitiva.pdf>. [Accedido: 10-Sep-2019]
- [3] T. Kousksou, P. Bruel, A. Jamil, T. El Rhafiki y Y. Zeraoui, "Energy storage: Applications and challenges", *Sol. Energy Mater. Sol. Cells*, vol. 120, pp. 59-80, 2014.
- [4] H. Athari, M. Niroomand y A. Mohammad, "Review and classification of control systems in grid-tied inverters", *Renewable Sustainable Energy Rev.*, vol. 72, pp. 1167-1176, 2017.
- [5] X. Jinming y X. Shaojun, "LCL-resonance damping strategies for grid-connected inverters with LCL filters: a comprehensive review", *J. Mod Power Syst. Clean Energy*, vol. 6, no. 2, pp. 292-305, 2018.

- [6] J. Wang, J. Yan, L. Jiang y J. Zou, "Delay-dependent stability of single-loop controlled grid-connected inverters with LCL filters", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 1, pp. 743-757, 2015.
- [7] A. Aapro, T. Messo y T. Roinila, "Effect of active damping on output impedance of three-phase grid-connected converter", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 64, no. 9, pp. 7532-7541, 2017.
- [8] A. Müfit, et. al., "Overview of recent grid codes for wind power integration", *OPTIM2010*, pp. 1152-1160, 2010.
- [9] V. Yaramasu, et. al. "High-power wind energy conversion systems: State-of-the-art and emerging technologies", *Proceedings of the IEEE*, vol. 103, no. 5, pp. 740-788, 2015.
- [10] J. Alcalá, V. Cárdenas, J. Espinoza, "Investigation on the limitation of the BTB-VSC converter to control the active and reactive power flow", *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 143, pp. 149-162, 2017.
- [11] S. Sang, N. Gao, R. Cai y R. Li, "A novel power-voltage control strategy for the grid-tied inverter to raise the rated power injection level in a weak grid", *IEEE J. Emerging Sel. Top. Power Electron.*, vol. 6, no. 1, pp. 219-232, 2017.
- [12] A. Samui y S. R. Samantaray, "New active islanding detection scheme for constant power and constant current controlled inverter-based distributed generation", *IET Gener. Transm. Distrib.*, vol. 7, no. 7, pp. 779-789, 2013.
- [13] J. Miret, A. Camacho, M. Castilla, L. G. de Vicuña y J. Matas, "Control scheme with voltage support capability for distributed generation inverters under voltage sags", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 11, pp. 5252-5262, 2011.
- [14] H. Geng, D. Xu, B. Wu y G. Yang, "Active islanding detection for inverter-based distributed generation systems with power control interface", *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 26, no. 4, pp. 1063-1072, 2011.
- [15] G. Hang, S. Sang y X. Cai, "Impedance analysis and stabilization control of the LCL type wind power inverter under weak conditions", *J. Renewable Sustainable Energy*, vol. 10, no. 3, p. 035301, 2018.
- [16] J. Xu, S. Xie y B. Zhang, "Stability analysis and improvement of the capacitor current active damping of the LCL filters in grid connected applications", *Journal of Power Electr.*, vol. 16, no. 4, pp. 1565-1577, 2016.
- [17] M. Liserre, F. Blaabjerg y S. Hansen, "Design and control of an LCL-filter-based three-phase active rectifier", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 41, no. 5, pp. 1281-1291, 2005.
- [18] J. Alcalá, "Estudio de convertidores Back-to-Back", *Universidad Autónoma de San Luis Potosí* 2009.
- [19] J. Hahn, T. Edison y T. F. Edgar, "A note on stability analysis using bode plots", *Chemical Engineering Education*, vol. 35, n° 3, pp. 208-211, 2001.
- [20] Mondal, Debasish, C. Abhijit y S. Aparajita, "Chapter 2: Fundamental Models of Synchronous Machine", de *Power system small signal stability analysis and control.*, Academic Press, 2014.