

Modelado y control de un convertidor NPC de tres niveles como rectificador activo con función de filtro activo de corriente.

Juan I. Rodríguez* Homero Miranda* César F. F. Méndez*
V. Cárdenas* F. Pazos*

* Universidad Autónoma de San Luis Potosí, SLP, México
(e-mail: jignacio@alumnos.uaslp.edu.mx ; hmirandav@uaslp.mx ;
fernando.barrios@uaslp.mx; vcardena@uaslp.mx ; fpazos@uaslp.mx).

Resumen. En este artículo se presenta el modelado de un convertidor multinivel de diodo de enclavamiento (NPC) como rectificador de frente activo (AFE) empleado adicionalmente como filtro activo para compensar las corrientes armónicas y potencia reactiva generadas al conectar una carga no lineal en paralelo. Se propone un esquema de linealización del sistema por retroalimentación de estados y un control lineal empleando controladores PI y PID, obtenido en el marco de referencia $dq\theta$. Este esquema asegura que el nivel de tensión en cd se mantiene constante reduciendo el desbalance de tensión entre los condensadores; además, al conectar y desconectar una carga no lineal en paralelo al sistema, el mismo esquema controla su función adicional como filtro activo de potencia manteniendo un factor de potencia cercano a la unidad y una baja distorsión armónica.

Palabras clave: Filtro activo, rectificador, potencia reactiva, linealización, estabilidad.

1. INTRODUCCIÓN

Los rectificadores de frente activo (AFE) han encontrado cada vez más aplicaciones en la industria debido a las ventajas que presentan comparados con los rectificadores basados en puente de diodos. Los AFE's permiten obtener corrientes sinusoidales con baja distorsión armónica al tiempo que proveen una tensión rectificada. Estos convertidores pueden ser utilizados como filtros activos de potencia al conectarse en paralelo a una carga no lineal, generando las corrientes armónicas necesarias para disminuir la contaminación en la red eléctrica. Los filtros activos implementados con inversores de dos niveles de tensión han sido ampliamente estudiados, pero debido a la capacidad de potencia de los semiconductores, están limitados a aplicaciones de media potencia. En años recientes, se ha incrementado el interés en el uso de convertidores multinivel los cuales pueden conectarse a fuentes de alto voltaje sin la necesidad de un transformador de acoplamiento, haciéndolos adecuados para su uso en aplicaciones de alta potencia y alta tensión. Existen varias topologías disponibles; entre estas, el convertidor trifásico NPC es uno de los más usados a pesar de la dificultad que presenta para el balanceo de tensión en el punto neutro [Rodríguez et al. (2009)].

En [Maheshwari et al. (2011)] se propone un control dedicado a reducir la tensión en el punto neutro de un convertidor NPC; en [Marchesoni et al. (2005)] se emplea un control que compensa las fluctuaciones de tensión en el bus de cd de un rectificador activo NPC al tiempo que reduce el desbalance de tensión. Por otra parte, en [Aburto et al. (1997)] se analiza la operación de este convertidor como filtro activo; y en [Miranda et al. (2008)] se realiza el

modelado y diseño de control basado en pasividad para el convertidor NPC como filtro activo de potencia a 4 hilos; de manera similar, en [Gutierrez and Duran-Gomez (2006)], [Lin and Yang (2004)], y [Okou and Gauthier (2010)] se diseñan diferentes esquemas de control para la función de filtro activo del convertidor, manteniendo el balance en la tensión de los condensadores. La mayoría de estos trabajos, aunque con diferentes esquemas, se enfocan en la operación del convertidor como filtro activo o en el balanceo de la tensión de los condensadores. En [Ning et al. (2012)] se presenta un control DPC para un convertidor NPC operando como rectificador, obteniendo en simulación una THD de 2,48%. En este artículo se ha obtenido un modelo matemático en el marco de referencia $dq\theta$ el cual aísla las variables relacionadas con el desbalance, facilitando la obtención de un control para reducirlo directamente mientras un segundo control mantiene la operación del convertidor como rectificador a la par que funciona como filtro activo, garantizando en todo momento un factor de potencia cercano a la unidad y reduciendo en lo posible la distorsión armónica.

El contenido de este trabajo está organizado de la siguiente forma: en la sección 2 se obtiene un modelo dinámico del sistema el cual es llevado al marco de referencia $dq\theta$ con el que habrá de diseñarse el esquema de control; en la sección 3 se lleva a cabo un análisis de las regiones de operación del sistema, los niveles alcanzables de potencia y otras restricciones que limitan al sistema en la práctica; la sección 4 se dedica al análisis de la dinámica cero del sistema y el diseño de un esquema de linealización y control para los objetivos propuestos. Para confirmar la validez del diseño presentado, en la sección 5 se muestran los resultados de simulación obtenidos utilizando el software

PSIM. Finalmente las conclusiones están dadas en la sección 6.

2. MODELADO MATEMÁTICO.

La figura 1 representa el esquema eléctrico del convertidor NPC trifásico como rectificador activo.

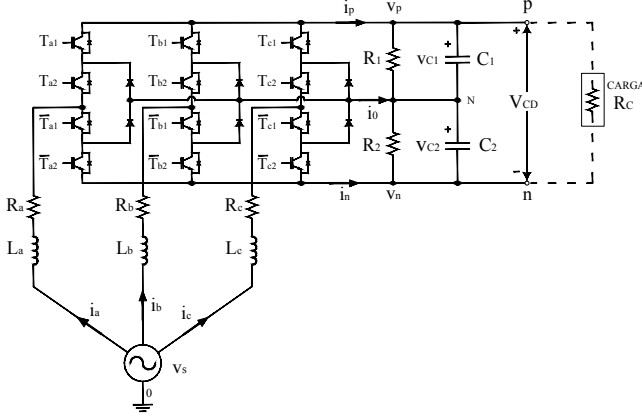


Figura 1. Esquema eléctrico del convertidor NPC como AFE.

Dependiendo del estado de conmutación de los semiconductores de potencia, el convertidor permite que la corriente circule por tres trayectorias diferentes hacia el nodo p , nodo n y el punto neutro N . La suma de las corrientes de salida de las tres ramas en el convertidor resultan en las corrientes i_p , i_n e i_o .

En la tabla 1 se definen las funciones de conmutación $\mu^p, \mu^n \in \{0, 1\}$, $\gamma \in \{0, 1\}$ y $\delta \in \{-1, 0, 1\}$.

Tabla 1. Conmutaciones en la rama k .

Señales		Salida	Funciones			
T_{k1}	T_{k2}	nodo	μ_k^p	μ_k^n	$\delta_k := \mu_k^p - \mu_k^n$	$\gamma_k := \mu_k^p + \mu_k^n$
1	1	p	1	0	1	1
0	1	N	0	0	0	0
0	0	n	0	1	-1	1

En base a estas funciones de conmutación, es posible simplificar el circuito del convertidor tal como se muestra en la figura 2, de donde se definen $V_{CD} \triangleq V_{C1} + V_{C2}$ y $\Delta V_{CD} \triangleq V_{C2} - V_{C1}$.

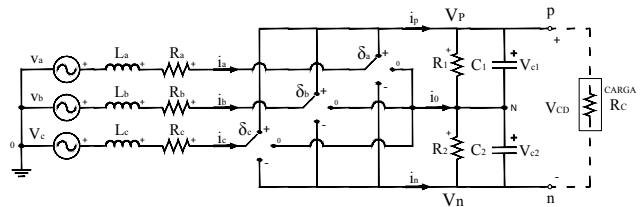


Figura 2. Esquema simplificado del convertidor NPC.

Considerando el estado de conmutación se obtiene en (1) el nivel de tensión en el condensador C_j .

$$V_{C_j} = \frac{V_{CD}}{2} \delta_k - \frac{\Delta V_{CD}}{2} \gamma_k. \quad (1)$$

Si se supone un sistema trifásico balanceado, el circuito de la figura 2 puede descomponerse en tres ramas iguales

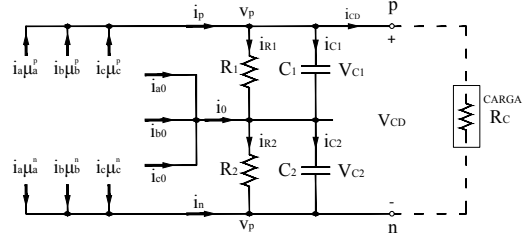


Figura 3. Etapa del lado de cd del convertidor NPC.

pero desfasadas 120 grados eléctricos, de donde se deduce que $v_{kN} = v_{k0} - v_{N0}$ para la rama de fase k . Entonces, haciendo las sustituciones correspondientes se llega a las ecuaciones dinámicas (2)-(4).

$$L_a \frac{d}{dt} i_a = -R_a i_a - \left[\frac{V_{cd}}{2} \delta_a - \frac{\Delta V_{cd}}{2} \gamma_a \right] - v_{N0} + v_a, \quad (2)$$

$$L_b \frac{d}{dt} i_b = -R_b i_b - \left[\frac{V_{cd}}{2} \delta_b - \frac{\Delta V_{cd}}{2} \gamma_b \right] - v_{N0} + v_b, \quad (3)$$

$$L_c \frac{d}{dt} i_c = -R_c i_c - \left[\frac{V_{cd}}{2} \delta_c - \frac{\Delta V_{cd}}{2} \gamma_c \right] - v_{N0} + v_c. \quad (4)$$

En la figura 3 se ha aislado el lado de corriente directa del convertidor. Haciendo un análisis del circuito y suponiendo que $R_1 = R_2$ y $C = C_1 = C_2$ se obtienen (5) y (6).

$$C \frac{d}{dt} V_{CD} = -R_1^{-1} V_{CD} - 2i_{CD} + i_a \delta_a + i_b \delta_b + i_c \delta_c, \quad (5)$$

$$C \frac{d}{dt} \Delta V_{CD} = -R_1^{-1} \Delta V_{cd} - i_a \gamma_a - i_b \gamma_b - i_c \gamma_c. \quad (6)$$

2.1 Transformación del modelo al marco $dq0$.

Se lleva el modelo matemático al marco de referencia $dq0$ [Ferrero and Superti-Furga (1991)]. Se considera que $v_0 = \frac{1}{\sqrt{2}}(v_a + v_b + v_c) = 0$, $\bar{\gamma}_{abc} \approx \frac{1}{2}$ y que, siendo un sistema equilibrado, $v_{N0} = 0$ V. El sistema resultante se muestra en (7)-(11).

$$x = [i_d \ i_q \ i_0 \ V_{CD} \ \Delta V_{CD}]^T, \quad u = [\delta_d \ \delta_q \ \delta_0]^T$$

$$L \dot{x}_1 = -R x_1 + \omega L x_2 - \frac{1}{2} x_4 u_1 + v_d, \quad (7)$$

$$L \dot{x}_2 = -R x_2 - \omega L x_1 - \frac{1}{2} x_4 u_2 + v_q, \quad (8)$$

$$L \dot{x}_3 = -R x_3 - \frac{1}{2} x_4 u_3 + \frac{\sqrt{3}}{4} x_5, \quad (9)$$

$$C \dot{x}_4 = -\frac{1}{R_1} x_4 - 2i_{CD} + x_1 u_1 + x_2 u_2 + x_3 u_3, \quad (10)$$

$$C \dot{x}_5 = -\frac{1}{R_1} x_5 - \frac{\sqrt{3}}{2} x_3. \quad (11)$$

3. REGIÓN DE OPERACIÓN.

La región de operación es la representación gráfica que delimita los puntos de operación alcanzables por el convertidor tomando todos los valores posibles de las entradas de control y otras restricciones impuestas al sistema.

3.1 Punto de operación.

Una vez obtenidas las ecuaciones que describen el comportamiento del sistema, se resuelve para un punto de operación determinado, obteniendo (12) - (16).

$$x_1 = \frac{k_3(2R_e k_1 + 8u_3^2) + k_1(v_d u_2^2 - v_q u_1 u_2)}{Rk_1(u_1^2 + u_2^2) + k_2(2R_e k_1 + 8u_3^2)} \quad (12)$$

$$x_2 = \frac{k_4(2R_e k_1 + 8u_3^2) + k_1(v_q u_1^2 - v_d u_1 u_2)}{Rk_1(u_1^2 + u_2^2) + k_2(2R_e k_1 + 8u_3^2)} \quad (13)$$

$$x_3 = -\frac{8u_3(k_3 u_1 + k_4 u_2)}{Rk_1(u_1^2 + u_2^2) + k_2(2R_e k_1 + 8u_3^2)} \quad (14)$$

$$x_4 = \frac{2k_1(k_3 u_1 + k_4 u_2)}{Rk_1(u_1^2 + u_2^2) + k_2(2R_e k_1 + 8u_3^2)} \quad (15)$$

$$x_5 = \frac{4\sqrt{3}R_1 u_3(k_3 u_1 + k_4 u_2)}{Rk_1(u_1^2 + u_2^2) + k_2(2R_e k_1 + 8u_3^2)} \quad (16)$$

Donde, las constantes k se definen como:

$$k_1 \triangleq 8R + 3R_1 \quad ; \quad k_2 \triangleq R^2 + \omega^2 L^2 \quad , \\ k_3 \triangleq v_d R + v_q \omega L \quad ; \quad k_4 \triangleq v_q R - v_d \omega L \quad .$$

3.2 Restricciones de la técnica modulación PWM.

El esquema de modulación a utilizar es el llamado LS-PWM (Level Shifted PWM) del cual existen tres variantes en su configuración: PD, POD y APOD. De entre estas tres, se seleccionó la técnica PD (Phase Disposition) dado que genera una menor distorsión armónica en la tensión de línea [McGrath and Holmes (2002)]. Se establece la amplitud de la portadora en $V_r = 1$, por lo tanto, si se desea evitar la *sobremodulación*, se deberá cumplir que la amplitud de la moduladora sea $V_m < 1$.

Por la relación que guardan las moduladoras en abc con u_1, u_2 y u_3 se deberá que cumplir la siguiente desigualdad.

$$\left| \sqrt{u_1^2 + u_2^2} \right| + |u_3| < \sqrt{\frac{3}{2}} \quad (17)$$

3.3 Región de operación en el marco dq0.

Al analizar la región de operación del sistema en el marco dq0 se puede obtener de forma directa las expresiones para potencia activa y reactiva que el sistema puede proporcionar, a través de (18) y (19) [Ferrero and Superti-Furga (1991)].

$$P = v_d x_1 + v_q x_2 + v_0 x_3 \quad , \quad (18)$$

$$Q = v_q x_1 - v_d x_2 \quad . \quad (19)$$

La ecuación (20) representa el límite de la región de puntos permisibles de las entradas. En adelante se considerará $u_3 = 0$. Los parámetros empleados serán los de la tabla 2.

$$\sqrt{u_1^2 + u_2^2} + |u_3| = \sqrt{\frac{3}{2}} \quad . \quad (20)$$

Tabla 2. Parámetros de simulación del circuito.

Variable	Valores	
$V_{3\phi}$	220	$V_{RMS}(60Hz)$
R_k	1,00	Ω
L_k	2,18	mH
R_1	1,00	$M\Omega$
C_1	2200	μF
R_c	360	Ω

Al comparar el conjunto de puntos dados por (20) con el valor en potencia activa P y potencia reactiva Q

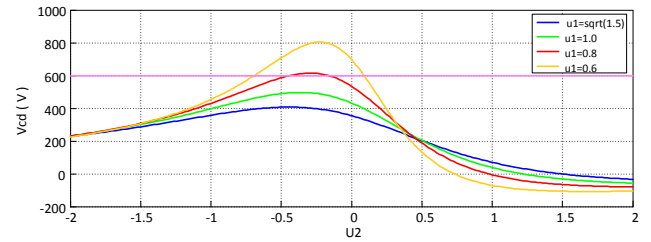


Figura 4. Tensión alcanzable en diferentes regiones $\{u_1, u_2\}$.

se obtienen los valores máximos y mínimos en potencia alcanzables por el convertidor.

$$P_{\max} = 48160 \text{ W} \quad ; \quad P_{\min} = 354,1866 \text{ W} \quad , \\ Q_{\max} = 24193 \text{ VAR} \quad ; \quad Q_{\min} = -23610 \text{ VAR} \quad .$$

Aunque se han establecido los límites en potencia para el funcionamiento del sistema como rectificador, se debe garantizar que el nivel de tensión deseado sea alcanzable desde cualquier entrada posible. En la figura 4 se hace un barrido de u_2 con diferentes valores fijos de u_1 demostrando que existen regiones donde es imposible alcanzar dicho nivel de tensión deseado. Al analizar las ecuaciones del sistema se concluye que, basta con satisfacer la desigualdad (21) para garantizar la existencia de una solución u_2 .

$$u_1^2 - \left(\frac{2k_3}{Rk_4} u_1 \right) + \left(\frac{8k_2}{Rk_1} \right) u_3 \leq \left(\frac{k_4}{(Rk_4)} \right)^2 - \left(\frac{2k_2 R_e}{R} \right) \quad . \quad (21)$$

En la figura 5 se muestran las potencias activa y reactiva alcanzables con la restricción de mantener una tensión $V_{cd} = 600 \text{ V}$. Se tiene que u_1 está limitado por el conjunto $[-0,0879, 0,8212]$; al reducir el espectro en que se puede utilizar u_1 , es de esperar que el valor límite de u_2 sea menor también. Los valores máximos y mínimos de potencia que se pueden demandar son:

$$P_{\max} = 47378 \text{ W} \quad ; \quad P_{\min} = 1021,8 \text{ W} \quad , \\ Q_{\max} = 23178 \text{ VAR} \quad ; \quad Q_{\min} = -23178 \text{ VAR} \quad .$$

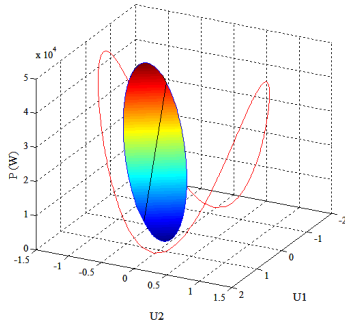
4. DISEÑO DEL ESQUEMA DE CONTROL.

Al ser un modelo no lineal puede representarse en la forma de espacio de estados(22) [Isidori (1995)].

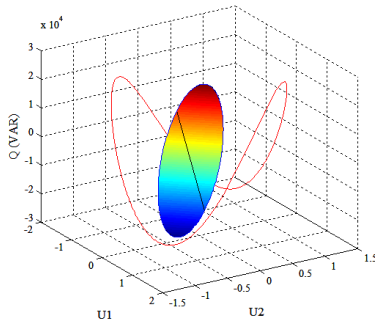
$$\dot{x} = f(x) + \sum_{i=1}^m g_i(x)u_i \quad (22) \\ y_1 = h_1(x) \\ \vdots \\ y_m = h_m(x)$$

En donde los vectores son:

$$f(x) = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L}x_1 + \omega x_2 + \frac{v_d}{L} \\ -\omega x_1 - \frac{R}{L}x_2 + \frac{v_q}{L} \\ -\frac{R}{L}x_3 + \frac{\sqrt{3}}{4L}x_5 \\ -\frac{R_c}{C}x_4 \\ -\frac{\sqrt{3}}{2C}x_3 - \frac{1}{CR_1}x_5 \end{bmatrix} ; \quad g_1(x) = \begin{bmatrix} -\frac{x_4}{2L} \\ 0 \\ 0 \\ \frac{x_1}{C} \\ 0 \end{bmatrix} \quad , \\ g_2(x) = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{x_4}{2L} \\ 0 \\ \frac{x_2}{C} \\ 0 \end{bmatrix} ; \quad g_3(x) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{x_4}{2L} \\ \frac{x_3}{C} \\ 0 \end{bmatrix} \quad h(x) = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix}$$



(a) Potencia activa.



(b) Potencia Reactiva

Figura 5. Región de operación de potencia con V_{CD} constante.

4.1 Análisis de la dinámica cero.

Entre la información disponible para el análisis están, el grado total del sistema $n = 5$; el grado relativo r_i por cada salida (y_1, y_2, y_3) los cuales son $r_1 = r_2 = r_3 = 1$; y el grado relativo total definido como la suma de los m grados relativos, $r = r_1 + r_2 + r_3 = 3$.

De acuerdo a una proposición en [Isidori (1995)], la transformación de coordenadas está dada por el mapeo:

$$\Phi(x) = \text{col}(\phi_1^1 \dots \phi_{r_1}^1(x) \dots \phi_1^m \dots \phi_{r_m}^m \dots \phi_{r+1}(x) \dots \phi_n(x))$$

y se pueden encontrar directamente las siguientes funciones

$$\phi_1 = h_1(x) = x_1, \quad (23)$$

$$\phi_2 = h_2(x) = x_2, \quad (24)$$

$$\phi_3 = h_3(x) = x_3. \quad (25)$$

Las $n - r$ funciones deben proponerse de tal forma que se cumpla que $L_{g_j} \phi_4(x) = 0$ y $L_{g_j} \phi_5(x) = 0$. Se proponen entonces (26) y (27) que satisfacen estas restricciones.

$$\phi_4(x) = x_1^2 + x_2^2 + x_3^2 + \frac{C}{2L} x_4^2, \quad (26)$$

$$\phi_5 = x_5, \quad (27)$$

La dinámica en las nuevas coordenadas queda expresada en (28).

$$\dot{z} = \frac{\partial \Phi(x)}{\partial x} \dot{x} = f(z) + \sum_{i=1}^m g_i(z) u_i, \quad (28)$$

donde se tiene que

$$f(z) = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} z_1 + \omega z_2 + \frac{v_d}{L} \\ -\omega z_1 - \frac{R}{L} z_2 + \frac{v_q}{L} \\ -\frac{R}{L} z_3 + \frac{\sqrt{3}}{4L} z_5 \\ -\frac{2R_e}{L} \vartheta + \frac{2}{L} (v_d z_1 + v_q z_2) + \frac{\sqrt{3}}{2L} z_3 z_5 - \frac{2R_e}{C} (z_4 - \vartheta) \\ -\frac{\sqrt{3}}{2C} z_3 - \frac{1}{CR_1} z_5 \end{bmatrix},$$

$$g_1(z) = \begin{bmatrix} -\frac{\zeta}{2L} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; \quad g_2(z) = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{\zeta}{2L} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; \quad g_3(z) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{\zeta}{2L} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$\zeta = \sqrt{\frac{2L}{C} (z_4 - \vartheta)}; \quad \vartheta = z_1^2 + z_2^2 + z_3^2.$$

Es posible separar las ecuaciones dinámicas en la parte controlable ξ y la parte no controlable η , donde ésta última representa los estados de la dinámica interna.

$$\dot{\xi} = \begin{bmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \\ \dot{z}_3 \end{bmatrix}; \quad \dot{\eta} = \begin{bmatrix} \dot{z}_4 \\ \dot{z}_5 \end{bmatrix}.$$

Se llama dinámica cero a la dinámica interna del sistema cuando la salida es mantenida en cero por la entrada. Bajo estas condiciones se obtiene directamente que $z_1 = z_2 = z_3 = 0$ y por lo tanto, también $\dot{z}_1 = \dot{z}_2 = \dot{z}_3 = 0$, pudiendo seleccionar arbitrariamente los valores iniciales de los estados restantes z_4^0 y z_5^0 . Se evalúa entonces $\dot{\eta}$ en $\xi = 0$.

$$\dot{\eta} = \begin{bmatrix} \dot{z}_4 \\ \dot{z}_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{2R_e}{C} z_4 \\ -\frac{1}{CR_1} z_5 \end{bmatrix}. \quad (29)$$

Dado que $R_e > 0$, $C > 0$ y $R_1 > 0$ es fácil ver que (29) es asintóticamente estable para cualquier valor arbitrario de z^0 seleccionado. Un análisis similar puede efectuarse en las coordenadas originales $x = x^0$.

4.2 Linealización por retroalimentación de estados.

En las nuevas coordenadas, el sistema adquiere la siguiente forma:

$$\dot{\xi}_i = \beta(\xi, \eta)_i + \alpha_i(\xi, \eta) u_i; \quad i = \{1, \dots, r\},$$

$$\dot{\eta}_j = \beta(\xi, \eta)_j; \quad j = \{r+1, \dots, n\}.$$

Seleccionando las entradas de la forma (30) y llevándolas a las coordenadas originales se obtienen las entradas linealizantes (31)-(33).

$$u_i = \frac{1}{\alpha_i} (-\beta_i(\xi, \eta) + \nu_i), \quad (30)$$

$$u_1(x) = -\frac{2L}{x_4} \left(\frac{R}{L} x_1 - \omega x_2 - \frac{v_d}{L} + \nu_1 \right), \quad (31)$$

$$u_2(x) = -\frac{2L}{x_4} \left(\omega x_1 + \frac{R}{L} x_2 - \frac{v_q}{L} + \nu_2 \right), \quad (32)$$

$$u_3(x) = -\frac{2L}{x_4} \left(\frac{R}{L} x_3 - \frac{\sqrt{3}}{4L} x_5 + \nu_3 \right). \quad (33)$$

4.3 Control Lineal.

Los objetivos de control pueden resumirse como:

- Mantener regulado el nivel de tensión en el bus de CD (V_{CD}).
- Reducir la potencia reactiva (Q) y componentes armónicas en la línea (THD).
- Minimizar el desbalance de tensión (ΔV_{CD}).

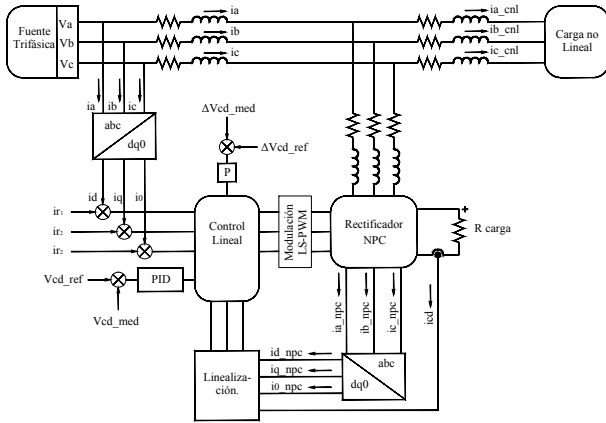


Figura 6. Esquema de control del rectificador NPC.

Se define el error de las corrientes como la diferencia entre el estado y la referencia dada x_r .

$$e_1 = (x_1 - x_{r1}) ; e_2 = (x_2 - x_{r2}) ; e_3 = (x_3 - x_{r3}) .$$

Las referencias de las corrientes en el marco $dq0$ que se desean alcanzar están dadas por (34)-(36).

$$k_7 = 36R(v_q x_{r2} - R x_{r2}^2 - i_{CD} V_{CD}) ,$$

$$k_8 = 18RR_1^{-1}(V_{CD}^2 + \Delta V_{CD}^2) ,$$

$$x_{r1} = \frac{3vd - [(3vd)^2 + k_7 - k_8 - 48R^2 R_1^{-2} \Delta V_{CD}^2]^{\frac{1}{2}}}{6R} , \quad (34)$$

$$x_{r2} = -\frac{v_q^2 d - Q}{v_d} , \quad (35)$$

$$x_{r3} = -\frac{2\Delta V_{CD}}{R_1 \sqrt{3}} . \quad (36)$$

Como puede inferirse, las variables medidas del sistema para efectuar el control son la tensión y desbalance en el bus de cd , las corrientes del convertidor NPC y de la red, y la tensión trifásica de alimentación.

En la figura 6 se muestra el esquema de control propuesto para el sistema. Las funciones ν_i forman parte del control lineal, las cuales tienen la forma de (37). El control PID de la tensión V_{CD} y P de ΔV_{CD} son controles auxiliares para reducir el error con las referencias.

$$\nu_i = k_{pi} \left(1 + \frac{1}{T_{int}s} \right) + T_d s . \quad (37)$$

5. RESULTADOS DE SIMULACIÓN.

Para comprobar el funcionamiento del esquema de control propuesto se presentan resultados de simulación obtenidos en PSIM. Los parámetros del circuito son los mismos de la tabla 2. En la tabla 3 se muestran las constantes seleccionadas para la acción del control en el sistema; la variable ν_v representa el control PID de nivel de tensión en el bus de cd y ν_d el control proporcional del desbalance en los condensadores.

5.1 Operación como rectificador activo.

Como primer punto se prueba el funcionamiento del convertidor NPC como rectificador activo. El nivel de tensión deseado es de $V_{CD} = 600 V$ con una potencia reactiva

Tabla 3. Constantes del control seleccionadas.

Variable	K_p	T_{int}	T_d
ν_1	0.218	$\rightarrow \infty$	0
ν_2	0.218	0.25	0.0004
ν_3	0.218	$\rightarrow \infty$	0
ν_v	0.2	0.025	0.02
ν_d	0.2	$\rightarrow \infty$	0

en la línea $Q = 0 VAR$. Para efectos de simulación se considera que los condensadores se encuentran precargados en $V_{Cj} = 295 V$ lo que da una tensión inicial en el bus de $V_{CD}^0 = 590 V$. Primeramente se desea transferir una potencia $P_{CD} = 3 kW$; en el tiempo $t = 0,52 s$ la carga se ajusta para que el sistema transfiera una potencia $P_{CD} = 5 kW$.

En la figura 7(a) se presenta el nivel de tensión obtenido en el bus de cd regulado por la acción de control, se observa que en el instante $t = 0,52 s$ ocurre un transitorio mientras el control regula nuevamente el nivel de tensión al valor deseado. En la gráfica presentada en la figura 7(b) se comparan el voltaje y la corriente de la fase a , se observa que para $t < 0,52s$ el factor de potencia es igual a $FP = 0,9892$ con una $THD = 6,56 \%$; mientras que para $t > 0,52s$, después incrementar la demanda de potencia se tiene $FP = 0,9888$ y $THD = 6,69 \%$. En la figura 7(c) se muestra el desbalance entre los condensadores, cuyo valor es muy cercano a cero.

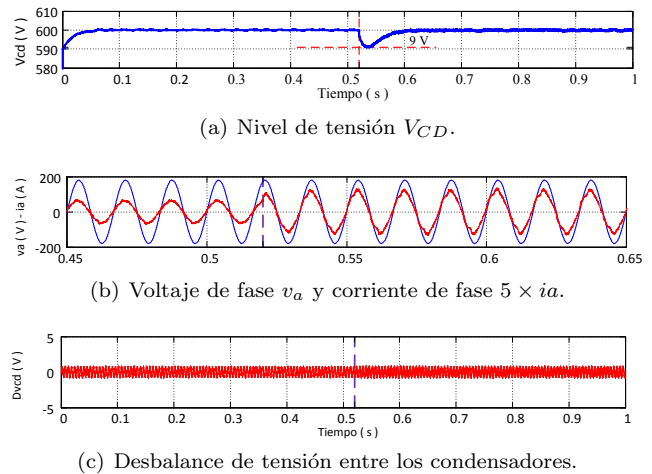


Figura 7. Simulación del NPC como rectificador.

5.2 Operación como rectificador con función de filtro activo.

Se desea transferir una potencia $P_{CD} = 3 kW$ en el bus de cd en todo momento; en el tiempo $t = 0,52 s$ la carga no lineal se conecta en paralelo con el convertidor, se espera que las corrientes armónicas generadas se compensen con el mismo esquema de control.

En la figura 8(a) se presenta el nivel de tensión obtenido en el bus de cd regulado, al igual que con la gráfica anterior, sufre una caída en el instante $t = 0,52 s$ mientras el control regula nuevamente el nivel. El control del V_{CD} lidia bastante bien con el rizo en la tensión del bus, mostrando un incremento de $0,05 \%$ a $0,09 \%$ al introducir la carga no lineal. En 8(b) se comparan el voltaje y la corriente de la fase a , se observa que para $t < 0,52s$ el factor de potencia

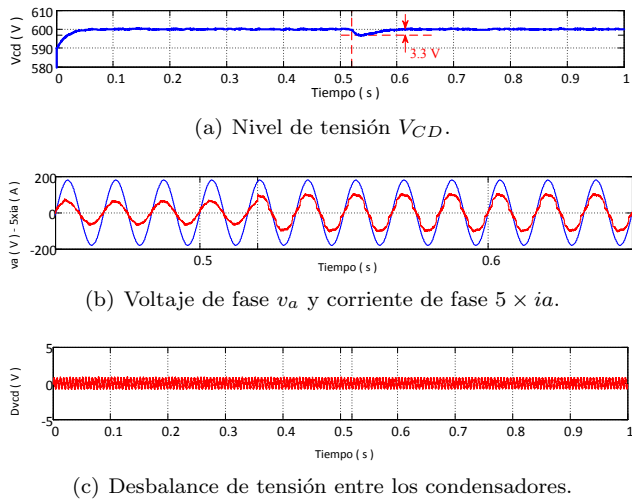


Figura 8. Simulación del NPC como rectificador y filtro activo.

es igual a $FP = 0,9892$ con una $THD = 6,56\%$; mientras que para $t > 0,52s$, después de conectar la carga no lineal se tiene $FP = 0,9945$ y $THD = 6,96\%$. En la figura 8(c) se muestra el desbalance entre los condensadores, el cuales muy cercano a cero. Por último, y siendo $i_a = i_{npc} + i_{cnl}$, se realiza la comparativa entre las corrientes de fase a de la línea, del rectificador activo y de la corriente demandada por la carga no lineal se muestra en la figura 9.

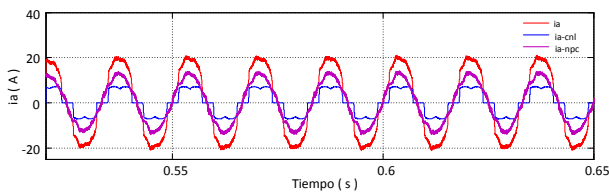


Figura 9. Corrientes de la fase a de la red (i_a), el convertidor (i_{a_npc}) y de la carga no lineal i_{a_cnl} .

6. CONCLUSIONES.

Se desarrolló un modelo matemático que representa satisfactoriamente la dinámica del convertidor de diodo de enclavamiento de tres niveles como rectificador de frente activo. El esquema de control propuesto muestra un buen desempeño llevando el sistema a los valores deseados de tensión en cd, potencia reactiva y desbalance en los condensadores, lo que le permite llevar a cabo su función de rectificador satisfactoriamente manteniendo un factor de potencia cercano a la unidad y baja distorsión armónica, en concreto un $FP = 0,9892$ con un $THD = 6,56\%$ para una carga de $P_{CD} = 3 kW$ y $FP = 0,9888$ con un $THD = 6,69\%$ para $P_{CD} = 5 kW$. Al introducir una carga no lineal en paralelo, y con el mismo esquema de control, el convertidor mantendrá las condiciones de operación demandadas por el rectificador a la par que cumpla su función adicional como filtro activo con un $FP = 0,9945$ y $THD = 6,96\%$. El desbalance de tensión en los condensadores tiene un valor promedio $\Delta V_{CD} = 0 V$ con un máximo valor $\Delta V_{CD} = 0,7 V$. Bajo las mismas condiciones de operación, este esquema muestra una menor THD, en comparación con los resultados reportados en los trabajos previamente citados.

AGRADECIMIENTOS

Los autores de este trabajo reconocen el apoyo del Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología, CONACYT, a través de la beca para el desarrollo de los estudios de maestría del primer autor. Agradecen también a Ana Cecilia Rivera Rivera por su invaluable apoyo para una futura implementación del prototipo en el laboratorio de C.E.E.C.M. de la UASLP.

REFERENCIAS

- Aburto, V., Schneider, M., Moran, L., and Dixon, J. (1997). An active power filter implemented with a three-level npc voltage-source inverter. In *Power Electronics Specialists Conference, 1997. PESC '97 Record., 28th Annual IEEE*, volume 2, 1121–1126 vol.2.
- Ferrero, A. and Superti-Furga, G. (1991). A new approach to the definition of power components in three-phase systems under nonsinusoidal conditions. *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, 40(3), 568–577.
- Gutierrez, E. and Duran-Gomez, J. (2006). Power quality improvement of a current-pulsed power supply based on a three-level npc pwm vsi scheme as an active power filter. In *International Power Electronics Congress, 10th IEEE*, 1–6.
- Isidori, A. (ed.) (1995). *Nonlinear Control Systems*. Springer.
- Lin, B.R. and Yang, K.T. (2004). Active power filter based on npc inverter for harmonics and reactive power compensation. In *TENCON 2004. 2004 IEEE Region 10 Conference*, volume D, 93–96 Vol. 4.
- Maheshwari, R., Munk-Nielsen, S., and Busquets-Monge, S. (2011). Neutral-point current modeling and control for neutral-point clamped three-level converter drive with small dc-link capacitors. In *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011 IEEE*, 2087–2094.
- Marchesoni, M., Segarich, P., and Soressi, E. (2005). A new control strategy for neutral-point-clamped active rectifiers. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 52(2), 462–470.
- McGrath, B. and Holmes, D. (2002). Multicarrier pwm strategies for multilevel inverters. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 49(4), 858–867.
- Miranda, H., Cárdenas, V., Visairo, N., Sandoval, G., and Espinosa-Perez, G. (2008). A dq0 passivity-based approach for 3ϕ ; four-wire shunt active power filter based on npc three-level converter. In *Industrial Electronics, 2008. IECON 2008. 34th Annual Conference of IEEE*, 3171–3177.
- Ning, L., Yue, W., Su, L., Yufei, L., and Zhao'an, W. (2012). Direct power control strategy used in three-level npc converters. In *Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC), 2012 7th International*, volume 3, 1675–1679.
- Okou, F.A. and Gauthier, S. (2010). A novel robust nonlinear control of a three-phase npc inverter based active power filter. In *American Control Conference (ACC), 2010*, 1737–1742.
- Rodríguez, J. et al. (2009). Multilevel converters: An enabling technology for high-power applications. *Proceedings of the IEEE*, 97, 1786–1817.