

Esquema de control híbrido para un convertidor multicelular de 3 niveles

L.C. deLeón-Medellín, M.T. Mata-Jiménez
Facultad de Ingeniería Mecánica y Eléctrica-UANL
San Nicolás de los Garza NL, México
marco.matajm@uanl.edu.mx, leocris_dlm@hotmail.com
Teléfono: (01)-81-83294020

Resumen—En este trabajo se utiliza una representación híbrida del convertidor multicelular de 3 niveles (basada en su naturaleza inherentemente híbrida), con la finalidad de sintetizar un esquema de control híbrido conformado por dos controladores complementarios: un controlador estabilizante a fin de generar un ciclo límite, alrededor de los valores de referencia, y un controlador auxiliar que lleve la trayectoria del sistema a la región de atracción del controlador estabilizante.

La síntesis del controlador está basada en la determinación de las secuencias de conmutación asegurando tanto la estabilidad del ciclo límite como la convergencia de las trayectorias hacia su región de atracción. Para ilustrar el desempeño del esquema de control propuesto presentamos algunas simulaciones numéricas.

Palabras clave: Convertidor multicelular, sistema conmutado, control híbrido, ciclo límite.

I. INTRODUCCIÓN

Muchos sistemas dinámicos combinan comportamientos típicos de sistemas continuos con comportamientos típicos de sistemas discretos, los cuales encajan en la clase de *sistemas dinámicos híbridos* o simplemente *sistemas híbridos*. Dentro de esta clase de sistemas híbridos también podemos mencionar a los denominados *sistemas conmutados*, compuestos por una variedad de subsistemas continuos y una ley de conmutación determinando que subsistema estará activo.

En circuitos eléctricos conmutados, tensiones y corrientes que cambian continuamente se combinan con las leyes de control en las redes eléctricas asociadas al estado de los interruptores. Para este trabajo se consideró como caso de estudio el convertidor multicelular de 3 niveles, una de las topologías para el convertidor multinivel, para la cual se pueden mencionar algunas ventajas:

- Grandes cantidades de condensadores de almacenamiento pueden proporcionar operación durante cortes de energía.
- El contenido armónico es suficientemente bajo como para no necesitar filtros.
- Puede funcionar en configuración troceador o inversor.

La estructura de un convertidor multicelular está integrada por múltiples células de conmutación, donde cada una contiene dos componentes complementarios de electrónica de potencia (que funcionan como interruptores) que pueden ser controlados a través de una señal de control binaria u_p (Figura 1).

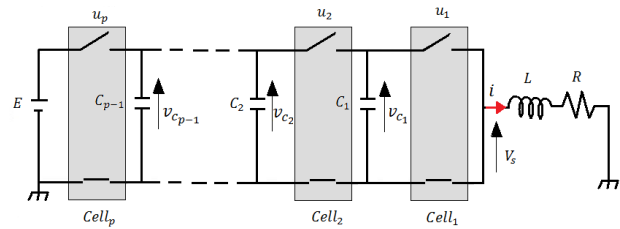


Figura 1. Diagrama eléctrico de un convertidor multicelular de p -células

La señal de control es igual a 1 cuando el interruptor superior de la célula está en conducción e igual a 0 cuando el interruptor complementario inferior de la célula está en conducción. Las células están asociadas en serie con una carga RL y separadas por condensadores que pueden ser considerados como fuentes de tensión continuas.

El convertidor de p -células tiene $p - 1$ fuentes de tensión flotantes. Con el fin de asegurar condiciones de operación normales, es necesario garantizar una distribución balanceada de las tensiones flotantes ($v_{c_{(p-1)}} = (p - 1)E/p$). La tensión a la salida V_s posee $(p + 1)$ niveles $(0, E/p, \dots, (p - 1)E/p, E)$.

Es sabido que un mismo sistema físico puede ser representado por diferentes modelos, cuya elección dependerá del propósito de uso. Para el caso particular del convertidor multicelular, en la literatura de control, se pueden encontrar diferentes modelos como: modelos híbridos, modelos promediados y modelos armónicos [1].

Para el convertidor multicelular, generalmente las técnicas de control propuestas están basadas en modelos promediados, dichos modelos son una aproximación de la dinámica real del sistema y podría no capturar ciertos fenómenos presentes debido a la naturaleza inherentemente híbrida del sistema (algo que no es considerado en el modelo del sistema físico, difícilmente puede ser controlado al implementar la herramienta de control sintetizada en base a tal modelo).

La forma en que se podría tener un modelo más sencillo y compacto es mediante el desarrollo de un modelo híbrido, a través del cual, se puede aprovechar la información extra que éste nos pudiera proveer (al tener una representación más semejante a las dinámicas continuas y discretas que

conforman el sistema físico). Así, partiendo de una representación que conserve la estructura inherentemente híbrida y manteniendo las características no lineales no lisas del sistema, se desarrollarán esquemas de control con un enfoque híbrido. Por lo tanto, consideramos que el área de control de sistemas híbridos podría proveer herramientas efectivas para el análisis y síntesis de controladores para convertidores de potencia.

II. ANÁLISIS DEL CONVERTIDOR MULTICELULAR DE 3 NIVELES

El modelo del sistema se obtiene a partir de las leyes de Kirchhoff aplicadas al circuito eléctrico (Figura 1) representado por p ecuaciones diferenciales, para el caso del convertidor multicelular de 2 células es necesario 2 ecuaciones diferenciales, quedando la representación en espacio de estados en términos de las tensiones flotantes $v_{c_{p-1}}$ y de la corriente en la carga i .

$$\begin{cases} \frac{dv_c}{dt} = \frac{1}{C}(u_2 - u_1)i \\ \frac{di}{dt} = -\frac{R}{L}i + \frac{E}{L}u_2 - \frac{(u_2 - u_1)}{L}v_c \end{cases} \quad (1)$$

donde E denota la fuente de alimentación CD, R representa la resistencia de carga, C es la capacitancia del condensador, L denota la inductancia del inductor, v_c es la tensión en el condensador, i representa la corriente en la carga, u_1 representa el estado del interruptor 1 (0-abierto 1-cerrado) y u_2 denota el estado del interruptor 2 (0-abierto 1-cerrado).

El vector de estados continuos es $x = [x_1 \ x_2]^T$, donde x_1 representa la tensión flotante v_c y x_2 representa la corriente en la carga i . Dependiendo de los valores de las señales discretas u_1 y u_2 , son posibles cuatro configuraciones. Por lo tanto, se pueden distinguir cuatro modos de operación dados por $Q = \{q_1, q_2, q_3, q_4\}$. Cada modo de operación está definido en el espacio de $X_{q_i} = \mathbb{R}^2, \forall q_i \in Q$. Aquí las dinámicas continuas pueden ser dadas por cada modo de operación como sigue [2]:

$$\dot{x} = f_q(x) = A(q)x + B(q)$$

- Para el Modo 1 ($u_2 = 0, u_1 = 1$), se tiene la representación dada por el siguiente sistema de ecuaciones:

$$f_{q_1}(x) = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{C} \\ \frac{1}{L} & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} x \quad (2)$$

El cual representa un sistema pasivo donde la energía es proveída por los condensadores flotantes. El condensador se descarga y su energía va directamente hacia la carga. Y la corriente de carga tiende a cero conforme el tiempo tiende a infinito.

- Para el Modo 2 ($u_2 = 1, u_1 = 1$), se tiene la representación dada por el siguiente sistema de ecuaciones:

$$f_{q_2}(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{E}{L} \end{bmatrix} \quad (3)$$

En este caso, la energía es proveída por la fuente de tensión E . La corriente de carga se incrementa y la tensión del condensador flotante permanece sin cambio.

- Para el Modo 3 ($u_2 = 1, u_1 = 0$), se tiene la representación dada por el siguiente sistema de ecuaciones:

$$f_{q_3}(x) = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L} & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{E}{L} \end{bmatrix} \quad (4)$$

En este modo, el condensador almacena la energía proveída por la fuente de tensión E , mientras que la corriente de carga tiende a cero conforme el tiempo tiende a infinito.

- Para el Modo 4 ($u_2 = 0, u_1 = 0$), se tiene la representación dada por el siguiente sistema de ecuaciones:

$$f_{q_4}(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} x \quad (5)$$

En este modo, ninguna fuente de tensión es aplicada a la carga. La tensión del condensador flotante permanece sin cambios, pero la corriente en la carga decrece exponencialmente.

Cabe aclarar que la numeración de los modos es independiente de la equivalencia que pudiera tener la representación binaria u_2u_1 en el sistema decimal.

El modelo híbrido también puede ser completamente descrito por el siguiente sistema:

$$H = \{Q, X, Init, f, X(q), T, G\}$$

Donde:

- $Q = \{q_1, q_2, q_3, q_4\}$
- $\bar{E} \subset \mathbb{R}^2$, espacio de alcance del sistema dado por R (resistencia) y E (fuente de CD).
- $X = \bar{E} = \{v_c, i\}, \forall q_i \in Q$
- $Init = \mathbb{R}_a$
- $f = \{f_{q_1}(x), f_{q_2}(x), f_{q_3}(x), f_{q_4}(x)\}$
- $X(q) = \{X(q_1), X(q_2), X(q_3), X(q_4)\}$
- $T = \{(q_i, q_j), \forall i \neq j, \text{ para } i, j = 1, \dots, 4\}$
- $G = \{G(q_1, q_3), G(q_3, q_1), G(q_2, q_4), G(q_4, q_2)\}$

Este convertidor que posee 4 modos de operación posibles, puede ser representado en la forma *autómata híbrido* (Figura 2).

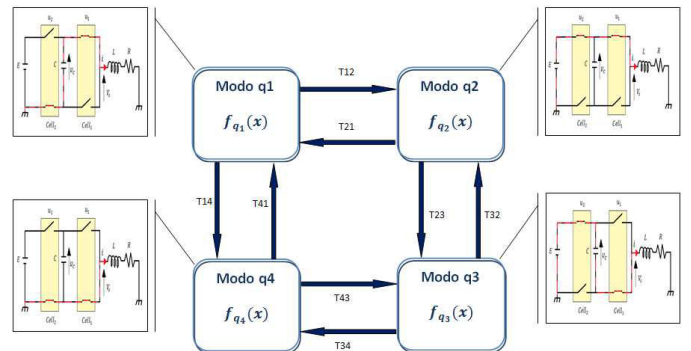


Figura 2. Esquema híbrido para un convertidor con 2 células

III. SÍNTESIS DEL CONTROL HÍBRIDO

El diseño del controlador híbrido consiste en el desarrollo de un control estabilizante, cuya función es inducir un ciclo límite estable alrededor de un punto de operación arbitrario

deseado (respetando la regla de adyacencia, al permitir sólo el cambio del estado de un interruptor a la vez) y un *control auxiliar*, cuya función es llevar la trayectoria dentro de la región de estabilidad del ciclo límite [3].

Es claro, que para el sistema estudiado ningún controlador puede estabilizar asintóticamente la trayectoria del sistema en un punto de operación deseado, dada la naturaleza híbrida del modelo. Por tal motivo, el objetivo del controlador propuesto es generar un ciclo límite, con ciertas características alrededor de tal punto de operación.

En principio es necesario delimitar el espacio de alcance \bar{E} del sistema, i.e. el espacio alcanzable por el estado del sistema, el cual es función de los parámetros E y R .

Proponemos 2 configuraciones de acción para el control, definidas como control para *baja potencia* y control para *alta potencia*. El controlador (baja potencia o alta potencia) a utilizar es determinado en base a los parámetros y la ubicación de la región \mathbb{R}_e en el espacio de alcance del sistema. Tenemos una región de baja potencia llamada \overline{BP} y una región de alta potencia llamada \overline{AP} , para las cuales se establece lo siguiente:

$$\bar{E} = \{x \in \mathbb{R}^2 : [(0 \leq v_c \leq E) \wedge (0 \leq i \leq \frac{E}{R})]\}$$

$$\overline{BP} = \{x \in \bar{E} : [(0 \leq v_c \leq E) \wedge (0 \leq i \leq \frac{E}{2R} - \Delta)]\}$$

$$\overline{AP} = \{x \in \bar{E} : [(0 \leq v_c \leq E) \wedge (\frac{E}{2R} + \Delta \leq i \leq \frac{E}{R})]\}$$

donde Δ define una región alrededor de $\frac{E}{2R}$ (la forma de calcular el valor Δ será abordada posteriormente).

Dentro del espacio de alcance definimos dos regiones llamadas \mathbb{R}_e y \mathbb{R}_a , las cuales determinan la región de acción para el *control estabilizante* y el *control auxiliar*, respectivamente. Cabe recordar que la estrategia de control está basada en utilizar los controladores estabilizante y auxiliar de manera complementaria por lo tanto \mathbb{R}_a es el complemento de \mathbb{R}_e ($\mathbb{R}_a = \mathbb{R}_e^c$) en el espacio alcance \bar{E} .

La región de atracción del ciclo límite \mathbb{R}_e inducida por el controlador es delimitada por cuatro barreras alrededor del punto de operación deseado $(v_{ref}, i_{ref}) \in \bar{E}$. Dichas barreras están dadas por:

$$\begin{aligned} i_{ref}^+ &= i_{ref} + \Delta i & v_{ref}^+ &= v_{ref} + \Delta v \\ i_{ref}^- &= i_{ref} - \Delta i & v_{ref}^- &= v_{ref} - \Delta v \end{aligned}$$

donde:

- i_{ref} : Corriente de referencia
- i_{ref}^+ : Corriente de referencia superior
- i_{ref}^- : Corriente de referencia inferior
- Δi : Variación para la corriente de referencia

- v_{ref} : Tensión de referencia
- v_{ref}^+ : Tensión de referencia superior
- v_{ref}^- : Tensión de referencia inferior
- Δv : Variación para la tensión de referencia

Utilizando las definiciones anteriores, las regiones de operación de los controladores complementarios están dadas

por:

$$\mathbb{R}_e = \{x \in \bar{E} : [(|v_c - v_{ref}| \leq \Delta v) \wedge (|i - i_{ref}| \leq \Delta i)]\}$$

$$\mathbb{R}_a = \{x \in \bar{E} \mid x \notin \mathbb{R}_e\}$$

Dependiendo de la ubicación del dominio \mathbb{R}_e se determina la configuración a utilizar; es decir, para ser utilizada la configuración de baja potencia es necesario que \mathbb{R}_e esté contenido completamente en \overline{BP} , y para ser utilizada la configuración de alta potencia es necesario que \mathbb{R}_e esté contenido completamente en \overline{AP} . Lo anterior queda dado por:

- Las condiciones para que se aplique la configuración de baja potencia son $(\mathbb{R}_e \subset \overline{BP}) \wedge (v_{ref} = \frac{E}{2})$.
- Las condiciones para que se aplique la configuración de alta potencia son $(\mathbb{R}_e \subset \overline{AP}) \wedge (v_{ref} = \frac{E}{2})$.

Determinación del valor Δ

Para determinar el valor de Δ es necesario conocer los parámetros E , R , i_{ref} y Δi ; además de la ubicación para i_{ref}^+ e i_{ref}^- en relación a la $I_c = \frac{E}{2}$, ya que se tienen dos casos para el cálculo de este valor:

- Caso $(i_{ref}^- < I_c) \wedge (i_{ref}^+ < I_c)$

Para este caso Δ se calcula como sigue:

$$\Delta = \frac{E}{2R} - i_{ref}^+$$

- Caso $(i_{ref}^- > I_c) \wedge (i_{ref}^+ > I_c)$

Para este caso Δ se calcula como sigue:

$$\Delta = i_{ref}^- - \frac{E}{2R}$$

La existencia de este Δ nos asegura que no se presente el trazo de un ciclo límite existente en ambas regiones establecidas como \overline{BP} y \overline{AP} . Ya que para este trabajo sólo se han desarrollado configuraciones para alta o baja potencia, no se ha considerado la posible existencia de configuraciones compuestas que formen otro tipo de ciclo límite.

III-A. Controlador estabilizante

Este controlador actúa una vez que se registra el ingreso de la trayectoria en la llamada región \mathbb{R}_e , generando un ciclo límite y tomando en cuenta las restricciones impuestas (i.e. $G(q_1, q_3)$, $G(q_3, q_1)$, $G(q_2, q_4)$ y $G(q_4, q_2)$ no están permitidas). Cabe aclarar que existen 2 secuencias diferentes de conmutaciones (control), para generar el ciclo límite, la determinación de cuál secuencia de conmutación será la aplicada dependerá del valor de referencia que se tenga para la corriente: control para baja potencia (cuando $i_{ref}^+ < I_C - \Delta$) y otro para alta potencia (cuando $i_{ref}^- > I_C + \Delta$).

Controlador estabilizante para baja potencia

Para este caso se tienen las condiciones de invarianza de los modos de operación dadas por:

$$\begin{aligned}
 X(q_1) &= \left\{ x \in \bar{E} : [(|v_c - v_{ref}| \leq \Delta v) \wedge (|i - i_{ref}| \leq \Delta i) \right. \\
 &\quad \left. \vee [(i \leq i_{ref}^-) \wedge (v_c \geq v_{ref})] \right\} \\
 X(q_3) &= \left\{ x \in \bar{E} : [(|v_c - v_{ref}| \leq \Delta v) \wedge (|i - i_{ref}| \leq \Delta i) \right. \\
 &\quad \left. \vee [(i \leq i_{ref}^-) \wedge (v_c < v_{ref})] \right\} \\
 X(q_4) &= \left\{ x \in \bar{E} : i \geq i_{ref}^- \right\}
 \end{aligned} \tag{6}$$

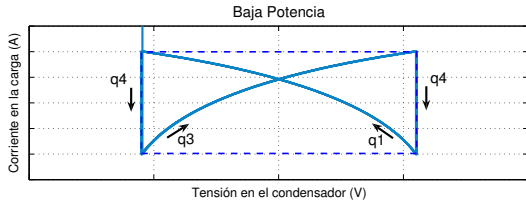


Figura 3. Ciclo límite inducido para el caso de baja potencia

Como podemos apreciar en la Figura 3, la secuencia de operación para formar el ciclo límite en baja potencia queda determinado únicamente por los modos: 1, 3 y 4.

Para el caso del controlador estabilizante en baja potencia, el cual induce un ciclo límite, se tienen las siguientes condiciones de transición:

$$T = \{(q_i, q_j), \forall i \neq j, \text{ para } i, j = 1, \dots, 4\}.$$

donde el conjunto de transiciones está definido por

$$\begin{aligned}
 T(q_1, q_4) &= \left\{ x \in \bar{E} : [(|i - i_{ref}| \leq \Delta i) \wedge (v_c \leq v_{ref}^-) \right. \\
 &\quad \left. \vee [(v_{ref}^- \leq v_c < v_{ref}) \wedge (i \geq i_{ref}^+)] \right\} \\
 T(q_4, q_3) &= \left\{ x \in \bar{E} : (v_{ref}^- \leq v_c < v_{ref}) \wedge (i \leq i_{ref}^-) \right\} \\
 T(q_3, q_4) &= \left\{ x \in \bar{E} : [(|i - i_{ref}| \leq \Delta i) \wedge (v_c \geq v_{ref}^+) \right. \\
 &\quad \left. \vee [(v_{ref} \leq v_c \leq v_{ref}^+) \wedge (i \geq i_{ref}^+)] \right\} \\
 T(q_4, q_1) &= \left\{ x \in \bar{E} : (v_{ref} \leq v_c \leq v_{ref}^+) \wedge (i \leq i_{ref}^-) \right\}
 \end{aligned} \tag{7}$$

Controlador estabilizante para alta potencia

En cambio, para este caso se tienen las siguientes condiciones de invarianza, dadas por (8).

$$\begin{aligned}
 X(q_1) &= \left\{ x \in \bar{E} : [(|v_c - v_{ref}| \leq \Delta v) \wedge (|i - i_{ref}| \leq \Delta i) \right. \\
 &\quad \left. \vee [(i \geq i_{ref}^+) \wedge (v_c \geq v_{ref})] \right\} \\
 X(q_2) &= \left\{ x \in \bar{E} : i \leq i_{ref}^+ \right\} \\
 X(q_3) &= \left\{ x \in \bar{E} : [(|v_c - v_{ref}| \leq \Delta v) \wedge (|i - i_{ref}| \leq \Delta i) \right. \\
 &\quad \left. \vee [(i \geq i_{ref}^+) \wedge (v_c < v_{ref})] \right\}
 \end{aligned} \tag{8}$$

Para el caso de alta potencia en la Figura 4 se aprecia la formación del ciclo límite correspondiente, en el cual a

diferencia del caso de baja potencia éste queda determinado únicamente por los modos: 1, 3 y 2.

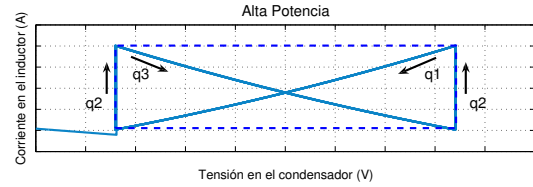


Figura 4. Ciclo límite inducido para el caso de alta potencia

Para el caso del controlador estabilizante en alta potencia, el cual induce un ciclo límite, se tienen las siguientes condiciones de transición:

$$T = \{(q_i, q_j), \forall i \neq j, \text{ para } i, j = 1, \dots, 4\}.$$

donde el conjunto de transiciones está definido por

$$\begin{aligned}
 T(q_1, q_2) &= \left\{ x \in \bar{E} : [(|i - i_{ref}| \leq \Delta i) \wedge (v_c \leq v_{ref}^-) \right. \\
 &\quad \left. \vee [(v_{ref}^- \leq v_c < v_{ref}) \wedge (i \leq i_{ref}^-)] \right\} \\
 T(q_2, q_3) &= \left\{ x \in \bar{E} : (v_{ref}^- \leq v_c < v_{ref}) \wedge (i \geq i_{ref}^+) \right\} \\
 T(q_3, q_2) &= \left\{ x \in \bar{E} : [(|i - i_{ref}| \leq \Delta i) \wedge (v_c \geq v_{ref}^+) \right. \\
 &\quad \left. \vee [(v_{ref} \leq v_c \leq v_{ref}^+) \wedge (i \leq i_{ref}^-)] \right\} \\
 T(q_2, q_1) &= \left\{ x \in \bar{E} : (v_{ref} \leq v_c \leq v_{ref}^+) \wedge (i \geq i_{ref}^+) \right\}
 \end{aligned} \tag{9}$$

III-B. Controlador auxiliar

La función de éste es llevar la trayectoria dentro de la región de estabilidad del ciclo límite. Para el controlador auxiliar, se emplean en complemento a cada caso (para baja potencia o para alta potencia), una única configuración.

Las condiciones de invarianza están dadas por (10).

$$\begin{aligned}
 X(q_1) &= \left\{ x \in \bar{E} : (v_{ref}^+ < v_c \leq E) \wedge (0 \leq i \leq \frac{E}{R}) \right\} \\
 X(q_2) &= \left\{ x \in \bar{E} : (v_{ref}^- \leq v_c \leq v_{ref}^+) \wedge (0 \leq i < i_{ref}^-) \right\} \\
 X(q_3) &= \left\{ x \in \bar{E} : (0 \leq v_c < v_{ref}^-) \wedge (0 \leq i \leq \frac{E}{R}) \right\} \\
 X(q_4) &= \left\{ x \in \bar{E} : (v_{ref}^- \leq v_c \leq v_{ref}^+) \wedge (i_{ref}^+ < i \leq \frac{E}{R}) \right\}
 \end{aligned} \tag{10}$$

El conjunto de transiciones está definido por

$$T = \{(q_i, q_j), \forall i \neq j, \text{ para } i, j = 1, \dots, 4\}.$$

$$\begin{aligned}
 T(q_3, q_2) &= \left\{ x \in \bar{E} : (0 \leq i < i_{ref}^-) \wedge (v_c \geq v_{ref}^-) \right\} \\
 T(q_3, q_4) &= \left\{ x \in \bar{E} : (i_{ref}^+ < i \leq \frac{E}{R}) \wedge (v_c \geq v_{ref}^-) \right\} \\
 T(q_1, q_2) &= \left\{ x \in \bar{E} : (0 \leq i < i_{ref}^-) \wedge (v_c \leq v_{ref}^+) \right\} \\
 T(q_1, q_4) &= \left\{ x \in \bar{E} : (i_{ref}^+ < i \leq \frac{E}{R}) \wedge (v_c \leq v_{ref}^+) \right\}
 \end{aligned} \tag{11}$$

Las transiciones $G(q_1, q_3)$, $G(q_3, q_1)$, $G(q_2, q_4)$ y $G(q_4, q_2)$ no son admisibles debido a que no cumplen con la regla de adyacencia (excepción establecida en Nota 3.2).

Considérese que las condiciones iniciales del sistema, están definidos para

$$Init = \{x \in \mathbb{R}_a\}$$

III-C. Invariancia de la región de atracción del ciclo límite

El ciclo límite inducido por el controlador debe estar confinado a la región \mathbb{R}_e , i.e. la región \mathbb{R}_e es invariante y una vez que la trayectoria alcanza dicha región no la abandona si no existen perturbaciones importantes. Para demostrar que la \mathbb{R}_e es invariante es suficiente estudiar sus límites:

Tanto para el caso de baja potencia como el caso de alta potencia, tenemos:

$$(v_c - v_{ref}, i - i_{ref})^T f_{q_j} \leq 0$$

para $j = 1, 2, 3, 4$.

Esto se cumple para todo $(v_c, i) \in \partial\mathbb{R}_e$, i.e. para todo punto perteneciente a la frontera de la región \mathbb{R}_e .

IV. RESULTADOS

Para una operación en baja potencia se tienen los datos mostrados en la Tabla I y para alta potencia se muestran en la Tabla II.

TABLA I
PARÁMETROS PARA BAJA POTENCIA

Parámetro	Valor numérico	Unidades
L	2,3	mH
R	12	Ω
C	190	μF
E	100	V
v_{ref}	$E/2$	V
Δv	1,1	V
i_{ref}	2	A
Δi	1	A

En la Figura 5 se puede apreciar como se logra estabilizar alrededor de los valores deseados, la corriente en la carga y la tensión en el condensador.

Además al lograr tal estabilización, lleva a la formación del ciclo límite para baja potencia, antes mencionado (Figura 6).

En la Figura 7 se puede apreciar una comparativa de la señal de control obtenida en este trabajo, en relación a la obtenida mediante un control por modos deslizantes basado en [1] para el mismo sistema. Como se puede apreciar la señal del control híbrido es mucho más suave que la obtenida por modos deslizantes (en términos de la frecuencia de conmutación es menor para el controlador aquí propuesto), lo cual es relevante en relación a la frecuencia de conmutación que posea la tarjeta de adquisición de datos que se requiera utilizar en la implementación.

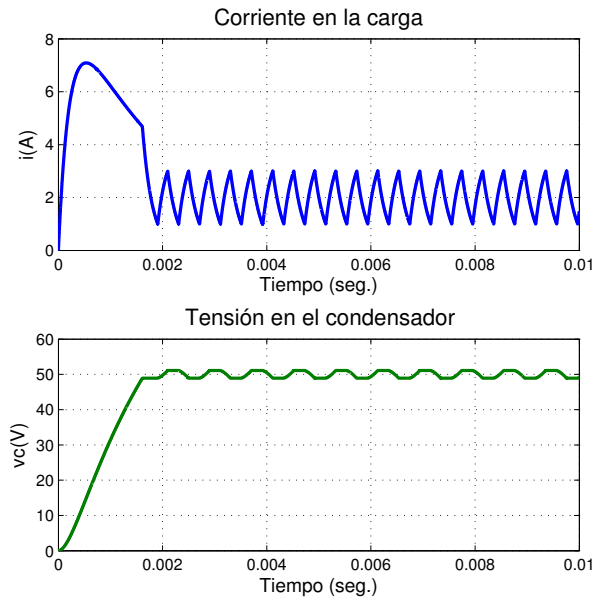


Figura 5. Evolución de los estados para baja potencia

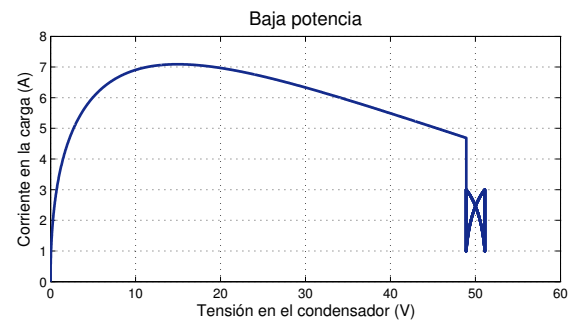


Figura 6. Ciclo límite inducido para el caso de baja potencia

Además a diferencia del control híbrido, el control por modos deslizantes no genera un ciclo límite de forma ya establecida previamente (Figura 8).

Ahora bien, para el caso de alta potencia presentamos el gráfico de señal de control generada por el control híbrido, así como el plano de fase donde se puede apreciar la formación del ciclo límite para alta potencia antes descrito (Figura 9).

TABLA II
PARÁMETROS PARA ALTA POTENCIA

Parámetro	Valor numérico	Unidades
L	2,3	mH
R	12	Ω
C	190	μF
E	100	V
v_{ref}	$E/2$	V
Δv	3,5	V
i_{ref}	6	A
Δi	1	A

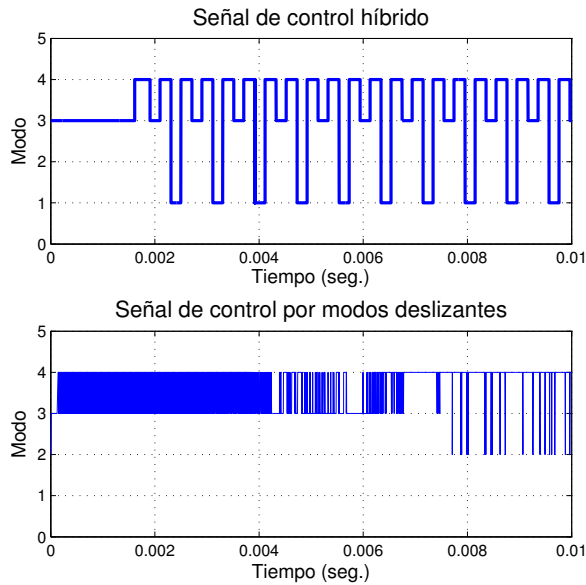


Figura 7. Señal de control para el caso de baja potencia

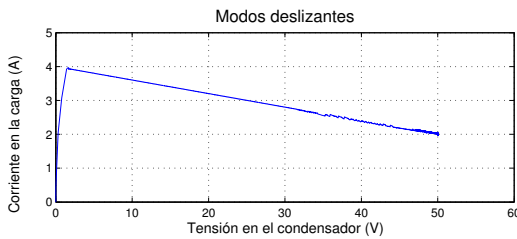


Figura 8. Plano de fase (modos deslizantes)

V. CONCLUSIONES

En este estudio, presentamos un controlador híbrido para el convertidor multicelular de 3 niveles, el cual induce un ciclo límite alrededor de los valores de referencia deseados. El controlador propuesto está basado en un modelo híbrido (exacto o instantáneo) tomando en cuenta la naturaleza conmutada del sistema y a diferencia de los modelos comúnmente utilizados en la literatura, éste considera las dinámicas continuas y discretas del proceso; logrando obtener una señal más suave de las dinámicas continuas en estado estacionario, lo cual a su vez trae como resultado una frecuencia de conmutación del controlador menor, disminuyendo los requerimientos de la tarjeta de adquisición de datos en relación a la frecuencia.

En simulación vemos que el controlador genera una trayectoria periódica alrededor de la referencia deseada, tanto en alta como en baja potencia, logrando un adecuado control del mismo; queda pendiente ver la respuesta del sistema físico ante el esquema aquí propuesto.

Además, mientras que en trabajos previos no se considera el establecimiento de las condiciones de existencia del ciclo de manera explícita, nosotros establecemos algunas, contemplando como trabajo futuro la reestructuración de las mismas de una forma no heurística (tomando en cuenta el trabajo reportado en [3]).

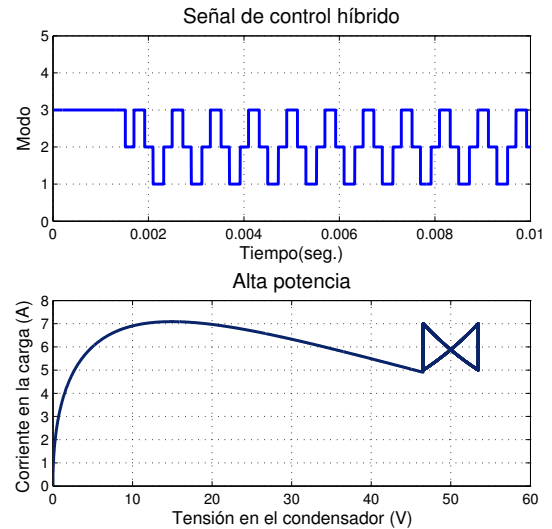


Figura 9. Caso de simulación para alta potencia

VI. BIBLIOGRAFÍA

REFERENCIAS

- [1] O. Benzineb, F. Taibi, M.E.H. Benbouzid, M.S. Boucherit, and M. Tadjine. *Multicell Converters Hybrid Sliding Mode Control*. International Review on Modelling and Simulations, 4(4):1396–1403, 2011.
- [2] K. Benmansour, A. Benalia, M. Djemaï, and J. de Leon. *Hybrid control of a multicellular converter*. Nonlinear Analysis: Hybrid Systems, 1(1):16 – 29, 2007.
- [3] J. Ben Salah, C. Valentin, H. Jerbi, and C.Z. Xu. Geometric synthesis of a hybrid limit cycle for the stabilizing control of a class of nonlinear switched dynamical systems. *Systems and Control Letters*, 60(12):967 – 976, 2011.
- [4] J. Guckenheimer. *A robust hybrid stabilization strategy for equilibria*. Automatic Control, IEEE Transactions on, 40(2):321 –326, feb 1995.