

CONTROL POR RETROALIMENTACIÓN DE TODOS LOS ESTADOS CON CORRECTOR INTEGRAL DE UN CONVERTIDOR TRIFÁSICO ELEVADOR DE FRENTE ACTIVO

*FEEDBACK CONTROL OF ALL STATES WITH
INTEGRAL CORRECTOR OF AN ACTIVE
FRONT-BOOSTING THREE-PHASE CONVERTER*

Fermín Hugo Ramírez Leyva

Universidad Tecnológica de la Mixteca, México
hugo@mixteco.utm.mx

Héctor Bonilla Barranco

Universidad Popular Autónoma del Estado de Puebla, México
hector.bonilla@upaep.edu.mx

Edgar Peralta Sánchez

Universidad Popular Autónoma del Estado de Puebla, México
edgar.peralta@upaep.mx

Felipe Santiago Espinosa

Universidad Tecnológica de la Mixteca, México
fsantiag@mixteco.utm.mx

Recepción: 13/noviembre/2024

Aceptación: 7/marzo/2025

Resumen

El rectificador de frente activo se utiliza como convertidor bidireccional que puede rectificar el voltaje trifásico y a su salida incrementa el voltaje, lo que permite quitar una etapa elevadora en la parte de corriente directa. Su modelo matemático es un sistema no lineal de múltiple entrada y salida, y es de tipo subactuado lo que impone retos importantes para el diseño de controladores. En este trabajo se estudia la forma en que se implementa un control de retroalimentación de todos los estados con corrector integral para controlar el voltaje y la corriente de salida del rectificador, se realiza la simulación en Matlab/Simulink con el fin de validar la viabilidad de este control y haciendo una búsqueda no se encontró reportado este control en la literatura especializada.

Palabras Clave: Control de retroalimentación de todos los estados MIMO, Rectificador activo, Sistemas MIMO.

Abstract

The active front rectifier is used as a bidirectional converter that can rectify the three-phase voltage and at its output it increases the voltage which allows decreasing a boost stage in the direct current part. Its mathematical model is a non-linear system with multiple input and output, and it is of the under-actuated type, which imposes important challenges for the design of controllers. In this work, the way in which an all-state feedback control with integral corrector is implemented to control the output voltage and current of the rectifier is studied. The simulation is carried out in Matlab/Simulink in order to validate the viability of this control and by doing a search this control was not found reported in the specialized literature.

Keywords: Active rectifier, All-state feedback control, MIMO systems.

1. Introducción

Los convertidores de fuente de voltaje (VSC) trifásicos se pueden comportar como convertidores de fuente de voltaje (VRS) o como inversores de fuente de voltaje (VSI) en función del sentido que tenga la transferencia de energía, por tanto, se trata de una estructura completamente bidireccional. Cuando están conectados a la red eléctrica y funcionan como circuitos regenerativos, reciben el nombre de convertidores PWM, convertidores activos, convertidores boost o convertidores de frente activo [Torres, 2009], [Çetin, 2009], [Chan, 2013].

Esta estructura tiene numerosas ventajas frente a los convertidores no controlados o controlados basados en diodos y tiristores [Chan, 2013]. Así los convertidores de frente activo están ganando cada vez más interés para aplicaciones de distribución y transmisión de energía eléctrica, de interfaz entre la red eléctrica y las máquinas de corriente alterna de alta potencia, debido al aumento en los requerimientos de reducción de armónicos de la corriente de línea, alta eficiencia, posibilidad de regeneración.

El rectificador activo trifásico modulado por ancho de pulso es muy utilizado para aplicaciones industriales, tales como variadores de velocidad, fuentes de voltaje de AC-DC ya que son capaces de suministrar potencia en ambas direcciones con un factor de potencia casi unitario con una onda de corriente sinusoidal y bajo contenido de armónicos [Abo, 2016].

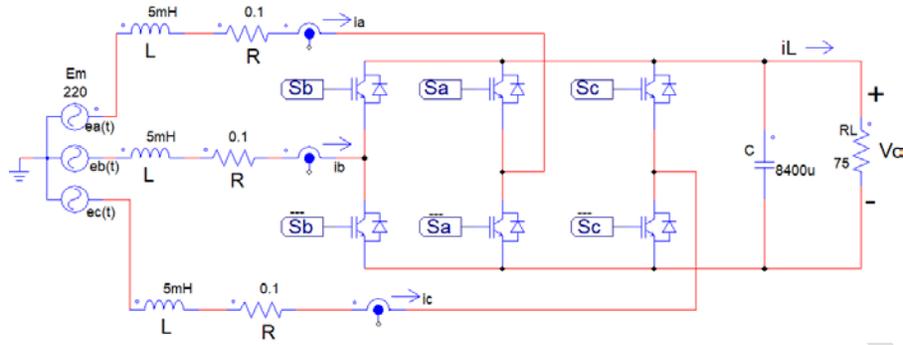
Los convertidores trifásicos de frente activo se pueden clasificar en dos topologías básicas, dependiendo del nivel de voltaje a la salida, que puede ser reductor o elevador. Si el voltaje de corriente directa (V_{cd}) a la salida es mayor que el valor pico de la tensión de línea V_m el convertidor se define como elevador. Si el voltaje es menor a V_m , es decir, su valor es inferior a $\sqrt{3/2} V_m$, entonces el convertidor se define como reductor.

Para conseguir el objetivo de control se pueden usar controles lineales y no lineales. Dentro de los lineales, uno de los más populares es el Control de Voltaje Orientado y que se usa extensamente en aplicaciones industriales [Thapa, 2020]. De los controles no lineales se han publicado, Linealización exacta [Tzann, 2003], modos deslizantes [Mahmood, 2024], pasividad [Komurcugil, 2020], lógica difusa y redes neuronales [Acikgoz, 2020], etc.

En este trabajo se muestra el diseño de un control por retro de todos los estados con corrector integral, partiendo del modelo linealizado del rectificador, para evitar picos de corriente al arranque se varía el punto de equilibrio de este hasta que llegue al valor deseado y después se conmuta al control. Se muestran resultados de simulación con Matlab/Simulink.

2. Métodos

El circuito rectificador ad/dc tipo fuente de voltaje PWM (Figura 1), consta de 3 transistores que son conmutados por las señales de control S_a , S_b y S_c , así como sus complementos. Se alimenta por toma trifásica e_a , e_b y e_c de un sistema de voltajes balanceados, la corriente que suministran son i_a , i_b e i_c , y están interconectados a través de la inductancia L y la resistencia R . En la salida del puente se tiene un capacitor C que está conectado a la resistencia de carga R_L . La corriente que circula a través de ella es i_L y el voltaje del capacitor v_0 [Tzann, 2003].



Fuente: elaboración propia

Figura 1 Diagrama esquemático del rectificador.

Para obtener su modelo matemático, y tener una representación compacta se agrupan cada término del sistema en forma vectorial, es decir el vector de voltajes, corrientes y de estado del interruptor, $\mathbf{e}(t) = [e_a, e_b, e_c]$, $\mathbf{i}(t) = [i_a, i_b, i_c]$, $\mathbf{s}(t) = [s_a, s_b, s_c]$, $i_L(t)$ es la corriente de carga, $v_o(t)$ el voltaje de salida, el modelo del convertidor se puede escribir como se muestra en la Ecuación 1.

$$L \frac{d}{dt} \mathbf{i}(t) + R \mathbf{i}(t) + \mathbf{s}(t) = \mathbf{e}(t) \quad (1)$$

El voltaje de salida del rectificador v_o esta dado por la Ecuación 2, el cual es función de las corrientes de cada rama, el estado de los interruptores y la corriente de la resistencia de carga i_L .

$$C \frac{dv_o}{dt} = s_a i_a + s_b i_b + s_c i_c - i_L \quad (2)$$

El modelo descrito por las Ecuaciones 1 y 2 es muy complicado de analizar en el dominio del tiempo, ya que los voltajes y corrientes son sinusoidales, por lo cual, si estas variables se cambian a un marco de referencia rotatorio, en fase con el voltaje de línea, se tiene una representación cuasi estática, la cual es más fácil de estudiar. Las transformaciones que realizan esto son la transformada de Clarke y Park, las cuales hacen que el sistema se pase de un sistema sinusoidal en tiempo, a un espacio dq en el cual son valores constantes. En la Ecuación 3 se muestra la combinación de ambas transformadas, con la cual se pasa cualquier función del dominio del tiempo al espacio dq . Donde $\mathbf{f}(t)$ es la función vectorial en el dominio del tiempo y \mathbf{F}_{dq} la función resultante al aplicarla la transformada de Clarke y Park

a la función del dominio del tiempo. Para este caso las funciones vectoriales son $e(t)$, $i(t)$ y $s(t)$, la variable ω corresponde a la frecuencia de la línea, que en este caso es de 120π rad/s y t es el tiempo. Al aplicarlo a un sistema trifásico balanceado $f(t)$ de tres componentes, se transforma en $F_{dq} = [F_d \ F_q]^T$, que solo tiene dos componentes.

$$F_{dq} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right) & \cos\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi\right) \\ \sin(\omega t) & \sin\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right) & \sin\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi\right) \\ 0.5 & 0.5 & 0.5 \end{bmatrix} f(t) \quad (3)$$

Al emplear la transformación de la Ecuación 3, a cada término de las Ecuaciones 1 y 2, el modelo en el marco de referencia dq queda como muestra la Ecuación 4.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ v_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L}i_d - \omega i_q - \frac{1}{2L}v_0u_d + \frac{V_d}{L} \\ \omega i_d - \frac{R}{L}i_q - \frac{1}{2L}v_0u_q + \frac{V_q}{L} \\ \frac{3}{4C}(i_du_d + i_qu_q) - \frac{1}{C}i_L \end{bmatrix} \quad (4)$$

Donde i_d e i_q son las corrientes, V_d y V_q la transformación del voltaje de línea, u_d y u_q la transformación del voltaje en el rectificador en el marco de referencia dq, ω es la frecuencia angular del voltaje de línea. Los voltajes u_d y u_q se consigue al conmutar los transistores del puente y son el voltaje de entrada hacia el capacitor y la carga. Como se puede ver el modelo matemático del rectificador activo es un sistema de múltiple entrada y múltiple salida (MIMO) de tres salidas y dos entradas, por lo cual es un sistema subactuado, para poder hacer el control de retroalimentación de todos los estados se requiere encontrar el punto de equilibrio, hacer una linealización alrededor de él y demostrar que es controlable y observable. El modelo no lineal del convertidor se representar en forma general como se muestra en las Ecuaciones 5 y 6, en donde los estados son $x = [i_d, i_q, v_0]^T$, las entradas de control $u = [u_d, u_q]^T$, la función $f(x, u) \in \mathbb{R}^3$, la salida del sistema $h(x)$, en este caso es lineal y es el voltaje de salida del rectificador v_0 .

$$\dot{x} = f(x, u) \quad (5)$$

$$y = h(x) \quad (6)$$

El punto de equilibrio (PE), se representa como x^* , se obtiene cuando las derivadas de los estados son cero, es decir $\dot{x} = \mathbf{0}$, las cuales son las condiciones alrededor del cual se espera que opere el sistema. El rectificador al ser un sistema balanceado los voltajes de línea $e(t)$, al pasarlos a dq son constantes, por lo que su valor es $V_d = E_m$ y $V_q = 0$, donde E_m es el valor de pico del voltaje de fase con respecto al neutro. Las corrientes, voltajes de entrada y de salida en el PE son: $i_d = I_d^*$, $i_q = I_q^*$, $u_d = U_d^*$, $u_q = U_q^*$ y $v_0 = V_r$. Para que el factor de potencia (FP) sea unitario se requiere que $I_q^* = 0$. Aplicando estas condiciones a la Ecuación 4 el PE se obtiene de la Ecuación 7. Manipulando las ecuaciones se puede demostrar que las condiciones para el PE están en las Ecuaciones 8, 9 y 10. Si el sistema es estable, de forma natural llega al PE, en caso contrario nunca lo alcanza. Con simulaciones se puede ver si el modelo alcanza o no el PE.

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L}I_d^* - \frac{1}{2L}V_rU_d^* + \frac{E_m}{L} \\ \omega I_d^* - \frac{1}{2L}V_rU_q^* \\ \frac{3}{4C}I_d^*U_d^* - \frac{1}{C}I_L^* \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$I_d^* = \frac{1}{2} = \left[\frac{E_m}{R} \pm \sqrt{\left(\frac{E_m}{R}\right)^2 - \frac{8V_rI_L^*}{3R}} \right] \quad (8)$$

$$U_d^* = \frac{2}{V_r} \left(RI_d^* - \frac{E_m}{L} \right) \quad (9)$$

$$U_q^* = \frac{2L\omega I_d^*}{V_r} \quad (10)$$

El modelo linealizado del convertidor es el modelo de pequeña señal del sistema, de forma parecida a lo que se utiliza para encontrar las ganancias de los amplificadores con transistores, que físicamente se obtiene de restar la salida de cada estado del sistema a su correspondiente valor de equilibrio. Por lo que el modelo linealizado se puede escribir como se muestra en las Ecuaciones 11 y 12.

$$\dot{x}_\delta = Ax_\delta + Bu_\delta \quad (11)$$

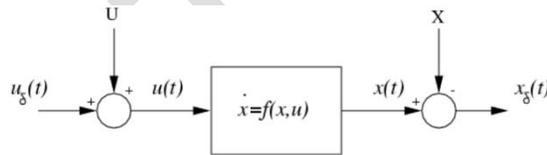
$$y_\delta = Cx_\delta \quad (12)$$

Donde, para el rectificador, $x_\delta \in \mathbb{R}^3$ son los estados, $A \in \mathbb{R}^{3 \times 3}$, $B \in \mathbb{R}^{3 \times 2}$ y $C \in \mathbb{R}^{1 \times 3}$ son las matrices del modelo linealizado, $u_\delta \in \mathbb{R}^2$ es el vector de entradas, y_δ es salida del sistema. La notación que se va a utilizar para cada una de estas funciones son: $x_\delta = [i_{d\delta}, i_{q\delta}, v_{0\delta}]^T$, $u_\delta = [u_{d\delta}, u_{q\delta}]^T$ y $y_\delta = v_{0\delta}$. Estas variables se obtienen de restar los estados de ésta a las condiciones del PE, es decir $x_\delta = x - x^*$ y $u_\delta = u - U^*$, las cuales se muestran en las Ecuaciones 13 y 14.

$$x_\delta = \begin{bmatrix} i_{d\delta} \\ i_{q\delta} \\ v_{0\delta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_d - I_d^* \\ i_q - I_q^* \\ v_0 - V_r \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$u_\delta = \begin{bmatrix} u_{d\delta} \\ u_{q\delta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_d - U_d^* \\ u_q - U_q^* \end{bmatrix} \quad (14)$$

En forma gráfica el sistema linealizado se puede ver como se muestra en la Figura 2, para obtener el comportamiento lineal a la entrada se le suma los valores del PE y a la salida se le restan los valores del PE.



Fuente: elaboración propia

Figura 2 Representación del modelo linealizado.

Las matrices del modelo linealizado se obtienen con el Jacobiano de la función no lineal, y se evalúan en el PE. Para poder realizar esas operaciones el modelo no lineal de la Ecuación 4 se divide en un vector de tres funciones no lineales, que depende de los estados y las entradas, como se muestra en la Ecuación 15 [Vásquez, 2013].

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} f_1(x, u) \\ f_2(x, u) \\ f_3(x, u) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L}i_d - \omega i_q - \frac{1}{2L}v_0u_d + \frac{V_d}{L} \\ \omega i_d - \frac{R}{L}i_q - \frac{1}{2L}v_0u_q + \frac{V_q}{L} \\ \frac{3}{4C}(i_du_d + i_qu_q) - \frac{1}{C}i_L \end{bmatrix} \quad (15)$$

La Ecuación 16 muestra el valor de la matriz A , la Ecuación 17 la matriz B y el vector C se muestra en la Ecuación 18. Como se puede ver tiene valores constantes y son función del PE. El modelo linealizado del rectificador queda como se muestra en las Ecuaciones 19 y 20.

$$A = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial i_d} & \frac{\partial f_1}{\partial i_q} & \frac{\partial f_1}{\partial v_0} \\ \frac{\partial f_2}{\partial i_d} & \frac{\partial f_2}{\partial i_q} & \frac{\partial f_2}{\partial v_0} \\ \frac{\partial f_3}{\partial i_d} & \frac{\partial f_3}{\partial i_q} & \frac{\partial f_3}{\partial v_0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & -\omega & -\frac{U_d^*}{2L} \\ \omega & -\frac{R}{L} & -\frac{U_q^*}{2L} \\ \frac{3U_d^*}{4C} & \frac{3U_q^*}{4C} & 0 \end{bmatrix} \quad (16)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial u_1} & \frac{\partial f_1}{\partial u_2} \\ \frac{\partial f_2}{\partial u_1} & \frac{\partial f_2}{\partial u_2} \\ \frac{\partial f_3}{\partial u_1} & \frac{\partial f_3}{\partial u_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{V_r}{2L} & 0 \\ 0 & -\frac{V_r}{2L} \\ \frac{3I_d^*}{4C} & \frac{3I_q^*}{4C} \end{bmatrix} \quad (17)$$

$$C = [0 \quad 0 \quad 1] \quad (18)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{d}{dt} i_{d\delta} \\ \frac{d}{dt} i_{q\delta} \\ \frac{d}{dt} v_{0\delta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & -\omega & -\frac{U_d^*}{2L} \\ \omega & -\frac{R}{L} & -\frac{U_q^*}{2L} \\ \frac{3U_d^*}{4C} & \frac{3U_q^*}{4C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d\delta} \\ i_{q\delta} \\ v_{0\delta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{V_r}{2L} & 0 \\ 0 & -\frac{V_r}{2L} \\ \frac{3I_d^*}{4C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{d\delta} \\ u_{q\delta} \end{bmatrix} \quad (19)$$

$$v_{0\delta} = [0 \quad 0 \quad 1] \begin{bmatrix} i_{d\delta} \\ i_{q\delta} \\ v_{0\delta} \end{bmatrix} \quad (20)$$

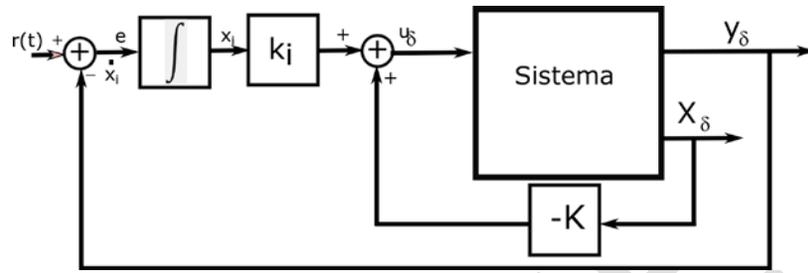
Diseño del control por retro de todos los estados

Una vez que se tiene el modelo linealizado del rectificador, hay que verificar que es controlable, para validar que se puede realizar este control. Esta propiedad se obtiene de la matriz de controlabilidad $C_M \in \mathbb{R}^{3 \times 6}$ dada por la Ecuación 21, si su rango es 3 implica que el sistema es controlable.

$$C_M = [B, AB, A^2B] \quad (21)$$

El control de retro de todos los estados se puede ver como un tipo de control proporcional, por lo cual es necesario aplicar una acción que compensé al sistema,

a esto se le llama controlador de retroalimentación de todos los estados con corrector integral. En la Figura 3 se muestra el diagrama a bloques del control, la señal de control u_δ es función de los estados x_δ multiplicados por una ganancia negativa K , y el que corrige las variaciones de la salida con respecto a la referencia deseada es la acción integral del error que se multiplica por la ganancia K_i .



Fuente: elaboración propia

Figura 3 Diagrama del control de retro de todos los estados con corrector integral.

De la Figura 3 se observa que la señal de control u_δ depende de los estados y del error e , que es la diferencia de la referencia deseada y la salida del sistema $e = r - y_\delta$, la matriz de ganancias $K \in \mathbb{R}^{2 \times 3}$ del control de retro de todos los estados, la matriz de ganancias integrales $K_i \in \mathbb{R}^2$ y los estados x_δ , Ecuación 22.

$$u_\delta = -Kx_\delta + K_i x_i \quad (22)$$

Con estas consideraciones el sistema en lazo cerrado se escribir como se muestra en la Ecuación 23.

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_\delta \\ \dot{x}_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & \mathbf{0}_{3 \times 1} \\ -C & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\delta \\ x_i \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B \\ \mathbf{0}_{2 \times 1} \end{bmatrix} u_\delta + \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{3 \times 1} \\ 1 \end{bmatrix} r \quad (23)$$

Sustituyendo el valor de u_δ de la Ecuación 22 en la Ecuación 23, se obtienen las Ecuaciones de lazo cerrado 24 y 25, que están en función de las matrices de ganancias y de las matrices y vectores del sistema.

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_\delta \\ \dot{x}_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (A - BK) & Bk_i \\ -C & \mathbf{0}_{3 \times 1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\delta \\ x_i \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{3 \times 1} \\ 1 \end{bmatrix} r \quad (24)$$

$$y = Cx_\delta \quad (25)$$

Como es un sistema MIMO las ganancias K y k_i son matrices, y sus valores se muestran en las Ecuaciones 26 y 27 respectivamente.

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} k_{11} & k_{12} & k_{13} \\ k_{21} & k_{22} & k_{23} \end{bmatrix} \quad (26)$$

$$\mathbf{k}_i = \begin{bmatrix} k_{14} \\ k_{24} \end{bmatrix} \quad (27)$$

Con estos valores de ganancias la señal de control se construye como se muestra en la Ecuación 28.

$$\mathbf{u}_\delta = \begin{bmatrix} u_{d\delta} \\ u_{q\delta} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} k_{11} & k_{12} & k_{13} \\ k_{21} & k_{22} & k_{23} \end{bmatrix} \mathbf{x}_\delta - \begin{bmatrix} k_{14} \\ k_{24} \end{bmatrix} x_i \quad (28)$$

La estabilidad del sistema se encuentra en los eigenvalores de la matriz que multiplica a los estados en la Ecuación 24. Los eigenvalores son las raíces del polinomio característico, para el rectificador es de 4° orden. Para sintonizarlo se propone un polinomio, del mismo orden, que tenga raíces negativas, el polinomio que cumple con estos requerimientos se muestra en la Ecuación 29, que solo tiene dos parámetros de ajuste, la constante de amortiguamiento ζ , que debe ser mayor a 0.7071 y ω_n que es positiva y determina el tiempo de respuesta en lazo cerrado.

$$P(s) = (s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2)^2 \quad (29)$$

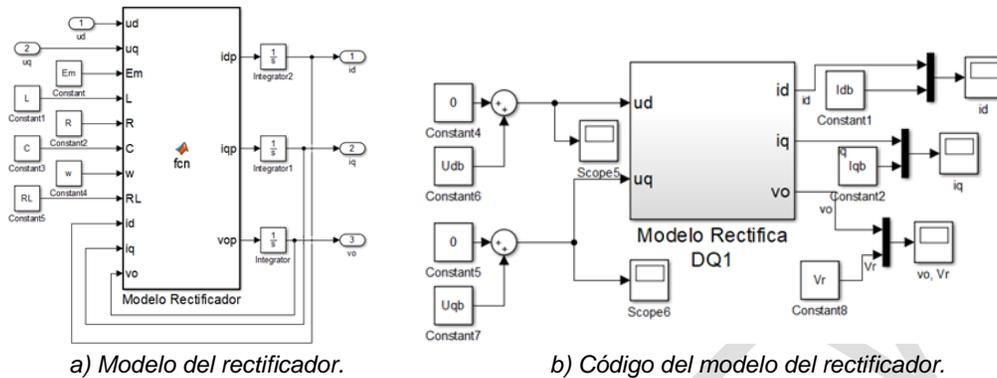
3. Resultados

Se va a usar el rectificador con los siguientes valores: $E_m = 220 \text{ V}$, $V_r = 600 \text{ V}$, $L = 5 \text{ mH}$, $R = 0.1 \Omega$, $R_L = 75 \Omega$, $C = 8400 \mu\text{F}$, $f = 60 \text{ Hz}$ y $\omega = 376.99 \text{ rad/s}$. Al sustituirlos en las Ecuaciones 8, 9 y 10 se obtiene el punto de equilibrio de $I_d^* = 14.643 \text{ A}$, $I_q^* = 0$, $I_L = 8 \text{ A}$, $U_d^* = 0.7285$ y $U_q^* = 0.092$.

Para simular el rectificador se editó el modelo del rectificador en Matlab/Simulink descrito por la Ecuación 4. En Matlab/Simulink las ecuaciones diferenciales se puede programar usando bloques o funciones, en este caso se utiliza una función por ser más compacta y fácil de entender que la otra.

En la Figura 4a se muestra el modelo del convertidor, que está dentro de un subsistema, en donde a las entradas se tienen los parámetros del sistema, las entradas y los estados, la salida del bloque son las derivadas que se hacen pasar por un integrador y se obtiene la variable de estado que se retroalimenta al bloque de la función. En la Figura 4b se muestra el modelo de Simulink que hace uso del

modelo del convertidor, el cual se llama Modelo Rectifica DQ1, y a sus entradas tiene las condiciones del punto de equilibrio.



Fuente: elaboración propia

Figura 4 Modelo del rectificador activo.

En la Tabla 1 se muestra el código de la función que realiza el modelo del convertidor activo, se usa la propiedad de Simulink de poder incluir y ejecutar código de Matlab en mediante el bloque MATLAB function.

Tabla 1 Código de Simulink del modelo del rectificador activo.

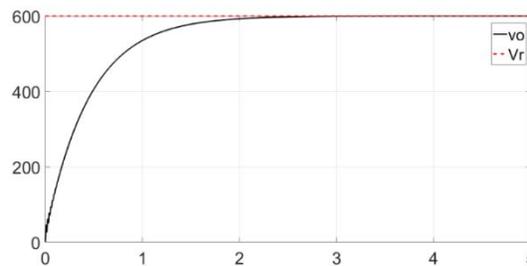
```
function [idp,iqp,vop] = fcn(ud,uq,Em,L,R,C,w,RL,id,iq,vo)
iL=vo/RL;
idp=-(R/L)*id-w*iq-(1/(2*L))*vo*ud+Em/L;
iqp=w*d-(R/L)*iq-(1/(2*L))*vo*uq;
vop=(3/(4*C))*(id*ud+iq*uq)-iL/C;
```

Fuente: elaboración propia

Una vez que se tiene el modelo del rectificador, para valida su funcionalidad se aplican las condiciones del PE, si el sistema es estable las corrientes y el voltaje de salida tiene a estos valores. En la Figura 5 se muestra la respuesta en lazo abierto del voltaje de salida del rectificado, el cual inicia en 0 V y termina en de 599.96 V, con un tiempo de subida de 1 s. Las corrientes en i_d e i_q alcanzan picos de 111 A en 4 ms y 206 A en 8 ms. Después de 2 s alcanza el valor de equilibrio, que es de 22.967 A y 0 A para i_d e i_q respectivamente.

Con la simulación a lazo abierto se observa que el PE es estable. Para demostrarlo matemáticamente se hace con el valor de los eigenvalores de la matriz A del modelo

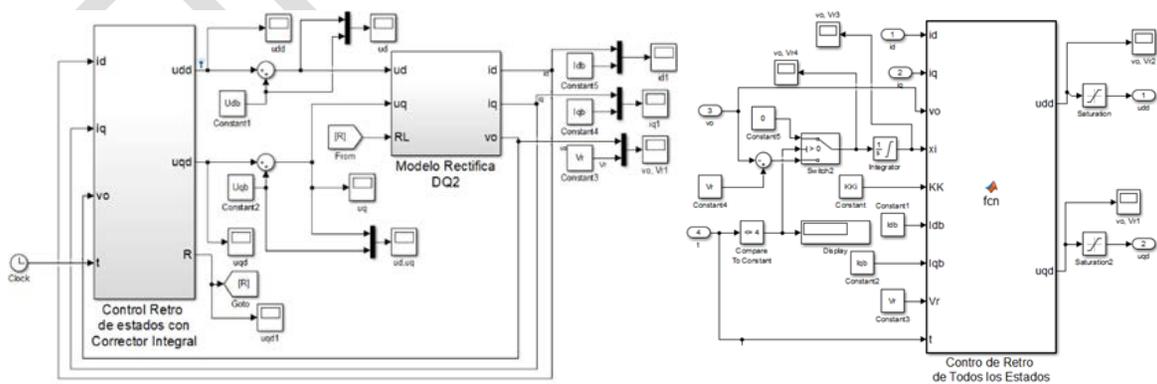
linealizado. Usando el comando $eig()$ de Matlab, se tiene que estos son: $-19.67 + j383.3$, $-19.67 + j383.3$ y -0.0065 , que tiene parte real negativa, lo que implica que el modelo linealizado es estable. La matriz de controlabilidad $C_M \in \mathbb{R}^{3 \times 6}$ no tiene determinante, y la submatriz simétrica con determinante diferente de cero es de 3×3 , lo que implica que su rango es 3 y por lo tanto controlable, esta propiedad se calcula con el comando $rank()$ de Matlab.



Fuente: elaboración propia

Figura 5 Respuesta del rectificador activo a lazo abierto.

Para probar el control de retro de todos los estados en Matlab/Simulink se editó el modelo como se muestra en la Figura 6a en donde se muestra los subsistemas del controlador y el rectificador, así como los de suma al que se conectan el valor del PE y la salida del controlador. En la Figura 6b se muestra el modelo dentro del subsistema del controlador, que al final se conectan a un bloque de MATLAB function, que es el que realiza el control de retro de todos los estados y cuyo código se muestra en la Tabla 2.



a) Modelo del rectificador y controlador.

b) Subsistema del control de retro de todos los estados.

Fuente: elaboración propia

Figura 6 Respuesta del rectificador activo a lazo abierto.

Tabla 2 Código de Simulink del modelo del rectificador activo.

```
function [udd,uqd] = fcn(id,iq,vo,xi,KK,ldb, lqb, Vr,t)
idd=id-ldb;
iqd=iq-lqb;
vod=vo-Vr;
if t<4
    idd=0;
    iqd=0;
    vod=0;
end
tempd=KK(1,4)*xi;
tempq=KK(2,4)*xi;
udd=(KK(1,1)*idd+KK(1,2)*iqd+KK(1,3)*vod+tempd);
uqd=(KK(2,1)*idd+KK(2,2)*iqd+KK(2,3)*vod+tempq);
```

Fuente: elaboración propia

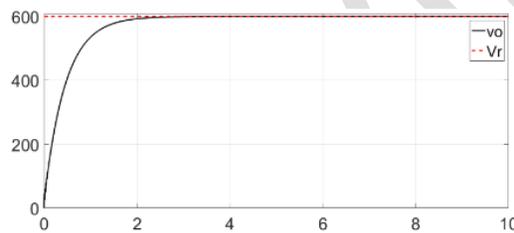
La parte integral del control se lleva a cabo con un integrador, de forma externa, y las salidas del control se hacen pasar por bloques de saturación para limitar el efecto del controlador. Las ganancias del control se le pasan con una matriz de 2x4 y es la que se obtiene del comando *place()*, y en el bloque de función están marcadas como KK.

La sintonización de las ganancias del control de retro de todos los estados del rectificador activo es muy complicada de realizar de forma manual. Con el comando *place()* del Toolbox de Matlab esta tarea es muy fácil de hacer. Para usarlo se usan los términos de la Ecuación 23 y los polos de la Ecuación 29, se propone un valor de ω_n y ζ , se sustituye en el polinomio característico de la Ecuación 29, con el comando *roots()* de Matlab. Cuando se usa el comando *place()* con estos valores genera una matriz de 2x4, de la que se obtiene las ganancias de las Ecuaciones 26 y 27.

De forma heurística se probaron diferentes valores de ω_n y ζ , los que dieron mejores resultados fueron con $\omega_n = 2$ y $\zeta = 0.9$, que da ganancias de: $k_{11} = 0.056$, $k_{12} = 0.0062$, $k_{13} = 0.0026$, $k_{21} = -0.0063$, $k_{22} = 0.0$ y $k_{23} = 0.0001$; para \mathbf{k}_i : $k_{14} = -0.003$ y $k_{24} = 0.00$.

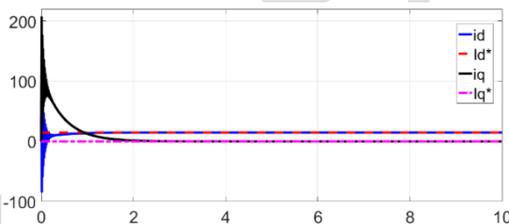
Se probó el control de la Figura 6, pero si esta inicia con condiciones iniciales de 0, es decir 0 V en el voltaje de salida y las corrientes, el controlador no es capaz de regular el voltaje. A partir de un valor inicial de 100 V consigue alcanzar el voltaje de salida deseado, sin embargo, no cumple con el objetivo de que la corriente $i_q = 0$ A

en estado estable. Por lo cual se estuvieron probando varias condiciones para que del tiempo 0 s hasta 5 s se pasaba de control de lazo abierto a cerrado y se conseguía los valores deseados. Se observó que, a partir de 4 s, en lazo cerrado, conseguía regular el voltaje deseado y la corriente en i_q deseada. En la Figura 7 se muestra la respuesta del sistema, de 0 s a 4 s el control es a lazo abierto y a los 4 s se activa el controlador, y se observa que mantiene al rectificador en los valores deseados. Como se puede ver tiene la misma respuesta que la obtenida en la Figura 4, ya que prácticamente es la respuesta en lazo abierto. En la Figura 8 se muestra la respuesta de las corrientes y voltajes de equilibrio y las del sistema. Prácticamente es la respuesta en lazo abierto ya que a los 4 s entra el control y como ya se encuentre en el PE se mantiene funcionando ahí.

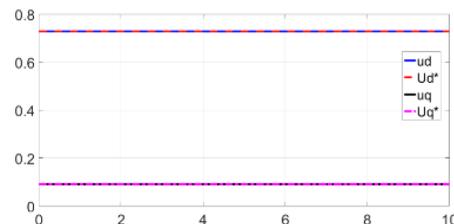


Fuente: elaboración propia

Figura 7 Respuesta del control por retro de estados.



a) Corriente en d y q.



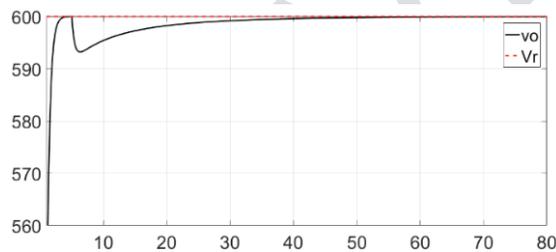
b) Voltaje en d y q.

Fuente: elaboración propia

Figura 8 Respuesta del control por retro de estados.

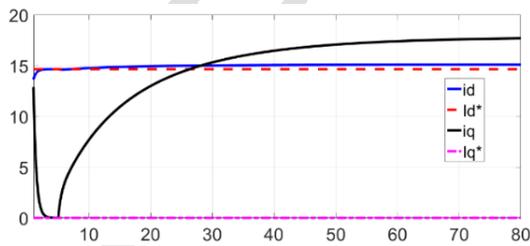
Para validar la robustez del controlador se hace un cambio de la resistencia de carga manteniendo los voltajes del PE con la resistencia de carga de 75Ω . La resistencia cambia a 73.5Ω (un cambio del 2%), lo que provoca que la corriente de carga cambie de 8 A a 8.163 A. Si el cambio de corriente es más grande ya no consigue regular el voltaje de salida. De 0 s a 4 s el control es a lazo abierto, de 4 s a 5 s entre

en operación el controlador, de 5 s en adelante se cambia la resistencia de carga. En la Figura 9 se muestra la respuesta del voltaje de salida. Como se puede ver a partir de 5 s decae el voltaje y posteriormente de forma asintótica va alcanzando el valor deseado. A partir de 50 s el voltaje de salida prácticamente es el mismo. Para observar mejor la respuesta se hizo un zoom a partir de 1 s. En la Figura 10 se muestra la respuesta de i_d , i_q , u_d y u_q y los valores del PE. Como se puede ver entre 4 s y 5 s todos los valores están en el PE. Cuando ocurre el cambio de resistencia de carga, i_d aumenta de 14.643 A a 15.05 A, la que sube mucho es la corriente i_q , pasando de 0 A a 17.68 A, lo que hace que se deteriore el factor de potencia. El voltaje de control u_d pasa de 0.7285 V a 0.6172 V, para u_q pasa de 0.092 a 0.0888 V. Posteriormente si se regresa la resistencia de carga al nominal, las condiciones regresan al PE.

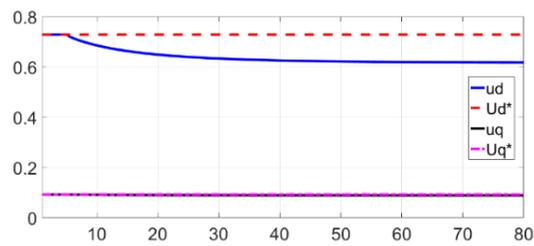


Fuente: elaboración propia

Figura 9 Respuesta del voltaje de salida con cambio a la resistencia de carga.



a) Corrientes.



b) Voltajes de control.

Fuente: elaboración propia

Figura 10 Corrientes y voltajes de control del convertidor.

4. Discusión

En las secciones anteriores se mostró el modelo dinámico del convertidor de frente activo, el diseño del control por retroalimentación de todos los estados y la

comprobación, con simulaciones en Matlab/Simulink de la respuesta de este control lineal aplicado un sistema no lineal de tipo MIMO subactuado.

No hay forma de saber, a priori de la región en la cual el controlador es capaz de controlar al sistema. Con lo realizado se pudo ver que realmente es muy poco el margen de acción que tiene este controlador, no mayor al 2% de variaciones de resistencia de carga, si hay cambios muy bruscos el control no es capaz de regular el voltaje en las condiciones deseadas. Se observó que, al bajar la velocidad de respuesta del control, mediante polos de lazo cerrado de menor valor al usado, se puede ampliar el rango de variación de resistencia de carga.

Para que el control regule el voltaje de salida, es necesario que éste empiece a funcionar cerca del PE, ya que si está muy retirado no logra llegar al valor de PE. Se probó que cuando se utilizan polos de lazo cerrado de mayor valor, si logra que el voltaje de salida llegara al valor del PE, pero esto degrada el FP, debido a que la corriente en i_q se aleja mucho de cero, que es el valor que garantiza que sea unitario.

Se observó que, sin control, manteniendo las señales de control del PE, el sistema funciona adecuadamente, por lo cual sería conveniente de averiguar la forma en que se pueda modificar el sistema para trabaja más en estas condiciones.

5. Conclusiones

En este trabajo se mostró la forma de realizar el control por retroalimentación de todos los estados del rectificador de frente activo y se comprobó su respuesta con simulaciones en Matlab/Simulink, validando que mantiene al sistema cuando este se encuentra en el punto de equilibrio y ante cambios en las condiciones de operación, como fue un cambio en la resistencia de carga y regresando este al valor nominal. Sin embargo, el margen de operación de este control es muy limitado, ya que si hay cambios en las condiciones de operación no puede compensarlas o si lo logra deteriora el factor de potencia, haciendo que el rectificador sea ineficiente. Haciendo una búsqueda en internet no se encontró que este control haya sido reportado previamente, por lo que el objetivo de este trabajo fue el validar los conceptos teóricos de la metodología de diseño de este tipo de controles aplicado

al rectificador de frente activo y su validación con simulaciones en Matlab/Simulink, que es la principal aportación del trabajo mostrado en este artículo.

La principal ventaja del control aplicado al rectificador activo es que matemáticamente está muy bien fundamentado y con el toolbox de control de Matlab es fácil de realizarlo. Sin embargo, a pesar de estas ventajas del diseño y sus fundamentos, se encontró que no es robusto para realizar el control de este sistema, ya que se tienen variaciones muy grandes de la resistencia de carga o el voltaje deseado no logra compensarlas. La razón por lo que ocurre esto es debido a que el modelo linealizado funciona bien en una región muy pequeña, si se aleja de ella el control no es capaz de hacer que se mantenga en ella. Por lo cual el principal mérito de este trabajo fue verificar que no alcanza las prestaciones que se tienen con otro tipo de controles, como es el más usado que es el rectificador de frente activo que usa controladores PI.

Como trabajo futuro se va a trabajar en la implementación de este control en un simulador eléctrico como PSIM, que no trabaja con el modelo matemático sino con un modelo eléctrico, el control se simula ejecutándose en un procesador digital de señales, con lo que se incluyen los problemas de velocidad de respuesta y que se disminuye el rango dinámico de los datos. También se trabajará en la realización del control en un emulador de Hardware in The Loop en tiempo real y en el sistema real.

6. Bibliografía y Referencias

- [1] Abo, K. A. G., & Abdul, B. M. Multivariable State Feedback Control of Three-Phase Voltage Source-PWM Current Regulator; *Middle-East Journal of Scientific Research* 24 (3), 2016.
- [2] Acikgoz, H., Yildiz, C., Coteli, R., & Dandil, B. DC-link voltage control of three-phase PWM rectifier by using artificial bee colony based type-2 fuzzy neural network, *Microprocessors and Microsystems*, Elsevier, 78(103250), 2020.
- [3] Chan, P. F., Escobedo, H. I., Enrique, Smith, M. A. E., Torres, M. E., Sánchez, H. V. M., Toral, C. H., & Acosta, O. R. Diseño y Evaluación de la Confiabilidad de un Convertidor de Potencia para un Sistema de Generación de Energía

- Basado en Celdas de Combustible, *Revista de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Computación*, 11(1), 2013.
- [4] Çetin, A. & Ermis, M. VSC-based D-STATCOM with selective harmonic elimination, *Industry Applications, IEEE Transactions*, 2009.
- [5] Komurcugil, H., & Bayhan, S. Passivity-based control strategy for single-phase three-level T-type PWM rectifiers, *IEEE 29th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), IEEE*, 2020.
- [6] Mahmood, O. T., Hasan, W. Z. W., Ishmael, L. I. B., Haru, H. R. B., Azis, N. B., & Norsahperi, M. H. B. Sliding Mode Controller Optimization-Based Three-Phase Rectifier–Review Study. *IEEE Access*, 2024.
- [7] Thapa, A. & Chinthavali, M. S. Dynamic Model of Active Front-End Converters with 2DOF-PI Controllers for DC Bus Voltage Control, *IEEE 21st Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, 2020.
- [8] Torres, P. C. A., Restrepo, P. C., & Alzate, G. A. Consideraciones de Diseño Estático y Dinámico para Convertidores CC-CC, *Scientia et Technica, Universidad Tecnológica de Pereira*, 15(42), 2009.
- [9] Tzann, S. L. Input-output linearization and zero-dynamics control of three-phase AC/DC voltage-source converters, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 18(1), 2003.
- [10] Vásquez, S. J. J., Márquez, C. R. J., Yescas, M. E., Linares, F. J., Ochoa, Bravo R., & Espinosa, T. M. Design and Modeling of Integral Control State-feedback Controller for PMSM. *15th International Conference on Electrical Engineering, Computing Science and Automatic Control (CCE)*, 2018.