

**SIMULACIÓN DE UN CONTROL POR MOLDEO DE
ENERGÍA PARA CIRCUITOS CONVERTIDORES DE
POTENCIA**

Danna Camila Mejía Luque
William Bernardo Calderón Villamil

**Universidad Industrial de Santander
Escuela de Ingenierías
Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones
Bucaramanga
2018**

**SIMULACIÓN DE UN CONTROL POR MOLDEO DE
ENERGÍA PARA CIRCUITOS CONVERTIDORES DE
POTENCIA**

Danna Camila Mejía Luque
William Bernardo Calderón Villamil

Trabajo de Grado para optar al título de
Ingeniero Electrónico

Director
Ricardo Alzate Castaño, Ph.D.

**Universidad Industrial de Santander
Escuela de Ingenierías
Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones
Bucaramanga
2018**

Agradecimientos

A Dios por estar con nosotros en cada paso que damos, por fortalecer nuestros corazones e iluminar nuestras mentes y por haber puesto en nuestro camino a aquellas personas que han sido soporte y compañía durante todo el periodo de estudio.

A nuestros padres por su confianza y apoyo incondicional para poder emprender esta gran aventura, que con su amor infinito y consejos nos ayudaron a tomar las decisiones correctas. Siempre han sido un ejemplo para nosotros y gracias a ello hemos alcanzado nuestras metas con mucho orgullo, les debemos un agradecimiento y una retribución total por su gran amor.

A nuestros hermanos por ser nuestro ejemplo a seguir, por su compañía y apoyo incondicional.

A nuestros amigos por enseñarnos el verdadero valor de la amistad y por compartir con nosotros momentos de risa, alegría y tristeza. Sin ustedes no hubiera sido lo mismo.

A todos GRACIAS.

Danna Camila Mejia, William Bernardo Calderón.

Tabla de Contenido

Introducción	12
1. Objetivos	15
1.1. Objetivo general	15
1.2. Objetivos específicos	15
2. Control por moldeo de energía	16
2.1. Energía de un péndulo	16
2.2. Influencia de la forzante en la dinámica del sistema	18
3. Moldeo de energía de un convertidor reductor	21
3.1. Circuito convertidor de potencia reductor	21
3.1.1. Energía del circuito	22
3.1.2. Selección de la ley de control	23
3.1.3. Simulación del sistema controlado	27
3.2. Análisis del efecto de control sobre la energía del sistema	28
4. Conclusiones	31
5. Recomendaciones	33
6. Trabajo futuro	34
Bibliografía	35

Lista de Figuras

1.	Sistema masa-resorte	12
2.	Simulación para sistema masa resorte aplicando una forzante	13
3.	Descomposición sistema masa-resorte	13
2.1.	Péndulo alrededor de un eje de rotación	16
2.2.	Posición y velocidad angular en el tiempo para sistema (2.1), no forzado . .	17
2.3.	Energía en tiempo sistema no forzado	17
2.4.	Energía en espacio sistema no forzado	18
2.5.	Variables en tiempo sistema forzado	20
2.6.	Energía en tiempo sistema forzado	20
2.7.	Energía en espacio sistema forzado	20
3.1.	Circuito convertidor de potencia reductor	21
3.2.	Esquema circuito simulado en <i>Simscape</i>	27
3.3.	Simulación circuito controlado perturbado	29
3.4.	Energía del esfuerzo de control	30

Lista de Tablas

3.1. Parámetros circuitales simulados 28

Resumen

TÍTULO: SIMULACIÓN DE UN CONTROL POR MOLDEO DE ENERGÍA PARA CIRCUITOS CONVERTIDORES DE POTENCIA. ¹

AUTORES: WILLIAM BERNARDO CALDERON VILLAMIL, DANNA CAMILA MEJIA LUQUE. ²

PALABRAS CLAVE: Análisis de Lyapunov, Control de mínima energía, Convertidor de potencia DC/DC, Moldeo de energía.

DESCRIPCIÓN: El presente trabajo de grado presenta el análisis teórico y la verificación por simulación usando la herramienta Simscape de Matlab, para una técnica de control por moldeo de energía aplicada en un convertidor de potencia DC/DC reductor, considerando ideales los elementos que conforman el sistema, ante perturbaciones en la fuente de suministro. Inicialmente, se realiza una discusión sobre el concepto de forzante y su influencia en el cambio energético de un sistema mecánico de tipo péndulo. Posteriormente, estas ideas son utilizadas para justificar la inclusión de un término de disipación o amortiguamiento selectivo, es decir puede ser negativa o positiva dependiendo de la necesidad en un circuito convertidor de potencia, a manera de ley de control, constituyendo la condición para satisfacer la estabilidad del sistema controlado en un sentido asintótico, lo anterior se determinó a partir del teorema de estabilidad de Lyapunov. Se verifica a partir de comparación con una técnica clásica de tipo PI sintonizada empíricamente, que el controlador por moldeo de energía no presenta el mejor desempeño en términos de régimen transitorio, pero si el menor esfuerzo para conseguir el objetivo de control. Trabajo complementario incluye el análisis energético y la optimización para flujos de potencia en sistemas eléctricos, a partir del moldeo de energía considerando elementos no ideales.

¹Trabajo de grado

²Facultad de Ingenierías Físico-Mecánicas. Escuela de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones. Director: Ricardo Alzate Castaño, Ph.D.

Abstract

TITLE: SIMULATION FOR ENERGY-SHAPING CONTROL TECHNIQUES APPLIED TO POWER CONVERTER CIRCUITS. ³

AUTHORS: WILLIAM BERNARDO CALDERON VILLAMIL, DANNA CAMILA MEJIA LUQUE. ⁴

KEY WORDS: DC/DC power converter, Energy shaping, Lyapunov analysis, Minimum energy control.

DESCRIPTION: In this work the energy shaping control of a DC/DC buck converter subjected to disturbances in the supply source, is presented by theoretical analyzes and numerical simulations. First, the justification for an input forcing law modifying appropriately the energy stored in a system is motivated by dynamical analysis of a pendulum. Then, the ideas of energy shaping are applied to regulate the output voltage of a DC/DC power converter by including a dissipation term that constitutes a selective damping allowing to handle the energy stored by the circuit and a corresponding desired behavior. This shows to be the condition to guarantee the asymptotic stability of the equilibrium. Simulations performed in the *MATLAB Simscape* tools show that a PI classical controller has a better performance in transient behavior but the energy shaping technique achieves the control objective with a less effort. Ongoing work includes analysis of power flows in electrical systems using energy shaping control approaches.

³Degree work

⁴Physico-mechanical engineering Faculty. School of Electrical Engineering. Supervisor: Ricardo Alzate. Ph. D

Introducción

Según [3], *la energía* es la capacidad de los cuerpos para realizar un trabajo y producir cambios en ellos mismos o en otros cuerpos. Es decir, *la energía* es la capacidad de hacer funcionar las cosas. La unidad de medida que utilizamos para cuantificar *la energía* es el Joule (J). Por tanto, se puede considerar que la dinámica de los sistemas de ingeniería se describe por el cambio temporal de su energía.



Figura 1: Sistema masa-resorte

Para citar un ejemplo, considere el sistema masa-resorte que se muestra en la Fig. 1. Dicho sistema es un clásico ejemplo de movimiento armónico simple, para el cual es posible formular la siguiente ecuación diferencial:

$$m\ddot{x}(t) + kx(t) = u(t), \quad (1)$$

empleando la *segunda ley de Newton* para describir el desplazamiento de la masa, siendo $x(t)$ la posición de la masa, k la constante elástica del resorte, m la cantidad de masa de la partícula y $u(t)$ la fuerza externa aplicada al cuerpo.

Alternativamente, puede estudiarse el comportamiento del sistema a partir de un análisis de su energía. Es así como la expresión (2) representa la energía total del sistema:

$$E_T = E_c + E_p = \frac{1}{2}m\dot{x}^2 + \frac{1}{2}kx^2, \quad (2)$$

correspondiendo a la suma entre la *energía potencial* E_p del resorte y la *energía cinética* E_c de la masa [1].

Dadas ciertas condiciones iniciales diferentes al reposo, el objetivo de control podría ser determinar la forzante $u(t)$ que permite realizar un frenado instantáneo de la masa. En [27],

se muestra que

$$u(t) = \frac{\frac{1}{2}m\dot{x}^2}{x}, \quad (3)$$

satisface esta premisa, representando un término de disipación que compensa la energía cinética acumulada en la masa. En la Fig. 2 se observa el efecto de aplicar dicha forzante al sistema en $t = 20$ [s].

Lo anterior, es un ejemplo de cómo es posible diseñar alternativamente una ley de control en un sistema, a partir de expresiones matemáticas que describen el almacenamiento de energía en sus componentes. A esto se le denomina *control por moldeo de energía* [19]. De hecho, existe un interés en la comunidad científica por incorporar consideraciones energéticas al análisis y diseño de sistemas de control. Una discusión interesante al respecto puede encontrarse en [20]. Dichas consideraciones energéticas se han aplicado con éxito en problemas ligados a sistemas mecánicos, principalmente del tipo control de trayectorias en manipuladores robóticos [24].

En particular, el *control por moldeo de energía* (o *energy shaping* en inglés) aborda el problema de seleccionar un esfuerzo de control para el sistema (planta o proceso) de manera tal que se satisfaga un comportamiento energético deseado representado por el mínimo de una función de energía deseada [9]. Lo anterior, es un caso especial del *principio de pasividad de los sistemas dinámicos*. El trabajo de grado [5] y la tesis de maestría [27], desarrollados en la UIS, realizan una ilustración del anterior principio.

El *control por moldeo de energía*, permite visualizar los sistemas físicos como interconexión de subsistemas o componentes simples que almacenan o disipan energía. De esta manera, un sistema-masa resorte como el de la Fig. 1 puede descomponerse energéticamente en dos componentes: el resorte, el cual almacena una energía potencial elástica y la masa la cual almacena energía cinética, según se define en la Ec. (2) y se ilustra gráficamente en la Fig. 3.

En los últimos años se han planteado diversos análisis e investigaciones relacionadas con la técnica de *control por moldeo de energía*. Por ejemplo: [11] se enfoca en resolver el problema de estabilización alrededor del punto de equilibrio inestable de algunos sistemas pertenecientes a la familia de péndulos invertidos; en [17] se aborda la solución al problema de estabilización por realimentación de salida de un motor DC; [2] trabaja sobre un inversor elevador no lineal, a manera de filtro activo; [7] aborda el control de posición para robots manipuladores; mientras que [4] propone una solución al problema de llevar un péndulo invertido a su posición de equilibrio estable (swinging-up) mediante estabilización.

De otro lado, los circuitos convertidores de potencia son elementos de alta relevancia en los sistemas actuales de manejo de energía. En esencia, esta clase de circuito se encarga de

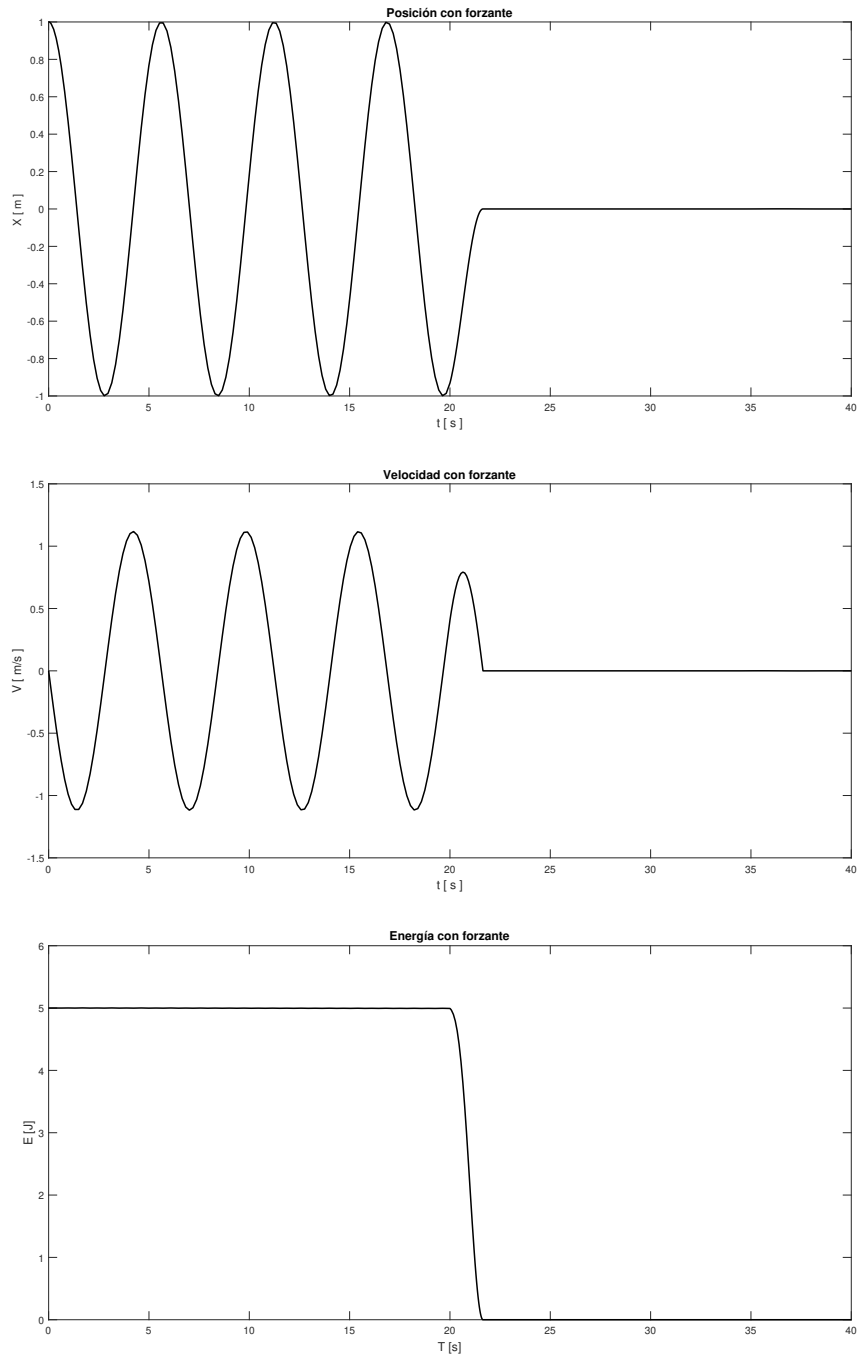


Figura 2: Resultados de simulación para sistema masa resorte aplicando una forzante en $t = 20 [s]$: (a) posición, (b) velocidad y (c) energía, como función del tiempo

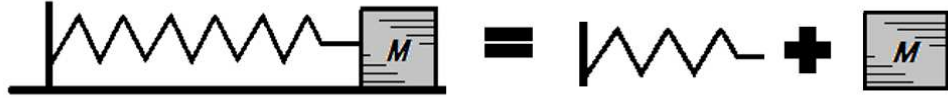


Figura 3: Descomposición sistema masa-resorte

entregar potencia eléctrica a una carga de manera controlada a partir de un patrón de conmutación predeterminado [12]. El objetivo de control en este caso es asegurar suministros de potencia constantes a pesar de variaciones en el entorno (perturbaciones).

Diferentes técnicas se reportan en la literatura para el control de circuitos convertidores de potencia, abordando soluciones clásicas basadas en reguladores PI-PID [6, 22, 14] al igual que técnicas más elaboradas con enfoque en el espacio de estados [26, 21, 15]. En particular, se referencian algunos trabajos de control basado en energía aplicados a convertidores de potencia, principalmente del tipo basado en pasividad [16, 25, 8].

Estos métodos energéticos aplicados al control de circuitos convertidores de potencia, buscan mejorar la transferencia entre fuentes y cargas, no sólo desde un punto de vista de la dinámica de las variables del circuito sino también procurando emplear de manera más eficiente la energía almacenada en los dispositivos que componen el sistema.

El presente trabajo de grado se motiva por tanto en este contexto, proponiendo desarrollos orientados a encontrar respuesta para los siguientes interrogantes: ¿Es posible mejorar el desempeño energético de un circuito convertidor de potencia empleando técnicas de control por moldeo de energía? ¿Qué diferencias y similitudes presenta la técnica de moldeo de energía con respecto a otras técnicas de control convencional? ¿Qué ventajas y desventajas presenta desde el punto de vista dinámico (transitorios, errores en estado estable) abordar un problema de control desde un enfoque energético con respecto a otras metodologías?

Capítulo 1

Objetivos

1.1. Objetivo general

Diseñar y simular una acción de control para regular el comportamiento dinámico de un circuito convertidor de potencia empleando la técnica de moldeo de energía.

1.2. Objetivos específicos

- Analizar la técnica de control por moldeo de energía;
- Implementar en un entorno de simulación un control por moldeo de energía para un circuito convertidor de potencia;
- Contrastar el desempeño del sistema controlado por moldeo de energía con respecto a una técnica convencional.

Capítulo 2

Control por moldeo de energía

El presente Capítulo introduce las nociones conceptuales de la técnica conocida como *control por moldeo de energía* [19, 20] (o *energy shaping* en inglés).

Para ello se empleará un ejemplo correspondiente con un sistema de *péndulo*, para el cual se intentará mostrar la manera en que la ley de control de posicionamiento del vástago, se relaciona con niveles de energía deseados en el sistema.

Los desarrollos mostrados en el presente apartado, son una adaptación en un formato simple para los resultados presentados por *Aracil y Gordillo* en [4].

2.1. Energía de un péndulo

La dinámica de un cuerpo (de masa puntual m) que se desplaza alrededor de un eje de rotación tal y como lo ilustra la Fig. 2.1, puede describirse por la ecuación diferencial:

$$I\ddot{\theta} = u \cos \theta - mgl \sin \theta, \quad (2.1)$$

siendo θ el ángulo que forma el movimiento del cuerpo con la vertical, g la constante de gravitación universal, I el momento de inercia del cuerpo (o distribución geométrica de la masa alrededor del eje de rotación), l el radio del movimiento circular y u la forzante externa que provoca el movimiento.

Asimismo, empleando principios de física sabemos que la energía de un cuerpo que se desplaza en el espacio puede almacenarse en términos de sus componentes *potencial* y *cinética*. Para el caso de un movimiento circular, la *energía cinética* se escribe como:

$$E_c = \frac{1}{2}I\dot{\theta}^2, \quad (2.2)$$

al tiempo que la energía potencial puede definirse mediante la expresión siguiente:

$$E_p = mgl(1 - \cos \theta), \quad (2.3)$$

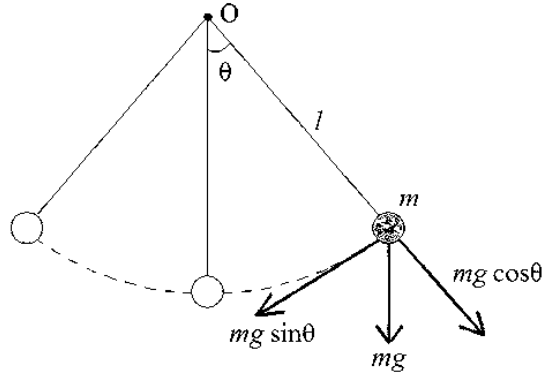


Figura 2.1: Péndulo representado como una masa que gira alrededor de un eje de rotación (tomado de wikipedia.org)

siendo $l(1 - \cos \theta)$ un término que relaciona la altura de la masa con respecto a la posición de equilibrio para $\theta = 0 \text{ rad}$.

Así entonces, la energía total acumulada en el movimiento del péndulo (sin considerar todavía el efecto de la forzante) es:

$$\begin{aligned} E_t &= E_c + E_p \\ &= \frac{1}{2}I\dot{\theta}^2 + mgl(1 - \cos \theta). \end{aligned} \quad (2.4)$$

La Fig. 2.2 muestra la posición θ y la velocidad $\omega = \dot{\theta}$ para la masa como una función del tiempo, partiendo de condiciones iniciales $\theta(0) = \frac{4\pi}{5}$, $\omega(0) = 0$ y asumiendo como valores de parámetro $m = 5 \text{ kg}$, $l = 1 \text{ m}$, $I = 0.5 \text{ Js}$. Tomando en cuenta que se considera un movimiento sin fricción, las curvas de respuesta para el sistema no forzado se presentan sin amortiguamiento.

De manera equivalente, la Fig. 2.3 muestra que la energía total E_t del sistema se conserva alrededor del valor inicial:

$$\begin{aligned} E(0) &= \frac{1}{2}I\omega(0)^2 + mgl(1 - \cos \theta(0)) \\ &= mgl(1 + 0.8090) \\ &= 88.64 \text{ J}, \end{aligned}$$

a través del tiempo, con ligeras variaciones debidas a inconsistencias de aproximación numérica del algoritmo de integración, pero que para todos los efectos refleja el valor constante en la energía del sistema.

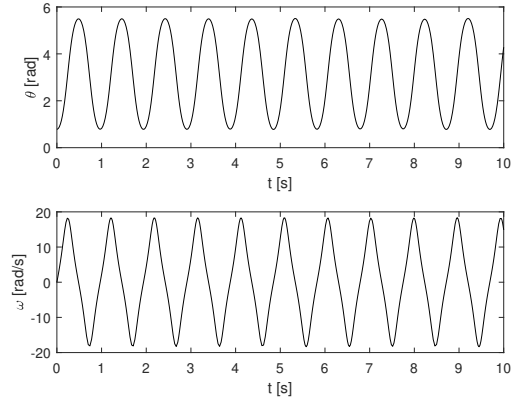


Figura 2.2: Posición y velocidad angular en el tiempo para sistema (2.1), no forzado

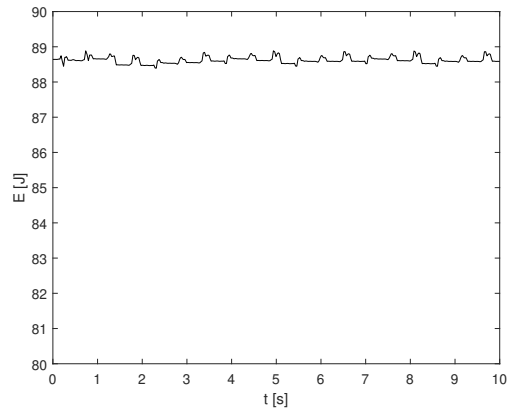


Figura 2.3: Comportamiento de la energía total en el tiempo para sistema (2.1), no forzado

Otra manera de ver lo anterior, es a través de la dependencia de dicha energía en las variables de posición y velocidad mostrada en la Fig. 2.4. Esta dependencia espacial, muestra como dependiendo de la combinación de las coordenadas θ y ω en el plano de movimiento, la energía puede tomar diversos valores según indicado por la superficie generada.

Sin embargo, al no tener el sistema términos disipativos su condición inicial de energía se mantiene, formando un anillo (o curva de nivel) de trayectoria en la medida que sus variables evolucionan en el tiempo.

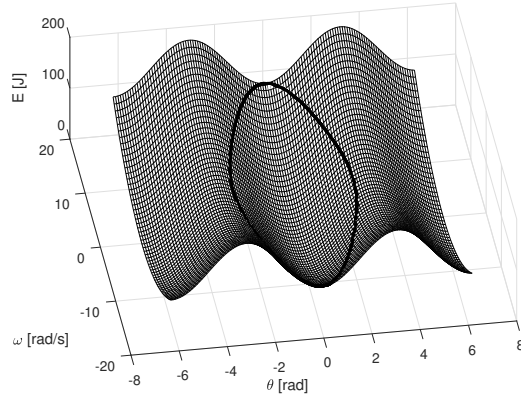


Figura 2.4: Comportamiento de la energía en el espacio de movimiento para sistema (2.1), no forzado

2.2. Influencia de la forzante en la dinámica del sistema

Para estudiar el comportamiento dinámico del péndulo forzado considere el siguiente vector de estados:

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \theta \\ \omega \end{bmatrix}, \quad (2.5)$$

mismo que permite escribir alternativamente la expresión (2.1) en forma matricial, en el modo siguiente:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{f}(\mathbf{x}, u) \\ &= \begin{bmatrix} x_2 \\ -\frac{mgl}{I} \sin x_1 + \frac{1}{I} u \cos x_1 \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (2.6)$$

y la energía total del sistema en función de las variables de estado como:

$$E_t = \frac{1}{2} I x_2^2 + mgl(1 - \cos x_1). \quad (2.7)$$

La variación de la energía en el tiempo (o dicho de otra manera, la potencia) se puede

obtener mediante la siguiente combinación de (2.6) y (2.7):

$$\begin{aligned}
 \frac{d}{dt}E_t &= \frac{1}{2}I(2x_2\dot{x}_2) - mgl(-\sin x_1)\dot{x}_1 \\
 &= Ix_2\dot{x}_2 + mglx_2\sin x_1 \\
 &= Ix_2\left(-\frac{mgl}{I}\sin x_1 + \frac{1}{I}u\cos x_1\right) + mglx_2\sin x_1 \\
 &= -mglx_2\sin x_1 + ux_2\cos x_1 + mglx_2\sin x_1 \\
 &= ux_2\cos x_1.
 \end{aligned} \tag{2.8}$$

Ahora bien, la estabilidad en el espacio de estados para un sistema puede garantizarse a partir de los *Teoremas de Lyapunov*. Particularmente, se considerará la *estabilidad local* [23]:

- Sea $V(x_1, x_2)$ una función escalar del estado; es decir $V : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}$;
- Si $V(0, 0) = 0$ y $V(x_1, x_2) > 0$ para cualquier otro valor de x_1 y x_2 , entonces $V(x_1, x_2)$ se denomina *definida positiva* y se denota $V(x_1, x_2) > 0$;
- Si $V(x_1, x_2) = 0$ para $x_1 = 0$ y $x_2 = 0$, al igual que para otros valores de x_1 y x_2 , pero para todos los demás $V(x_1, x_2) > 0$, entonces $V(x_1, x_2)$ se denomina *semidefinida positiva* y se denota $V(x_1, x_2) \geq 0$;
- Si $V(x_1, x_2)$ es definida positiva, entonces $-V(x_1, x_2)$ se denomina *definida negativa* y se denota $V(x_1, x_2) < 0$;
- Si $V(x_1, x_2)$ es semidefinida positiva, entonces $-V(x_1, x_2)$ se denomina *semidefinida negativa* y se denota $V(x_1, x_2) \leq 0$;
- Si $V(x_1, x_2) > 0$ y $\frac{d}{dt}V(x_1, x_2) \leq 0$, la función escalar $V(x_1, x_2)$ se denomina *función de Lyapunov* ó *función de energía del sistema*;
- Si $V(x_1, x_2)$ es una *función de Lyapunov* para el sistema, entonces el punto de equilibrio $x_1 = 0$ y $x_2 = 0$ es *estable en el sentido de Lyapunov*. Si adicionalmente se cumple que $\frac{d}{dt}V(x_1, x_2) < 0$ en una vecindad del equilibrio, entonces este último será *asintóticamente estable*.

Tomando en cuenta lo anterior, la expresión (2.7) es candidata a *función de Lyapunov* para el sistema en el espacio de estados definido en (2.6). Observe que (2.7) es de hecho una función de energía que sólo es cero en el origen. Además, tiene valores positivos para todos los demás puntos x_1 y x_2 según lo muestra la Fig. 2.4 y por tanto $E_t > 0$.

De esta manera, $V(x_1, x_2) = E_t$ será *función de Lyapunov* para el sistema si se cumple que:

$$\begin{aligned}\frac{d}{dt}V(x_1, x_2) &= \frac{d}{dt}E_t \\ &= ux_2 \cos x_1 \\ &\leq 0.\end{aligned}$$

Lo anterior se consigue a partir de una apropiada selección para la forzante $u(t)$. Por ejemplo, sea:

$$u(t) = -kx_2 \cos x_1, \quad (2.9)$$

para un valor k positivo. Entonces, se obtiene:

$$\begin{aligned}\frac{d}{dt}V(x_1, x_2) &= -kx_2^2 \cos x_1^2 \\ &< 0,\end{aligned}$$

garantizando un equilibrio *asintóticamente estable* en el origen $x_1 = 0, x_2 = 0$.

La Fig. 2.5 presenta el comportamiento de las señales en el tiempo para el sistema (2.1), forzado empleando (2.9) para $k = 0.5$. De estos resultados se observa la convergencia de $x_1 = \theta$ y $x_2 = \omega$ a sus respectivos valores de equilibrio. También se observa la forma de onda para la forzante respectiva, tanto en unidades de fuerza como de energía, de lo cual se concluye que dicha señal alterna instantes donde inyecta energía al sistema (valores positivos) y en otros absorbe o disipa dicha energía (valores negativos), con amplitud o esfuerzo decreciente en el tiempo.

Por su parte, la Fig. 2.6 muestra la convergencia hacia cero de la energía total acumulada en el sistema. Finalmente, la Fig. 2.7 muestra un espiral de convergencia en las curvas de nivel, para la energía hacia su valor de equilibrio en el espacio de movimiento.

Este resultado permite observar la manera en la cual una selección pertinente para la forzante de un sistema modifica el comportamiento de su energía, y a través de ello la forma en que evoluciona la dinámica de sus variables. Lo anterior contiene la esencia del *control por moldeo de energía*.

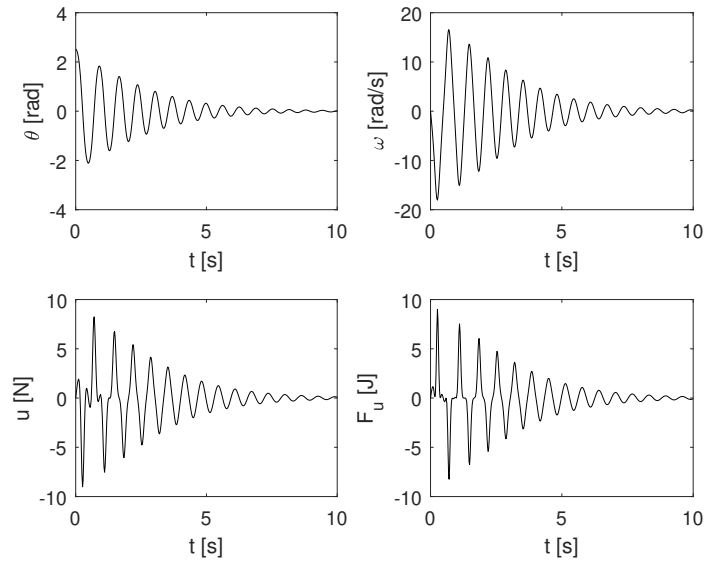


Figura 2.5: Posición, velocidad angular, forzante y energía de forzante en el tiempo para sistema (2.1) forzado

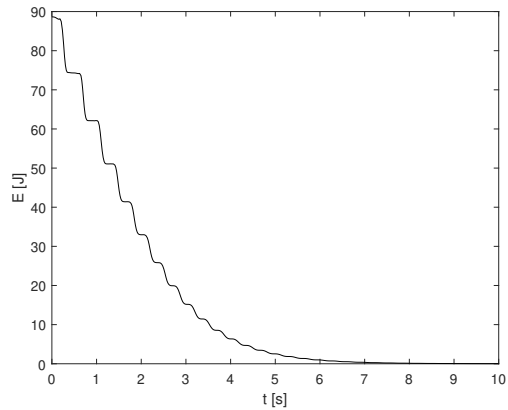


Figura 2.6: Comportamiento de la energía total en el tiempo para sistema (2.1) forzado

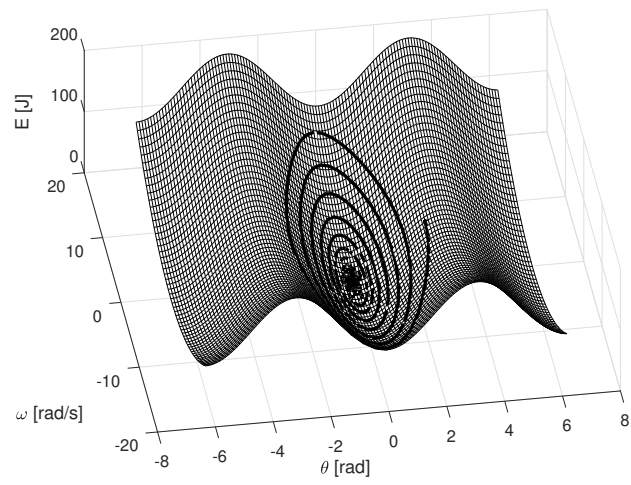


Figura 2.7: Comportamiento de la energía en el espacio de movimiento para sistema (2.1) forzado

Capítulo 3

Moldeo de energía de un convertidor reductor

Las ideas presentadas respecto al *control por moldeo de energía* serán aplicadas en el presente Capítulo para regular, en modo apropiado, el comportamiento dinámico de un circuito convertidor de potencia reductor sometido a perturbaciones.

Para tal efecto, se realizará una definición de la energía del circuito y a partir de ello la construcción para una ley que control que permita satisfacer las condiciones deseadas de estabilidad en el sistema compensado.

Los desarrollos presentados se basan en el trabajo de *Guo y Feng* [10], al igual que en resultados al interior de la UIS reportados en el trabajo de grado [5] y la tesis de maestría [27].

3.1. Circuito convertidor de potencia reductor

Los circuitos convertidores de potencia son dispositivos empleados para la gestión de energía entre cargas y fuentes. Fundamentalmente, realizan una administración de los flujos de potencia para evitar pérdidas y garantizar eficiencia. Dependiendo de la naturaleza de las señales que manipula el sistema existen diversas clasificaciones para estos dispositivos. El caso DC/DC es típico en aplicaciones recientes e incorpora fuentes y cargas en corriente continua. La Fig. 3.1 presenta la configuración reductora o *buck* para el convertidor DC/DC. En este caso los niveles de tensión a la salida son menores que los correspondientes en la fuente de entrada [13].

La operación del dispositivo depende del estado de conducción del transistor MOSFET. Así, es posible obtener ecuaciones dinámicas para el circuito a partir del denominado *modelo*

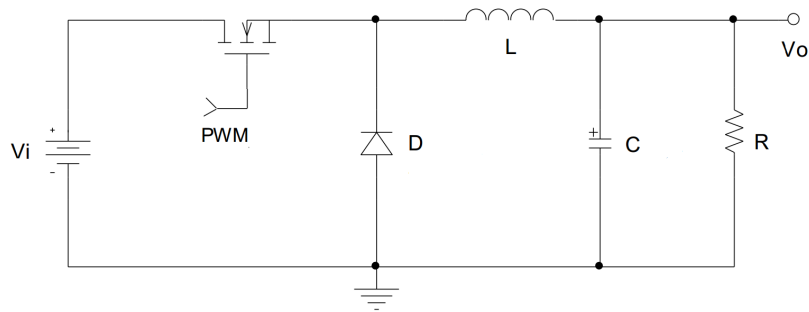


Figura 3.1: Circuito convertidor de potencia reductor

promedio [10]:

$$\begin{bmatrix} \frac{d}{dt} i_L \\ \frac{d}{dt} v_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_i}{L} \\ 0 \end{bmatrix} u, \quad (3.1)$$

siendo i_L la corriente del inductor, v_C la tensión del capacitor y $u \in [0, 1]$ la señal correspondiente al estado de conmutación del transistor a través del ciclo útil de una señal PWM (modulada en anchos de pulso).

3.1.1. Energía del circuito

El circuito convertidor reductor de la Fig. 3.1 posee dos elementos almacenadores de energía: 1) el inductor, que almacena la energía en forma de campo magnético y 2) el capacitor que lo hace en forma de campo eléctrico. Por tanto la energía total almacenada en el sistema en un instante dado viene dada por:

$$\begin{aligned} E_t &= E_L + E_C \\ &= \frac{1}{2} L i_L^2 + \frac{1}{2} C v_C^2, \end{aligned} \quad (3.2)$$

siendo E_L la energía acumulada en el inductor y E_C la correspondiente en el capacitor.

De esta manera se observa que la energía del circuito representa una función definida positiva; es decir $E_t > 0$.

De otro lado, analizando la razón de cambio para dicha energía, se obtiene:

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt}E_t &= L\frac{d}{dt}i_L + C\frac{d}{dt}v_C \\
&= L\left(-\frac{1}{L}v_C + \frac{V_i}{L}u\right) + C\left(\frac{1}{C}i_L - \frac{1}{RC}v_C\right) \\
&= -v_C + V_i u + i_L - \frac{1}{R}v_C \\
&= i_L - v_C\left(1 + \frac{1}{R}\right) + V_i u,
\end{aligned} \tag{3.3}$$

a partir de lo cual se observa que para que E_t sea *candidata a función de Lyapunov*, garantizando la estabilidad del equilibrio del sistema, se debe seleccionar una ley de control $u(t)$ que para cualquier instante del tiempo a partir de la condición inicial y ante cualquier valor de $i_L(t)$ y $v_C(t)$, garantice la definidad negativa de (3.3).

3.1.2. Selección de la ley de control

De la teoría de control en el espacio de estados se sabe que un sistema cuyo punto de equilibrio de interés no sea el origen, puede analizarse como tal a través de un cambio apropiado de coordenadas [23].

Para el sistema (3.1), el punto de equilibrio (\bar{i}_L, \bar{v}_C) corresponde con los valores para i_L y v_C que satisfacen:

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_L \\ \bar{v}_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_i}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \bar{u}, \tag{3.4}$$

a partir de lo cual se tiene:

$$\begin{aligned}
0 &= -\frac{1}{L}\bar{v}_C + \frac{V_i}{L}\bar{u} \implies \\
\bar{v}_C &= V_i \bar{u},
\end{aligned} \tag{3.5}$$

y

$$\begin{aligned}
0 &= \frac{1}{C}\bar{i}_L - \frac{1}{RC}\bar{v}_C \implies \\
\bar{i}_L &= \frac{1}{R}\bar{v}_C \\
&= \frac{1}{R}V_i \bar{u}.
\end{aligned} \tag{3.6}$$

Por tanto, entregar una tensión \bar{v}_C en estado estacionario a la resistencia de carga R en el circuito de la Fig. 3.1, implica aplicar un ciclo útil de PWM de valor porcentual \bar{u} ante

condiciones nominales de operación del sistema. Asimismo, se tendrá una corriente nominal para el inductor de $\frac{1}{R}V_i\bar{u}$.

De esta manera, analizar la estabilidad del sistema (3.1) alrededor de (\bar{i}_L, \bar{v}_C) , equivale a analizar la estabilidad alrededor del origen para el sistema modificado:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \frac{d}{dt}e_1 \\ \frac{d}{dt}e_2 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_i}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \mu \\ \frac{d}{dt}\mathbf{e} &= \mathbf{A}\mathbf{e} + \mathbf{B}\mu, \end{aligned} \quad (3.7)$$

siendo $e_1 = i_L - \bar{i}_L$ la desviación de corriente respecto al valor definido en (3.6), $e_2 = v_C - \bar{v}_C$ la desviación de voltaje respecto al valor definido en (3.5) y $\mu = u - \bar{u}$ la desviación del ciclo útil alrededor del valor nominal \bar{u} .

Para seleccionar la ley de control que garantiza la estabilidad del equilibrio, considere la *candidata a función de Lyapunov* dada por la forma cuadrática:

$$\begin{aligned} V(\mathbf{e}) &= \mathbf{e}^T \mathbf{P} \mathbf{e} \\ &= \begin{bmatrix} e_1 & e_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{L}{2} & 0 \\ 0 & \frac{C}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} \\ &= \frac{1}{2} L e_1^2 + \frac{1}{2} C e_2^2, \end{aligned} \quad (3.8)$$

la cual es definida positiva y representa la variación residual con respecto al valor nominal de energía definido en (3.2) para el circuito [27].

De esta manera, $V(\mathbf{e})$ será *función de Lyapunov* para el sistema (3.7) (en su versión no forzada) y por tanto, garantizará la estabilidad asintótica para el equilibrio en el origen, si y sólo si $\dot{V}(\mathbf{e})$ es definida negativa; es decir:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}V(\mathbf{e}) &= \dot{\mathbf{e}}^T \mathbf{P} \mathbf{e} + \mathbf{e}^T \mathbf{P} \dot{\mathbf{e}} \\ &= (\mathbf{A}\mathbf{e})^T \mathbf{P} \mathbf{e} + \mathbf{e}^T \mathbf{P} \mathbf{A}\mathbf{e} \\ &= \mathbf{e}^T \mathbf{A}^T \mathbf{P} \mathbf{e} + \mathbf{e}^T \mathbf{P} \mathbf{A}\mathbf{e} \\ &= \mathbf{e}^T (\mathbf{A}^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A}) \mathbf{e} \\ &< 0, \end{aligned} \quad (3.9)$$

implicando a su vez:

$$\begin{aligned}
\mathbf{A}^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A} &= \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \frac{L}{2} & 0 \\ 0 & \frac{C}{2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{L}{2} & 0 \\ 0 & \frac{C}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \\
&= \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2R} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{2} \\ \frac{1}{2} & -\frac{1}{2R} \end{bmatrix} \\
&= \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{R} \end{bmatrix} \\
&< 0.
\end{aligned} \tag{3.10}$$

Por tanto, sabiendo que:

$$(\mathbf{A}^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A}) < 0 \implies -(\mathbf{A}^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A}) > 0,$$

el criterio de *Sylvester* [18] nos sugiere que los menores principales de $-(\mathbf{A}^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A})$ deben ser todos positivos para asegurar su *definidad positiva*. Sin embargo, el término cero en la posición (1, 1) no permite cumplir esta condición y así, la matriz será a lo sumo *semidefinida positiva*, lo cual asegura la estabilidad para el equilibrio en *el sentido de Lyapunov*, mas no en un modo *asintótico*.

No se realizará una discusión amplia en este punto al respecto de la *estabilidad en el sentido de Lyapunov*. Simplemente basta recordar que dicha definición considera que el vector de estados se confina al interior de una región finita en el espacio de estados [23]. Desde un punto de vista práctico, se requiere que el circuito de la Fig. 3.1 converja hacia el valor de equilibrio deseado y por tanto se requiere un comportamiento que, además de ser estable en el *sentido de Lyapunov*, se acerque asintóticamente a dicha condición de equilibrio puntual.

De esta manera, considere la modificación para el circuito consistente en un término disipativo en el inductor. Esta resistencia, llamémosla R_i , creará una caída de tensión en serie con el voltaje del inductor. A partir de ello, el sistema (3.7) se reescribe en el modo siguiente:

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} \frac{d}{dt} e_1 \\ \frac{d}{dt} e_2 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -R_i & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_i}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \mu \\
\frac{d}{dt} \mathbf{e} &= \mathbf{A} \mathbf{e} + \mathbf{B} \mu.
\end{aligned} \tag{3.11}$$

En estos términos, un recálculo para (3.10) permite obtener

$$\begin{aligned}
\mathbf{A}^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A} &= \begin{bmatrix} -R_i & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \frac{L}{2} & 0 \\ 0 & \frac{C}{2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{L}{2} & 0 \\ 0 & \frac{C}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -R_i & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \\
&= \begin{bmatrix} -\frac{LR_i}{2} & \frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2R} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{LR_i}{2} & -\frac{1}{2} \\ \frac{1}{2} & -\frac{1}{2R} \end{bmatrix} \\
&= \begin{bmatrix} -LR_i & 0 \\ 0 & -\frac{1}{R} \end{bmatrix} \\
&< 0,
\end{aligned} \tag{3.12}$$

a partir de lo cual es evidente que $-(\mathbf{A}^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A}) > 0$ dado el carácter positivo de las resistencias R y R_i .

La modificación asumida en (3.11) asegura que el equilibrio es *estable asintóticamente* y por tanto, existe una ley de control $\mu(t)$ que regula hacia cero la dinámica del vector de error $\mathbf{e}(t)$.

Dentro de las múltiples maneras en que puede abordarse la solución para este problema de control, se supondrá un valor de referencia fijo \bar{i}_L para la corriente del inductor y se asumirá variación dinámica en el voltaje del capacitor \bar{v}_C . A esto se le conoce como *control indirecto de tensión a través de corriente*, tomando en cuenta que la variable de interés será el voltaje en los terminales de la resistencia de carga R .

Así entonces, a partir de (3.11) se tiene:

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} \dot{e}_1 \\ \dot{e}_2 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -R_i e_1 - \frac{1}{L} e_2 + \frac{V_i}{L} \mu \\ \frac{1}{C} e_1 - \frac{1}{RC} e_2 \end{bmatrix} \\
\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{v}_C - \dot{\bar{v}}_C \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -R_i (i_L - \bar{i}_L) - \frac{1}{L} (v_C - \bar{v}_C) + \frac{V_i}{L} \mu \\ \frac{1}{C} (i_L - \bar{i}_L) - \frac{1}{RC} (v_C - \bar{v}_C) \end{bmatrix} \\
\begin{bmatrix} L \dot{i}_L \\ C \dot{v}_C - C \dot{\bar{v}}_C \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -LR_i (i_L - \bar{i}_L) - (v_C - \bar{v}_C) + V_i \mu \\ (i_L - \bar{i}_L) - \frac{1}{R} (v_C - \bar{v}_C) \end{bmatrix}.
\end{aligned} \tag{3.13}$$

Ahora considere que la dinámica para i_L y v_C es como en (3.1); es decir, considerando elementos circuitales ideales y con el término disipativo R_i como un aporte de la ley de

control μ . Ante este escenario se tiene:

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} L\left(-\frac{1}{L}v_C + \frac{V_i}{L}u\right) \\ C\left(\frac{1}{C}i_L - \frac{1}{RC}v_C\right) - C\dot{v}_C \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -LR_i(i_L - \bar{i}_L) - (v_C - \bar{v}_C) + V_i\mu \\ (i_L - \bar{i}_L) - \frac{1}{R}(v_C - \bar{v}_C) \end{bmatrix} \\
\begin{bmatrix} -v_C + V_iu \\ i_L - \frac{1}{R}v_C - C\dot{v}_C \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -LR_i(i_L - \bar{i}_L) - (v_C - \bar{v}_C) + V_i\mu \\ (i_L - \bar{i}_L) - \frac{1}{R}(v_C - \bar{v}_C) \end{bmatrix} \\
\begin{bmatrix} -v_C + v_C \\ i_L - i_L - C\dot{v}_C \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -LR_i(i_L - \bar{i}_L) + \bar{v}_C - V_iu + V_i\mu \\ -\bar{i}_L + \frac{1}{R}v_C - \frac{1}{R}v_C + \frac{1}{R}\bar{v}_C \end{bmatrix} \\
\begin{bmatrix} 0 \\ -C\dot{v}_C \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -LR_i(i_L - \bar{i}_L) + \bar{v}_C + V_i(\mu - u) \\ -\bar{i}_L + \frac{1}{R}\bar{v}_C \end{bmatrix} \\
\begin{bmatrix} -V_i(u - \bar{u} - u) + LR_i(i_L - \bar{i}_L) \\ 0 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \bar{v}_C \\ C\dot{v}_C - \bar{i}_L + \frac{1}{R}\bar{v}_C \end{bmatrix} \\
\begin{bmatrix} V_i\bar{u} + LR_i(i_L - \bar{i}_L) \\ 0 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \bar{v}_C \\ C\dot{v}_C - \bar{i}_L + \frac{1}{R}\bar{v}_C \end{bmatrix}. \tag{3.14}
\end{aligned}$$

Combinando las dos últimas expresiones es posible escribir:

$$\begin{aligned}
0 &= C \frac{d}{dt} (V_i\bar{u} + LR_i(i_L - \bar{i}_L)) - \bar{i}_L + \frac{1}{R} (V_i\bar{u} + LR_i(i_L - \bar{i}_L)) \\
&= CV_i\dot{\bar{u}} + CLR_i\dot{i}_L - \bar{i}_L + \frac{1}{R}V_i\bar{u} + \frac{LR_i}{R}(i_L - \bar{i}_L) \implies \\
\dot{\bar{u}} &= \frac{1}{CV_i} \left(-CLR_i\dot{i}_L + \bar{i}_L - \frac{1}{R}V_i\bar{u} - \frac{LR_i}{R}(i_L - \bar{i}_L) \right) \\
&= \frac{1}{CV_i}\bar{i}_L - \frac{LR_i}{V_i} \left(-\frac{1}{L}v_C + \frac{V_i}{L}u \right) - \frac{1}{RC}\bar{u} - \frac{LR_i}{RCV_i}(i_L - \bar{i}_L) \\
&= \frac{1}{RCV_i} (R\bar{i}_L - V_i\bar{u} - LR_i(i_L - \bar{i}_L)) + \frac{R_i}{V_i}(v_C - V_iu). \tag{3.15}
\end{aligned}$$

En este punto, es conveniente realizar una discusión respecto a quienes son $u(t)$, \bar{u} y $\mu(t)$. Inicialmente, $u(t)$ se definió en la ecuación (3.1) como el ciclo útil del PWM en el circuito convertidor reductor. En (3.5) y (3.6) se introdujo \bar{u} como el valor nominal para $u(t)$. Sin embargo, según se observa en (3.15) el hecho que $\dot{\bar{u}} \neq 0$ sugiere que \bar{u} no sea fijo y por tanto, la variación μ para $u(t)$ alrededor de \bar{u} definida en (3.7) admite una equivalencia para $u(t)$ y \bar{u} . En otras palabras, si \bar{u} es una constante entonces $\bar{u} \neq u(t)$ salvo en la condición de equilibrio; por otro lado dado que \bar{u} admite variaciones a través de (3.15) entonces $\bar{u} \equiv u(t)$.

Tabla 3.1: Parámetros circuitales simulados

Parámetro	Valor
V_o	23.6 V
R	10 Ω
V_i	48 V
\bar{u}	49.17 %
f	40 kHz
L	100 μH
C	100 μF

Con ello, la expresión:

$$\dot{\bar{u}} = \frac{1}{RCV_i} (R\bar{i}_L - V_i\bar{u} - LR_i(i_L - \bar{i}_L)) + \frac{R_i}{V_i} (v_C - V_i\bar{u}), \quad (3.16)$$

se implementa computacionalmente para generar, posterior a una integración, la señal de control que regula el sistema hacia la condición de equilibrio.

3.1.3. Simulación del sistema controlado

La ecuación (3.16) fue implementada en el esquema ilustrado en la Fig. 3.2, mediante diagramas de bloques de la librería *Simscape* de MATLAB.

El circuito convertidor de potencia empleado, atendió la configuración presentada en el ejemplo de diseño sugerido en la Pág. 211 de [13], con valores de parámetro resumidos en la Tabla 3.1.

El escenario de simulación correspondió con aplicar al sistema controlado y realimentado, una perturbación de tipo escalón en el valor de voltaje de suministro V_i , constituida por una reducción del 27.5% (pasando de 48 V a 30 V cuando $t = 0.25$ s). Como parámetro de control se empleó $R_i = 1$.

En la Fig. 3.3 se presentan resultados de simulación para las señales del lazo de control. Para efectos de comparación, se realiza un paralelo de respuestas bajo la acción de un controlador PI sintonizado empíricamente con los valores $k_P = 1$ y $k_I = 14.89$.

A partir de estos resultados, es claro como ambos controladores permiten aniquilar el efecto de la perturbación, haciendo que el valor de voltaje en el capacitor v_C recupere la condición nominal inicial. Sin embargo, es notorio también a partir de los resultados que el comportamiento transitorio es más efectivo por parte del controlador PI con respecto a la técnica por *moldeo de energía*, siendo esta última más lenta y oscilatoria para atenuar los

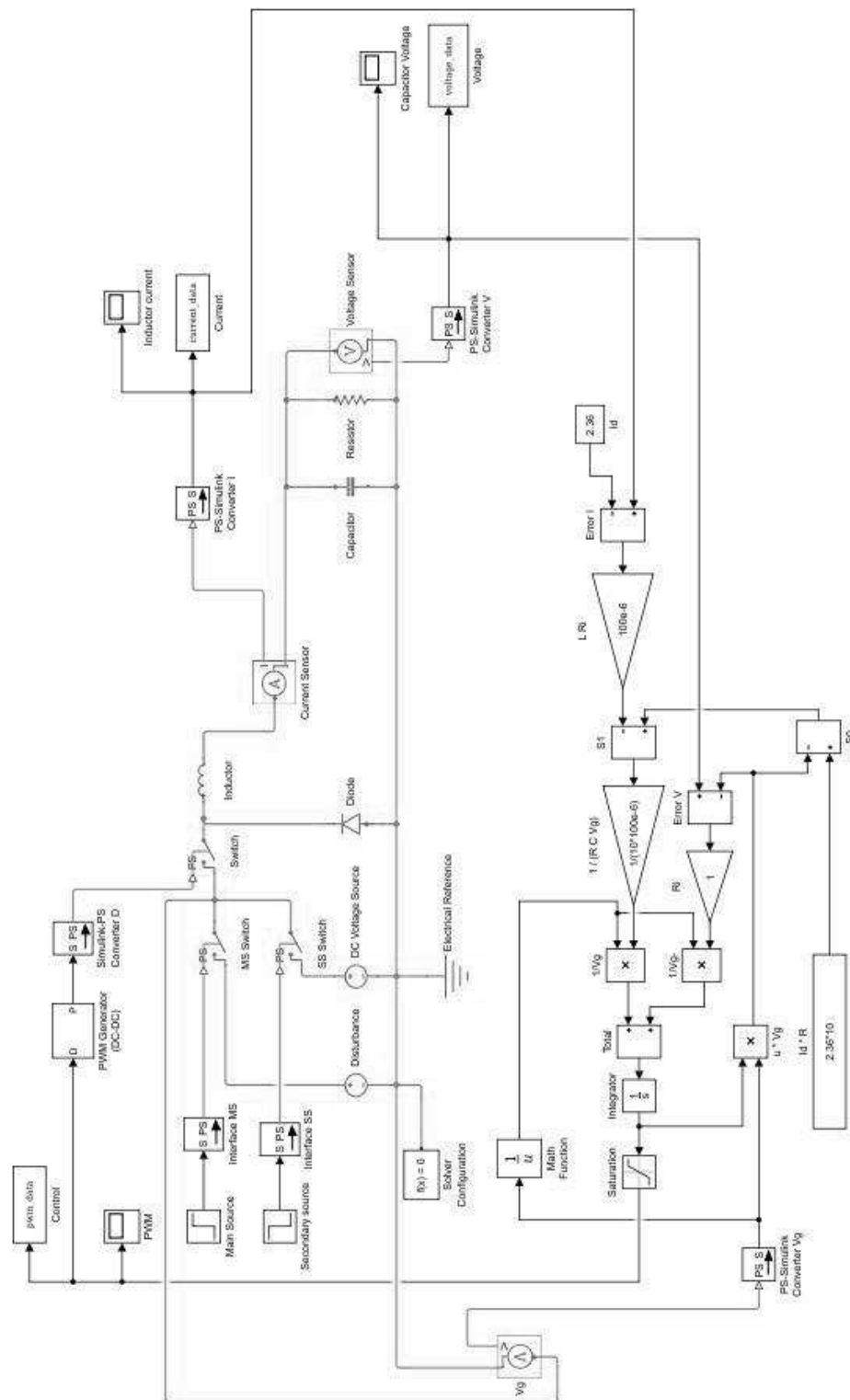
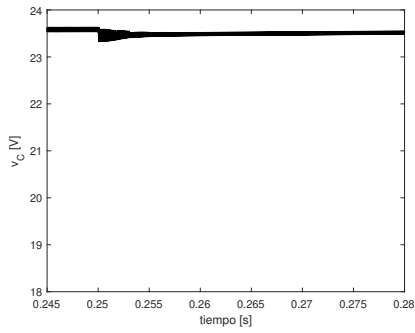
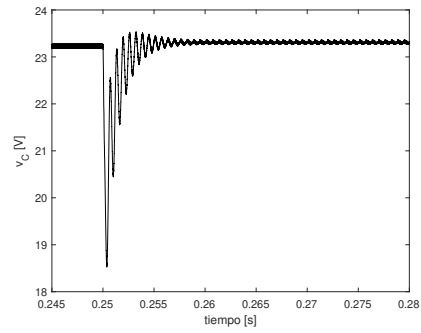


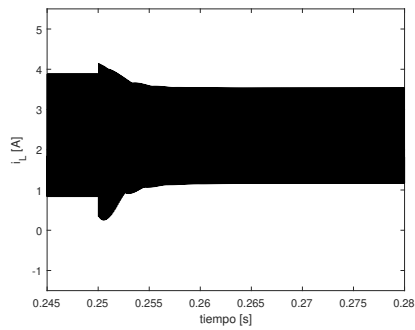
Figura 3.2: Esquema implementado para circuito controlado en *Simulink* de MATLAB



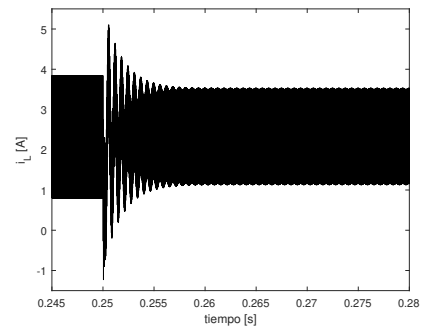
(a) v_C bajo control PI



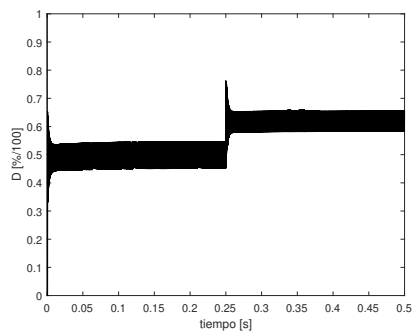
(b) v_C con moldeo de energía



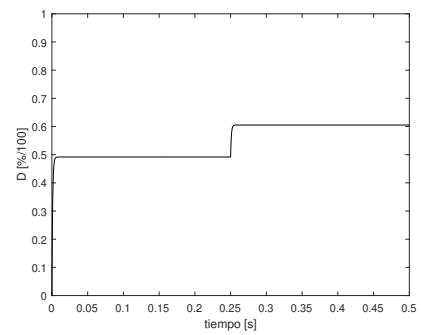
(c) i_L bajo control PI



(d) i_L con moldeo de energía



(e) $u(t)$ bajo control PI



(f) $u(t)$ con moldeo de energía

Figura 3.3: Resultados de simulación en Simscape de MATLAB para sistema controlado perturbado

efectos de la perturbación.

Una diferencia sustancial se da sin embargo analizando el esfuerzo de control, el cual es más atenuado para la técnica por *moldeo de energía* comparada con el PI. Este resultado pone de manifiesto que la técnica abordada sacrifica la calidad de la respuesta transitoria para alcanzar el equilibrio del sistema con un menor esfuerzo energético, situación que se corrobora a partir del gráfico comparativo entre esfuerzos de control ilustrado en la Fig. 3.4.

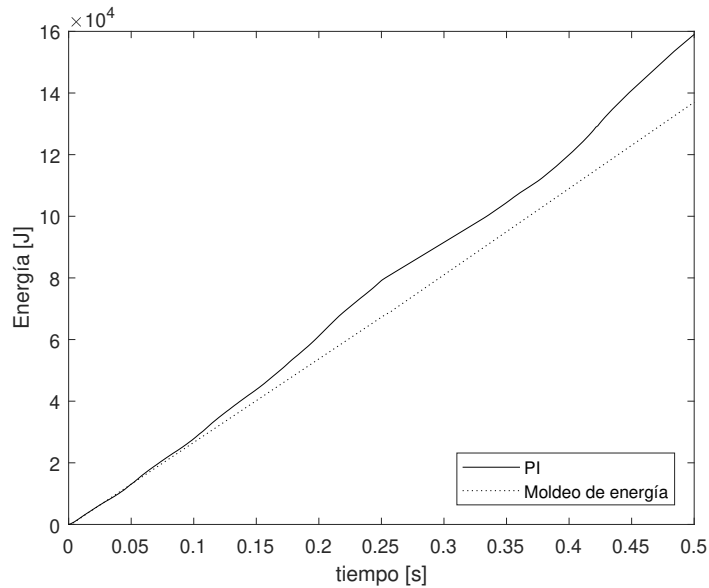


Figura 3.4: Energía del esfuerzo de control

3.2. Análisis del efecto de control sobre la energía del sistema

La técnica de control implementada sobre el convertidor de potencia se puede entender en una secuencia de dos pasos:

- Inicialmente se habla de una etapa de *moldeo de energía*. En este punto, las ecuaciones (3.5) y (3.6) permitieron definir los valores deseados para las variables del sistema y a partir de ellos, la energía deseada mediante la expresión (3.2). De esta manera, definir características de estado estacionario equivale a definir un nivel de energía apropiado para el sistema y por tanto, encontrar una ley de control que permita llevar el estado a dicha condición deseada puede entenderse como un moldeo de energía;
- Posteriormente se introduce una *inyección de amortiguamiento*. En la Sección 3.1.2 se pudo mostrar que el sistema original sin pérdidas no satisface las condiciones de

estabilidad de Lyapunov para el punto de equilibrio, considerando una función basada en la energía. Por tanto, la solución que permitió corregir este inconveniente fue asumir una disipación en el inductor, que finalmente se atribuyó a la acción de control. Así entonces, los términos:

$$+\frac{R_i}{V_i}(v_C - V_i\bar{u})$$

y

$$-LR_i(i_L - \bar{i}_L)$$

en (3.16), permiten verificar una incidencia en este término de disipación, cuya dirección depende del signo del error, bien sea de corriente o voltaje, con respecto a los valores deseados y definidos en la etapa de moldeo de energía. De esta manera, se asume que el controlador inyecta o extrae energía, dependiendo de la necesidad de la acción de control para corregir la desviación con respecto a los valores deseados. Esto puede verse físicamente como una inyección selectiva de amortiguamiento en el sistema.

Capítulo 4

Conclusiones

A partir de los desarrollos presentados y los resultados obtenidos en el presente trabajo de grado, es posible enunciar la siguiente conclusión general:

- Se diseñó y simuló una acción de control para regular el comportamiento dinámico de un circuito convertidor de potencia empleando la técnica de *moldeo de energía*. Se mostró empleando *análisis de Lyapunov* cómo la ley de control por *moldeo de energía* proporciona un factor de disipación que genera un comportamiento amortiguado selectivo en la energía del sistema, garantizando su estabilidad asintótica.

De manera más puntual:

- Se analizó la técnica de control por *moldeo de energía*. El *Capítulo 2* motivó la selección de una forzante (ley de control), para modificar a conveniencia (moldear) la energía de un sistema de péndulo y al mismo tiempo su comportamiento dinámico. De esta manera, facilitar la convergencia del sistema a los niveles de energía requeridos equivale a conseguir sus valores de equilibrio deseados.
- Se implementó en un entorno de simulación un control por *moldeo de energía* para un circuito convertidor de potencia. El *Capítulo 3* realizó la descripción de un circuito convertidor de potencia DC/DC reductor y de la deducción para una ley de control a partir de consideraciones energéticas en los elementos acumuladores del circuito. Empleando el entorno *Simulink* y la herramienta *Simscape* de MATLAB, fue posible verificar mediante simulaciones el comportamiento del sistema controlado ante perturbaciones en la fuente de suministro.
- Se contrastó el desempeño del sistema controlado por *moldeo de energía* con respecto a una técnica convencional. En la *Sección 3.1.3* y en particular, en la Fig. 3.3, se realizó comparación de los resultados de la dinámica del circuito convertidor de potencia controlado y perturbado ante acciones de control clásico PI y control por

moldeo de energía. El controlador PI, fue sintonizado empleando métodos empíricos y demostró un desempeño superior a la técnica por *moldeo de energía* en términos de parámetros de régimen transitorio para los estados del sistema. Sin embargo, fue notable la reducción provocada en el esfuerzo de control por parte de esta última técnica, permitiendo notar un interés por realizar la tarea de llevar el sistema a la condición deseada con un esfuerzo o costo energético menor. Lo anterior se verificó a partir de los resultados ilustrados en la Fig. 3.4.

Capítulo 5

Recomendaciones

Al momento de ejecutar rutinas de simulación en el entorno *Simulink* de MATLAB empleando la herramienta *Simscape*, es importante tomar en cuenta las condiciones iniciales de los elementos en los diagramas circuitales, pues en estudios de estabilidad algunos comportamientos oscilatorios pueden hacer perder la convergencia de los algoritmos de integración numérica que resuelven los modelos. De esta manera, inicializar las rutinas cerca de la condición de equilibrio es una apropiada estrategia para reducir ostensiblemente los tiempos de simulación.

Capítulo 6

Trabajo futuro

Actividades complementarias a los desarrollos presentados, incluyen el análisis energético no sólo a nivel particular: *circuito - ley de control*, sino de modo más genérico involucrando las fuentes y las cargas del sistema. En este mismo sentido, será importante realizar análisis de flujos de potencia y su optimización a partir de técnicas por moldeo de energía.

Referencias Bibliográficas

- [1] Raymond. A. Serway and John. W. Jeweet, *Física para ciencias e ingeniería*, CENGAGE Learning, 2005.
- [2] Carolina. Albea and Francisco. Gordillo, *Control del convertidor boost dc-ac por moldeo de energía*, XXVII Jornadas de Automatica, Almeria, España, 2006.
- [3] Marcelo. Alonso and Edward. J. Finn, *Física, volumen 1: Mecánica*, Fondo Educativo Interamericano, 1999.
- [4] J. Aracil Santonja and F. Gordillo Álvarez, *El péndulo invertido: un desafío para el control no lineal*, Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial RIAI **2** (2005), no. 2, 8–19.
- [5] Elver David. Barajas Alvares and Jorge Iván. Duran Herrera, *Análisis y control de un convertidos boost mediante la teor'ia de pasividad de lyapunov*, Trabajo de grado para optar al título de ingeniero electrónico, Universidad Industrial de Santander, Colombia, 2015.
- [6] Balazs. Buti, Istvan. Nagy, and Eisuke. Masada, *Stability analysis of pwm-controlled dual channel resonant buck-boost converter using pi controller*, International Power Electronics and Motion Control Conference, Portoroz, 2006, pp. 869–876.
- [7] L. Espinosa Maya, J. Barahona Avalos, J. Villegas Rosas, and G. Sanchez Medina, *Control de posición para robots manipuladores: una nueva metodología de diseño*, 8° Congreso Nacional de Mecatrónica, 2009.
- [8] Levent U. Gokdere and Charles W. Brice, *Energy-shaping and input-output linearization controllers for induction motors*, Proceedings of the 1997 IEEE International Conference on Control Applications, Hartford, CT, USA, 1997, pp. 924–926.
- [9] Francisco. Gordillo, *Control por moldeo de energía aplicación al péndulo invertido*, Ph.D. thesis, UNED, Programas de Máster y Doctorado en Ingeniería de Sistemas y de Control, España, 2014.

- [10] Xiuhong. Guo and Quanyuan Feng, *Passivity-based controller design for PWM DC/DC Buck current regulator*, Proceedings of the World Congress on Engineering and Computer Science 2008, San Francisco, CA, USA, 2008.
- [11] Oscar Octavio. Gutiérrez Frías, *Diseño de controladores para sistemas subactuados del tipo péndulo invertido*, Ph.D. thesis, Instituto Politécnico Nacional IPN.
- [12] Muhammad. H. Rashid, *Electrónica de potencia, circuitos, dispositivos y aplicaciones*, Prentice Hall, 2005.
- [13] Daniel W. Hart, *Electrónica de potencia*, Prentice Hall, 2001.
- [14] M. E. Hervas, Sergio. Vazquez, Octavio. Márques Reyes, J. M. Carrasco, and M Elena. Dominguez, *A dual-loop pi controller for a dc/dc full-bridge power converter with zvs modulation*, Annual Conference of IEEE Industrial Electronics, Porto, 2009, pp. 37–41.
- [15] Junqi Liu, Drangan Obradovic, and Antonello Monti, *Decentralized lqg control with on-line set-point adaptation for parallel power converter systems*, IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, Atlanta, 2010.
- [16] J. Arturo. Mendez, Angelica Yesenia. Garcia, and M. T. Mata Jimenez, *Three-phase power converter stabilization via total energy-shaping*, 1ST IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications, Singapore, 2006, pp. 1–6.
- [17] Alirio. Morillo, Miguel. Rios Bolivar, and Vivian. Acosta de Contreras, *Control por realimentación dinámica de salida de un motor dc de escobillas*, Divulgaciones Matemáticas **14** (2006), no. 1, 73–92.
- [18] Katsuhiko. Ogata, *Ingeniería de control moderna*, 3 ed., Prentice Hall, 1999.
- [19] Romeo. Ortega, I. Mareels, A. J. van der Schaft, and B. Maschke, *Energy shaping revisited*, IEEE International Conference on Control Applications, 2000, pp. 121–126.
- [20] Romeo. Ortega, A. J. van der Schaft, I. Mareels, and B. Maschke, *Putting energy back in control*, IEEE Control Systems, 2001.
- [21] S. P. Ribas, V. F. Montagner, H. Pinheiro, and R. Oliveira, *Discrete time h_∞ control of pwm inverters: Experimental results complying with iec 62040-3*, IEEE International Symposium of Circuits and Systems (ISCAS), Rio de Janeiro, 2011.
- [22] T. S. Sivakumaran and S. P. Natarajan, *Development of conventional control of parallel loaded resonant converter: Simulation and experimental evaluation*, International Conference on Power Electronic, Drives and Energy Systems, New Delhi, 2006, pp. 1–5.
- [23] Jean E. Slotine and Weiping Li, *Applied nonlinear control*, Prentice Hall inc., 1991.

- [24] M. Takegaki and S. Arimoto, *A new feedback method for dynamic control of manipulators*, ASME J. Dyn. Sys., Meas., Control **103** (1981), no. 2, 119–125.
- [25] Yuliang. Tang, Haisheng. Yu, and Zongwei Zou, *Hamiltonian modeling and energy-shaping control of three-phase ac/dc voltage-source converters*, IEEE International Conference on Automation and Logistics, Qingdao, 2008, pp. 591–595.
- [26] R John. Uhrin and Francesco. Profumo, *Complete state feedback control of quasi direct ac/ac converter*, Industry Applications Conference, 1996. Thirty-First Annual Meeting, IAS 96, 1996, pp. 1203–1209.
- [27] Carlos Jesus. Vega Perez, *Analisis de técnicas de control basado en pasividad para manipular el comportamiento de circuitos convertidores de potencia cc-cc*, Tesis de maestría (magister en ingeniería electrónica), Colombia, 2016.