

USING IDA-PBC IN SOME PROBLEMS OF AC POWER CONVERSION**UTILIZACION DE IDA-PBC EN ALGUNOS PROBLEMAS DE CONVERSION DE
POTENCIA DE AC****Carlos Alberto Gaviria López****Universidad del Cauca**, Popayán, Colombia.

Departamento de electrónica, instrumentación y control

Tel.: (+57) 2-8209800, Ext. 2121

E-mail: cgaviria@unicauca.edu.co

Abstract: This paper deals with an interesting recent regulation technique as it is IDA-PBC, it can be used to approach typical tracking problems in AC power conversion. The above-mentioned is achieved thanks to a variable change, from the time domain to the frequency domain, using the selective modeling technique in frequency known as GSSA.

Resumen: En este artículo se muestra cómo una técnica de regulación de gran interés reciente como lo es IDA-PBC, puede utilizarse para abordar típicos problemas de seguimiento en la conversión de potencia de AC. Lo anterior se logra gracias a un cambio de variables, desde el dominio del tiempo al dominio de la frecuencia, utilizando la técnica de modelado selectiva en frecuencia conocida como GSSA.

Keywords: GSSA, IDA-PBC, Unity Power Factor correction, Electronic Power Converters.

1. INTRODUCCION

Las fuentes de alimentación para sistemas eléctricos, electromecánicos o electrónicos continúan siendo un campo de gran interés investigativo dadas las altas exigencias de las aplicaciones modernas en cuanto a densidad de potencia, eficiencia de potencia, baja contaminación armónica, esquemas de control simples, económicos y robustos. En una fuente de alimentación eficiente, el elemento central es un convertidor de potencia constituido por elementos almacenadores de energía e interruptores electrónicos.

Desde el punto de vista del control, los convertidores electrónicos de potencia constituyen en sí mismos sistemas de estructura variable (VSS),

ya que su dinámica evoluciona descrita por un conjunto de ecuaciones diferenciales ordinarias hasta que un evento determinado por un reloj externo o por una transición interna hace que la dinámica evolucione bajo otro conjunto de ecuaciones diferenciales. La aparición de esta discontinuidad en la descripción del sistema hace que los convertidores de potencia sean por naturaleza sistemas no lineales. El uso de técnicas no lineales de control en este tipo de sistemas ha mostrado beneficios notables frente a las técnicas lineales de control y en particular la técnica de control en modo deslizante resulta simple, robusta y eficiente. No obstante, el contenido armónico generado por la naturaleza discontinua de la conmutación de los interruptores hace deseable que la conmutación se haga en frecuencia fija por medio de un modulador de ancho de pulsos

(PWM), a fin de que el espectro de frecuencias generado esté localizado en frecuencias conocidas facilitando el diseño de filtros para armónicos específicos. Dado que los convertidores de potencia son también en esencia sistemas pasivos, es decir, la energía que almacenan es menor a la energía que reciben debido a la presencia de elementos disipadores de energía, en años recientes han ganado mucha atención en este campo las técnicas de control basadas en pasividad. En particular, la técnica basada en pasividad aplicable a sistemas hamiltonianos controlados por puertos (PCHS) conocida como interconnection and damping assignment (IDA-PBC), ha mostrado resultados de una simplicidad notable para problemas de regulación en convertidores DC/DC [1]. De otro lado, la necesidad de tener en cuenta el efecto de los armónicos generados por un convertidor, ha llevado a buscar técnicas de modelado dinámico apropiadas para este objetivo. Una técnica disponible es la conocida como promediado generalizado en el espacio de estados (GSSA) [2-4] la cual es una generalización de la popular técnica de promediado en el espacio de estado (SSA).

En este trabajo se mostrará cómo la utilización de GSSA para modelar señales de naturaleza cuasi sinusoidal en armónicos específicos, puede convertir problemas de seguimiento en problemas de regulación, lo que permite extender la aplicación de técnicas de control como IDA-PBC al caso de conversión AC/DC. En particular, se mostrará la combinación de GSSA con IDA-PBC para el control de la tensión de salida en un rectificador elevador AC/DC de puente completo con factor de potencia unitario. El aporte es la presentación de un esquema de control basado en modelado GSSA que permite abordar objetivos de control sobre armónicos específicos en sistemas de conversión de potencia y resolverlos mediante técnicas simples de regulación, ya sean lineales o no lineales.

El trabajo se organiza como sigue. La sección 2 revisa las ideas de GSSA en una forma adecuada para IDA-PBC y explica el procedimiento de modelado en el caso del convertidor elevador de tensión AC/DC con factor de potencia unitario en configuración de puente completo. La sección 3 resume el procedimiento de diseño de control basado en IDA-PBC y muestra los resultados de diseño en el caso de estudio de la sección 3. Finalmente, la sección 5 resalta los resultados destacables y comenta posibilidades de exploración de trabajos en esta línea.

2. GSSA APLICADO A PCHS

GSSA fue introducido en [2], como un promediado en el espacio de estados generalizado, válido para señales continuas cuasi periódicas tal que puedan describirse mediante una expansión en series de Fourier variante en el tiempo de la forma,

$$\langle x \rangle_k(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t x(\tau) e^{jk\omega\tau} d\tau, \quad (1)$$

Donde $\omega = 2\pi/T$ y $k \in \mathbf{Z}$. Los índices k se conocen como promedios de índice k o k fasores. Note que el promediado usual en el espacio de estados SSA se corresponde con el término $\text{DC} \langle x \rangle_0$, de donde es claro que SSA es un caso particular de GSSA y que GSSA permite modelar de forma selectiva en la frecuencia, el comportamiento de señales en armónicos específicos. Note también que los promedios son dependientes del tiempo para permitir el modelado de señales cuasi periódicas. Así, aunque la reconstrucción de fourier a partir de (1),

$$x(\mathbf{t}) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \langle x \rangle_k(t) e^{jk\omega\mathbf{t}}, \quad (2)$$

Es válida solo en el intervalo $\mathbf{t} = [t-T, t]$, las expresiones en (1) y (2) definen promedios válidos en una ventana que se desplaza en el tiempo sobre la señal. A fin de modelar un sistema dinámico en promedios específicos, se utilizan las siguientes propiedades:

$$\frac{d}{dt} \langle x \rangle_k(t) = \left\langle \frac{dx}{dt} \right\rangle_k(t) - jk\omega \langle x \rangle_k(t), \quad (3)$$

$$\langle xy \rangle_k = \sum_{l=-\infty}^{+\infty} \langle x \rangle_{k-l} \langle y \rangle_l. \quad (4)$$

Considérese ahora un sistema descrito en la forma PCHS,

$$\Sigma: \dot{\mathbf{z}} = (\mathbf{J}_t(\mathbf{z}, \mathbf{v}) - \mathbf{R}_t(\mathbf{z})) \frac{\partial H_t(\mathbf{z})}{\partial \mathbf{z}} + \mathbf{g}_t, \quad \mathbf{z} \in R^n. \quad (5)$$

Con $\mathbf{J}_t = -\mathbf{J}_t^T$, $\mathbf{R}_t = \mathbf{R}_t^T \geq 0$ y $H_t(\mathbf{z})$ una función escalar hamiltoniana de la forma,

$$H_t = \frac{1}{2} \mathbf{z}^T \mathbf{W}_t \mathbf{z} + \mathbf{D}_t^T \mathbf{z}, \quad \mathbf{W}_t > 0, \quad \mathbf{W}_t^T = \mathbf{W}_t.$$

Esta hamiltoniana satisface $\frac{\partial H}{\partial \mathbf{z}} = \mathbf{W}_t \mathbf{z} + \mathbf{D}_t$ y

$$\left\langle \frac{\partial H}{\partial \mathbf{z}} \right\rangle_l = \mathbf{W} \langle \mathbf{z} \rangle_l + \langle \mathbf{D} \rangle_l = \begin{cases} \mathbf{W} \langle \mathbf{z} \rangle_0 + \mathbf{D}, & l=0 \\ \mathbf{W} \langle \mathbf{z} \rangle_l, & l \neq 0 \end{cases}$$

Y por eso el sistema GSSA asociado con (5) es,

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \langle \mathbf{z} \rangle_k &= -jk\omega_0 \langle \mathbf{z} \rangle_k + \left\langle \left(\mathbf{J}_l - \mathbf{R}_l \right) \frac{\partial H}{\partial \mathbf{z}} \right\rangle_k + \langle \mathbf{g}_l \rangle_k \\ &= -jk\omega_0 \langle \mathbf{z} \rangle_k + \left(\langle \mathbf{J}_l \rangle_k - \langle \mathbf{R}_l \rangle_k \right) \left(\mathbf{W}_l \langle \mathbf{z} \rangle_0 + \mathbf{D}_l \right) \\ &\quad + \sum_{l=-\infty, l \neq 0}^{+\infty} \left(\langle \mathbf{J}_l \rangle_{k-l} - \langle \mathbf{R}_l \rangle_{k-l} \right) \cdot \mathbf{W}_l \langle \mathbf{z} \rangle_l + \langle \mathbf{g}_l \rangle_k. \end{aligned}$$

Como se mostró en [5], descomponiendo la representación GSSA en parte real e imaginaria, y usando la propiedad de los coeficientes de Fourier $\langle \mathbf{z} \rangle_{-l} = \overline{\langle \mathbf{z} \rangle_l}$, la representación GSSA lleva a otro sistema dinámico de dimensión infinita en nuevas variables de estado, que en este artículo recibirán el nombre de variables GSSA, y que conserva la estructura PCHS del sistema original con una nueva función hamiltoniana,

$$\Sigma_G : \frac{d}{dt} \mathbf{x} = \left(\mathbf{J}_G(\mathbf{x}, \mathbf{u}) - \mathbf{R}_G(\mathbf{x}) \right) \frac{\partial H_G}{\partial \mathbf{x}} + \mathbf{g}_G, \quad (6)$$

Con $\mathbf{J}_G = -\mathbf{J}_G^T$, $\mathbf{R}_G = \mathbf{R}_G^T \geq \mathbf{0}$ y $H_G(\mathbf{z})$ una nueva función de energía, donde se ha definido a \mathbf{x} como el vector de los promedios generalizados del vector \mathbf{z} , esto es,

$$\mathbf{x} = \langle \mathbf{z} \rangle = \left(\langle \mathbf{z} \rangle_0^T, \langle \mathbf{z} \rangle_1^{R,T}, \langle \mathbf{z} \rangle_1^{I,T}, \dots, \langle \mathbf{z} \rangle_k^{R,T}, \langle \mathbf{z} \rangle_k^{I,T}, \dots \right)^T,$$

No obstante, para un uso práctico de este sistema de dimensión infinita resultante, es preciso trabajar con una aproximación de dimensión finita. Una alternativa viable es considerar tener en cuenta solo aquellas componentes armónicas significativas en el sistema. El siguiente ejemplo ilustra esa situación. Considere el rectificador de puente completo tipo elevador en la figura 1, descrito por las siguientes ecuaciones dinámicas:

$$\begin{aligned} \frac{df(t)}{dt} &= \frac{-u(t)}{C} q(t) - \frac{r}{L} f(t) + v_i(t) \\ \frac{dq(t)}{dt} &= \frac{u(t)}{L} f(t) - i_l(t) \end{aligned} \quad (7)$$

Donde $f(t)$ es el flujo magnético a través del inductor, L , $q(t)$ es la carga eléctrica en el condensador C , r es una resistencia que modela el efecto parásito resistivo del inductor y la impedancia asociada con la fuente de tensión y los interruptores, $u(t)$ corresponde a una función de la posición de los interruptores que toma valores en el conjunto discreto $\{1,1\}$, $i_l(t)$ es la corriente de

carga y $v_i(t) = E \sin(\omega_0 t)$ es el voltaje de la fuente de AC de amplitud E y frecuencia angular $\omega_0 = 2\pi f$, con f la frecuencia en Hertz. Los objetivos de control para este rectificador, como en [6], son:

1. El valor DC del voltaje de salida, $V_o(t) = q(t)/C$, es $\langle q(t) \rangle_0 / C$ y debería ser igual a un valor constante deseado $V_d > E$; esto es,

$$\langle q(t) \rangle_0^* = CV_0 \quad (8)$$

2. El factor de potencia del convertidor debería ser igual a uno. Esto significa que en régimen permanente, la corriente del inductor $\frac{f(t)}{L}$ sigue una señal sinusoidal con la misma frecuencia y fase como la fuente de voltaje de AC de línea, esto es,

$$f^*(t) = LI_d \sin(\omega_0 t), \quad (9)$$

Donde I_d es un valor constante y se debe calcular para lograr el objetivo mencionado antes.

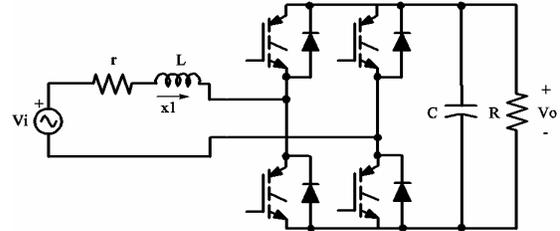


Fig. 1. Rectificador elevador de puente completo

Note que el segundo objetivo de control no corresponde a un problema de seguimiento ya que la amplitud de I_d depende de la variable $i_l(t)$ y debe ser justo la necesaria para lograr el primer objetivo.

Una transformación de variables útil que simplifica desarrollos posteriores es $v = -uq(t)$ y $\mathbf{z} = \left[f(t), \frac{1}{2} q(t)^2 \right]$. El sistema en las nuevas variables es:

$$\begin{aligned} \frac{dz_1(t)}{dt} &= -\frac{rz_1(t)}{L} + \frac{v(t)}{C} + v_i(t) \\ \frac{dz_2(t)}{dt} &= -\frac{v(t) \sqrt{z_2(t)}}{L} - i_l(t) \sqrt{2z_2(t)} \end{aligned} \quad (10)$$

La energía en los elementos almacenadores L y C en este sistema se puede describir por:

$$H_T = \frac{z_1(t)^2}{2L} + \frac{z_2(t)}{C} \quad (11)$$

Con esta función, el sistema se puede escribir como:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \frac{dz_1(t)}{dt} \\ \frac{dz_2(t)}{dt} \end{bmatrix} &= - \begin{bmatrix} r & 0 \\ 0 & C i_i(t) \sqrt{2z_2(t)} \end{bmatrix} \frac{\partial H_T(\mathbf{z})}{\partial \mathbf{z}} \\ &+ \begin{bmatrix} 0 & v(t) \\ -v(t) & 0 \end{bmatrix} \frac{\partial H_T(\mathbf{z})}{\partial \mathbf{z}}(\mathbf{z}) \quad (12) \\ &+ \begin{bmatrix} v_i(t) \\ 0 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

Que corresponde a un sistema PCHS de la forma de la ecuación (5) y donde $\mathbf{J}_i = -\mathbf{J}_i^T$, $\mathbf{R}_i = \mathbf{R}_i^T \geq \mathbf{0}$, son las matrices en (12) que describen matrices de disipación y estructura de interconexión. La última igualdad se obtiene del hecho de que $z_2(t)$ corresponde al cuadrado de una función real, y $i_i(t) \geq 0$ debido al comportamiento físico del voltaje de carga que siempre es no negativo en este circuito. También, \mathbf{g}_i es el vector correspondiente que modela el disturbio externo. Antes de construir un modelo GSSA, conviene establecer el contenido armónico de las señales y función de energía en régimen permanente, a fin de seleccionar los armónicos que determinan el comportamiento deseado. Para el caso, imponiendo el régimen permanente en $z_1(t)$, esto es, $z_1(t)^* = LI_d \sin(\omega_0 t)$; asumiendo una carga resistiva R , esto es, $i_i(t) = \sqrt{2z_2(t)} / R$; resolviendo las dos ecuaciones diferenciales en (10) para $z_2(t)^*$ y $v(t)^*$; y evaluando el resultado para cuando t tiende a infinito para obtener la respuesta de régimen permanente, se llega a:

$$\begin{aligned} z_2(t)^* &= \mathbf{a}_{z_2} + \mathbf{b}_{z_2} \sin(2\omega_0 t + \arctan(\mathbf{q}_{z_2})) \\ v(t)^* &= C(E - rI_d) \sin(\omega_0 t) + I_d \omega_0 LC \cos(\omega_0 t) \end{aligned} \quad (13)$$

Donde, $\mathbf{a}_{z_2} = \frac{I_d RC^2}{4}(E - rI_d)$ y \mathbf{b}_{z_2} , \mathbf{q}_{z_2} son escalares dependientes de la carga R . Note que para lograr el objetivo de control en (8), se debe cumplir que la componente DC en $z_2(t)$, que según

(13) es \mathbf{a}_{z_2} , se debe cumplir $\mathbf{a}_{z_2} = C^2 V_d^2 / 2$, lo que lleva a:

$$I_d = \frac{E}{2r} \pm \sqrt{\left(\frac{E}{2r}\right)^2 - \frac{2V_d^2}{rR}} \quad (14)$$

Esta expresión para I_d es la misma que se obtiene estableciendo un balance de potencia [6], [7], donde el signo negativo se escoge por criterios de estabilidad y consumo de potencia.

También, la energía almacenada en régimen permanente resulta en:

$$H_i(t)^* = \mathbf{a}_H + \mathbf{b}_H \sin(2\omega_0 t + \tan^{-1}(\mathbf{q}_H)) \quad (15)$$

De los resultados de régimen permanente de arriba, se tiene una intuición acerca de los armónicos a seleccionar para obtener un modelo GSSA que describa con suficiente precisión las señales relevantes y la energía en el sistema (10). Así, según (13) se puede seleccionar el primer armónico para modelar el control $v(t)$; la componente DC y segundo armónico se pueden seleccionar para modelar la variable $z_2(t)$; según (9) se puede escoger el primer armónico para modelar la variable $z_1(t)$; y de (15) se puede seleccionar la componente DC y el segundo armónico para modelar la energía $H_i(t)$. No obstante, notando también que en la práctica el condensador C se elige para obtener un bajo rizado en el voltaje de salida y por ello los términos \mathbf{b}_{z_2} y \mathbf{b}_H se pueden despreciar respecto a \mathbf{a}_{z_2} y \mathbf{a}_H respectivamente con una selección apropiada del condensador C como puede extraerse de esas expresiones. Así, el segundo armónico para las variables $z_2(t)$ y $H_i(t)$ no se tomarán en cuenta en el resto de este artículo. Teniendo en cuenta lo anterior, y usando (4) para evaluar el producto bilineal $v(t) z(t)$, éste se puede aproximar como:

$$\langle v z_1 \rangle_0 = 2 \left(\langle v \rangle_1^R \langle z_1 \rangle_1^R + \langle v \rangle_1^I \langle z_1 \rangle_1^I \right) \quad (16)$$

Para tratar con el término $i_i(t) \sqrt{2z_2(t)}$ y evitar la dependencia del modelo de la carga desconocida R , de la definición de la variable z_2 en el sistema (10), éste término puede expresarse como $i_i(t) \eta(t)$.

Luego, igual que en el desarrollo anterior:

$$\langle i_i q \rangle_0 = \langle i_i \rangle_0 \langle q \rangle_0 + 2(\langle i_i \rangle_1^R \langle q \rangle_1^R + \langle i_i \rangle_1^I \langle q \rangle_1^I) \quad (17)$$

Asumiendo que $q(t)$, por diseño, posee predominantemente armónicos de DC, los coeficientes complejos de orden uno se despreciarán en la expresión anterior y entonces, $\langle z_2 \rangle_0 = \frac{1}{2}(\langle q \rangle_0 \langle q \rangle_0)$, de donde se obtiene $\langle q \rangle_0 = \sqrt{2\langle z_2 \rangle_0}$.

Luego, usando (3),(16) el modelo GSSA del sistema definido por (10) se convierte en:

$$\begin{aligned} \frac{d\langle z_2 \rangle_0}{dt} &= -\langle i_i \rangle_0 \sqrt{2\langle z_2 \rangle_0} - \frac{2}{L} \langle v \rangle_1^R \langle z_1 \rangle_1^R - \frac{2}{L} \langle v \rangle_1^I \langle z_1 \rangle_1^I \\ \frac{d\langle z_1 \rangle_1^R}{dt} &= -\frac{r}{L} \langle z_1 \rangle_1^R + \frac{1}{C} \langle v \rangle_1^R + w_0 \langle z_1 \rangle_1^I \\ \frac{d\langle z_1 \rangle_1^I}{dt} &= -\frac{r}{L} \langle z_1 \rangle_1^I + \frac{1}{C} \langle v \rangle_1^I - w_0 \langle z_1 \rangle_1^R - \frac{E}{2} \end{aligned} \quad (18)$$

Definiendo $\mathbf{x} = [\langle z_2 \rangle_0, \langle z_1 \rangle_1^R, \langle z_1 \rangle_1^I]$, $\mathbf{u} = [\langle v \rangle_1^R, \langle v \rangle_1^I]$ como los vectores de estado y el control respectivamente, el punto de equilibrio deseado correspondiente en variables GSSA es:

$$\mathbf{x}^* = \left[\frac{C^2 V_d^2}{2}, 0, -\frac{L_d}{2} \right] \quad (19)$$

De aquí que el problema de control en términos del dominio GSSA lleva a un problema de regulación en lugar de la formulación inicial en el dominio del tiempo. Definamos, por simplificación de notación, $I_0 = \langle i_i \rangle_0$, la corriente de carga de DC. Entonces el sistema en (18) se puede escribir como un sistema PCH como:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \frac{dx_1(t)}{dt} \\ \frac{dx_2(t)}{dt} \\ \frac{dx_3(t)}{dt} \end{bmatrix} &= - \begin{bmatrix} CI_0 \sqrt{2x_1} & 0 & 0 \\ 0 & r/2 & 0 \\ 0 & 0 & r/2 \end{bmatrix} \frac{\partial H_G(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} \\ &+ \begin{bmatrix} 0 & -u_1 & -u_2 \\ u_1 & 0 & \frac{w_0 L}{2} \\ u_2 & -\frac{w_0 L}{2} & 0 \end{bmatrix} \frac{\partial H_G(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -E/2 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (20)$$

Que es de la forma compacta en (6). Notar que, \mathbf{g}_G es un vector que aún modela el disturbio externo. Aquí, H_G corresponde a la expansión en series de Fourier de la energía H_T en (11) en sus componentes armónicas relevantes como se explicó antes:

$$\begin{aligned} H_G &= \langle H_T(\mathbf{z}) \rangle_0 = \frac{1}{C} \langle z_2 \rangle_0 + \frac{1}{L} (\langle \mathbf{f} \rangle_1^R)^2 + \frac{1}{L} (\langle \mathbf{f} \rangle_1^I)^2 \\ H_G(\mathbf{x}) &= \frac{1}{C} x_1 + \frac{1}{L} x_2^2 + \frac{1}{L} x_3^2 \end{aligned} \quad (21)$$

El sistema GSSA en (21) preserva la estructura PCH del sistema en (12), con la ventaja destacable de un punto fijo como objetivo de control, permitiendo el uso de cualquier técnica de regulación. En particular usaremos el procedimiento de diseño metódico basado en pasividad, IDA-PBC.

3. CONTROL IDA-PBC

El objetivo final del enfoque IDA [1] es encontrar un control de realimentación de estado estático $\mathbf{u} = \mathbf{b}(\mathbf{x})$ tal que la dinámica de lazo cerrado sea un sistema PCH con disipación de la forma:

$$\dot{\mathbf{x}} = (\mathbf{J}_d(\mathbf{x}) - \mathbf{R}_d(\mathbf{x})) \frac{\partial H_d(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}}, \quad \mathbf{x} \in \mathbb{R}^n. \quad (22)$$

Donde la nueva función de energía $H_d(\mathbf{x})$ tiene un único mínimo local en el equilibrio deseado \mathbf{x}^* , y $\mathbf{J}_d = -\mathbf{J}_d^T$, $\mathbf{R}_d = \mathbf{R}_d^T \geq \mathbf{0}$ son algunas matrices de interconexión y disipación, respectivamente. El procedimiento puede resumirse como:

(i) (Preservación de estructura)

$$\mathbf{J}_d(\mathbf{x}) := \mathbf{J}(\mathbf{x}, \mathbf{b}(\mathbf{x})) + \mathbf{J}_a(\mathbf{x}) = -[\mathbf{J}(\mathbf{x}, \mathbf{b}(\mathbf{x})) + \mathbf{J}_a(\mathbf{x})]^T,$$

$$\mathbf{R}_d(\mathbf{x}) := \mathbf{R}(\mathbf{x}) + \mathbf{R}_a(\mathbf{x}) = [\mathbf{R}(\mathbf{x}) + \mathbf{R}_a(\mathbf{x})]^T \geq \mathbf{0}$$

Luego, la dinámica deseada se alcanza si es posible encontrar funciones $\mathbf{b}(\mathbf{x})$, $\mathbf{J}_a(\mathbf{x})$, $\mathbf{R}_a(\mathbf{x})$, y

$$\mathbf{k}(\mathbf{x}) := \frac{\partial H_d(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}}; \text{ tales que satisfagan:}$$

(ii) (Integrabilidad)

$\mathbf{k}(\mathbf{x})$ es gradiente de una función escalar. Esto es,

$$\frac{\partial \mathbf{k}(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} = \left[\frac{\partial \mathbf{k}(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} \right]^T$$

(iii) (Asignación del equilibrio)

$$\frac{\partial H_d}{\partial \mathbf{x}}(\mathbf{x}^*) = \mathbf{0}$$

(iv) (Estabilidad de Lyapunov)

$$\frac{\partial^2 H_d}{\partial \mathbf{x}^2}(\mathbf{x}^*) \geq \mathbf{0}$$

Si se alcanzan los cuatro items, (i), (ii), (iii) y (iv), entonces \mathbf{x}^* será (localmente) un punto de equilibrio estable de lazo cerrado. Será asintóticamente estable si, además, el conjunto invariante más grande bajo la dinámica de lazo cerrado contenido en:

$$\left\{ \mathbf{x} \in R^n \left[\left[\frac{\partial H_d}{\partial \mathbf{x}}(\mathbf{x}) \right]^T \mathbf{R}_d(\mathbf{x}) \frac{\partial H_d}{\partial \mathbf{x}}(\mathbf{x}) = 0 \right] \right\},$$

Es igual a \mathbf{x}^* . Un estimado de su dominio de atracción está dado por el conjunto limitado más grande $\left\{ \mathbf{x} \in R^n \mid H_d(\mathbf{x}) \leq c \right\}$.

Siguiendo este procedimiento, en [8] se mostró que una ley de control que estabiliza asintóticamente la dinámica (20) en el punto de equilibrio (19) es:

$$u_1 = -\frac{w_0 L(-E + \sqrt{E^2 - 8I_o V_d r}) C \sqrt{v_o V_d}}{4rV_d} \quad (23)$$

$$u_2 = \frac{(E + \sqrt{E^2 - 8I_o V_d r}) C \sqrt{v_o V_d}}{4V_d}$$

También en [8] se mostraron resultados tanto de simulación como experimentales validando los desarrollos teóricos. Las figuras 2 y 3 muestran resultados de simulación del circuito cuyo objetivo en la tensión de salida fue 200 V. robusto a variaciones de la carga.

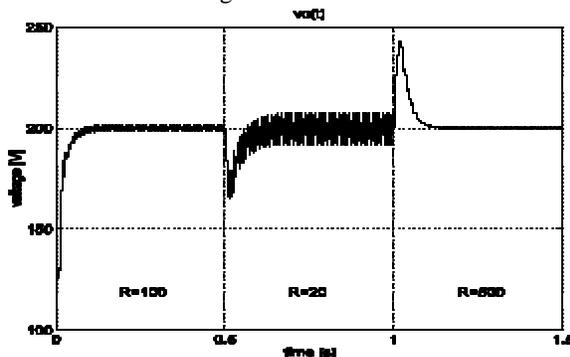


Fig. 2. Voltaje de salida para ley de control [23]

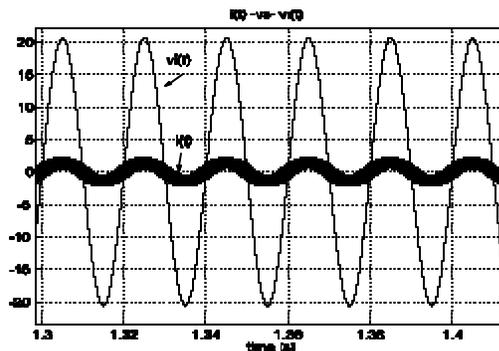


Fig. 3. Corriente y voltaje de línea

4. CONCLUSIONES

Este artículo ha mostrado cómo, gracias a la técnica de modelado selectiva en frecuencia GSSA, es posible utilizar técnicas de regulación para abordar ciertos problemas de conversión de potencia de AC. En particular, se ha mostrado como puede obtenerse un regulador no lineal utilizando la técnica IDA-PBC para el caso del rectificador AC/DC con factor de potencia unitario. Este trabajo abre posibilidades interesantes desde el punto de vista del control, para abordar problemas no lineales de seguimiento de AC mediante técnicas de regulación en espacio de estados. Un ejemplo de estas posibilidades que se trabaja en este momento es el problema del control de un inversor trifásico para la regulación de la velocidad de un motor de inducción, eliminando componentes armónicas específicas sin necesidad de filtrado adicional.

REFERENCIAS

- [1] Ortega, R.; Schaft A.; Maschke B. and Escobar G. Interconnection and damping assignment passivity-based control of port-controlled Hamiltonian systems. *Automática*, 2002, vol. 38, p 585-596.
- [2] Sanders, S.; Noworolski J.; Liu X., and Verghese G., *Generalized averaging method for power conversion systems*, IEEE Trans. Power Electron., Apr. 1991, vol. 6, no. 4, p. 251-259.
- [3] Mahdavi J.; et. al., *Analysis of power electronic converters using the generalized state-space averaging approach*, IEEE Trans. Circuits. Syst. I, Aug. 1997, vol. 44, No. 8, p. 767-770.
- [4] Caliskan V.; Verghese G. and Stankovic A., *Multi-frequency averaging of dc/dc converters*, IEEE Trans. Power Elect., Jan. 1999, vol. 14, no. 1, p 124-133.
- [5] Batlle C.; Fossas E.; Griño R. and Martínez S., *Generalized state-space averaging for port-controlled hamiltonian systems*, Proceedings of the IFAC World Congress, Praga, Czech Republic, 2005.
- [6] Escobar G.; Chevreau D.; Ortega R.; and Mendes E., *An adaptive passivity-based controller for a unity power factor rectifier*, IEEE Trans. Control Syst. Technol., Jul. 2001, vol. 9, no. 4, p. 637-644.
- [7] Griño R.; Fossas E. and Biel D., *Sliding mode control of a full-bridge unity power factor rectifier*, Proc. Nonlinear Adap. Control, 2001, vol. 281, p. 139-148.
- [8] Gaviria, C.; Fossas, E. and Griño, R., *Robust controller for a full-bridge rectifier using the IDA approach and GSSA modeling* Circuits and Systems, IEEE Transactions on Circuits and Systems I, March 2005, vol. 52, Issue 3, p. 609 - 616.