Ingeniería Energética. Vol. XXXVII. No. 2, 2016. pp. 144-153, Mayo/Agosto, ISSN 1815-5901

APLICACIÓN DE LA COMPUTACIÓN

Dinámica de un convertidor *boost* con inclusión de resistencias parásitas controlado con *ZAD*

Dynamics of a Boost Converter with Inclusion of Internal Resistance Controlled with ZAD

Fredy Edimer – Hoyos Velasco
Simeón – Casanova Trujillo
Darío Del Cristo – Vergara Pérez

Recibido: mayo de 2015
Aprobado: noviembre de 2015

Resumen/Abstract

Como dispositivos electrónicos conmutados podemos destacar los convertidores elevador (*boost*) y reductor (*buck*), cada uno con su respectiva configuración y aplicaciones en electrónica de potencia. El modelo matemático del convertidor *boost* se representa por sistemas de ecuaciones diferenciales suaves a tramos pero con discontinuidades en algunos puntos, generando por lo tanto comportamientos muy complejos como cuasi periodicidad y caos cuando este es controlado. El presente artículo propone un nuevo modelo para un convertidor DC-DC tipo *boost* en el cual se incluyen resistencias parásitas. Luego el convertidor es controlado usando control no lineal cuasi deslizante ZAD. Simulaciones numéricas en Matlab muestran la presencia de bifurcaciones y comportamiento caótico. A través de los exponentes de Lyapunov se determina el intervalo donde hay presencia de caos. Luego se implementa la técnica de control FPIC para reducir el caos y lograr estabilizar al sistema, esto se evidencia mediante diagramas de bifurcaciones para la tensión y la corriente.

Palabras clave: bifurcación Flip, caos, control no-lineal deslizante ZAD, convertidor *boost*, PWMC, FPIC.

As power electronic devices we highlighted the boost and buck converters, each with its respective configuration and power electronics applications. The mathematical model of the boost converter is represented by systems of differential equations piecewise smooth but with discontinuities at some points, thus generating very complex behaviors as quasi-periodicity and chaos when this is controlled. This article proposes a new model for a DC-DC boost converter in which parasitic resistances are included. Then the converter is controlled using non-linear and quasi-sliding ZAD control. Numerical simulations in Matlab show the presence of bifurcations and chaotic behavior. Through Lyapunov exponents it is determines the interval where there is presence of chaos. Then the system is controlled with FPIC to reduce and stabilize chaos, this is evidenced by bifurcation diagrams for voltage and current.

Key Words: *Flip bifurcation, chaos*, *non-linear sliding control* ZAD, *boost converter*, PWMC, FPIC.

INTRODUCCIÓN

El convertidor electrónico *boost* es un elevador de tensión y si este es controlado en lazo cerrado mediante alguna técnica de control bien diseñada, es robusto y eficiente. Las principales aplicaciones del convertidor *boost* se dan en las fuentes de potencia conmutadas y sistemas fotovoltaicos [1]. Sin embargo, la mayor dificultad que presenta este tipo de dispositivos es la estabilidad o inestabilidad del sistema frente a

perturbaciones de entrada y salida. Para efectos de implementación de un convertidor, se espera que, teóricamente, el interruptor conmute sólo un número finito de veces por período [2, 3]. En el 2001 se reportó por primera vez la técnica de control ZAD (*Zero Average Dynamics*) la cual es una técnica de control deslizante [4 - 7], esta consiste en definir una superficie de conmutación y obligar a que el sistema dinámico que gobierna el convertidor evolucione en promedio sobre dicha superficie, además esta técnica garantiza frecuencia fija de conmutación y bajo error de estado estacionario [8, 9]. Esta se basa en un diseño donde se fija una salida auxiliar y con base en ella se define una acción de control digital que garantiza promedio cero de error en cada iteración [9 -11]. De manera numérica y experimental se ha demostrado que esta técnica funciona bien con el esquema de control de pulso al lado. La superficie de conmutación que usaremos en este artículo se define como una combinación lineal del error en la tensión y el error en la corriente. Este tipo de convertidor fue estudiado sin la inclusión de resistencias parásitas en [12], donde se escogió como superficie de conmutación: ver ecuación (1):

$$s(x(t)) = k_1(x_1(t) - x_{1ref}) + k_2(x_2(t) - x_{2ref}) \quad (1)$$

donde: $x_1(t) - x_{1ref}$ y $x_2(t) - x_{2ref}$ representan el error en la tensión y corriente, respectivamente.

De otro lado, con el fin de incluir pérdidas energéticas, en un convertidor tipo *buck* se han incluido resistencias internas y ha sido controlado con *ZAD-FPIC,* obteniendo resultados experimentales muy semejantes a los numéricos en [10]. En este artículo se presenta un nuevo modelo matemático más completo para el convertidor tipo *boost,* donde se incluyen resistencias internas y se espera aportar a futuras investigaciones las cuales estén enfocadas en mejorar la correlación entre resultados numéricos y experimentales para este tipo de convertidor conmutado.

Para identificar el intervalo donde hay presencia de caos se utilizó los exponentes de *Lyapunov*, estos son una generalización de los multiplicadores característicos, ellos miden el radio de separación de dos órbitas cercanas en el estado espacial.

El control con FPIC puede estabilizar órbitas de periodo uno y superior en sistemas inestables y/o caóticos de una manera simple y sin medición de las variables de estado contrario al control TDAS el cual es muy utilizado para estabilizar este tipo de fenómenos; la técnica FPIC obliga al sistema a que el sistema evolucione al punto fijo. En este sentido se parte del conocimiento previo del punto fijo o el valor de estado estacionario de la señal de control, bien sea de manera analítica o numérica y con base en él se diseña la estrategia de control [10].

En este artículo se presenta un nuevo modelo del convertidor *boost*, luego este es controlado con una técnica de control no lineal cuasideslizante ZAD, a través de exponentes de Lyapunov se determina el intervalo donde hay presencia de caos y finalmente las zonas de caos e inestabilidad se reducen con la técnica de control FPIC.

El artículo está organizado de la siguiente forma: primero se muestra el modelado matemático del convertidor *boost*, luego se diseña la técnica de control ZAD aplicada a este convertidor, se muestran resultados numéricos, luego se controla el caos presente en el sistema mediante la técnica de control FPIC y finalmente se presentan unas conclusiones.

MODELO MATEMÁTICO

La figura 1, muestra el esquema de un convertidor *boost* con la inclusión de resistencias parásitas y la caída de tensión en el diodo.

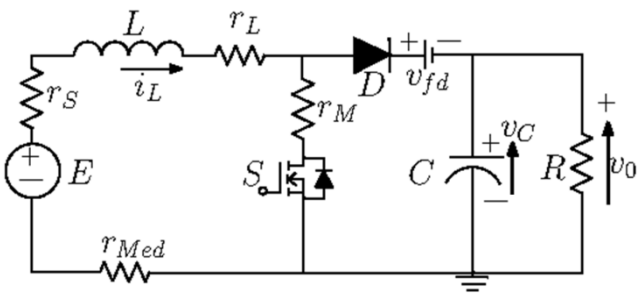

Fig. 1. Esquema del modelo del convertidor *boost*.

Cuando el interruptor S está cerrado (estado ON) [12], la bobina L almacena energía de la fuente de tensión E, mientras que la carga (R) es alimentada por la energía almacenada en el condensador (C).

En este caso, aplicamos las leyes de Kirchhoff sumando tensiones en la primera malla y haciendo suma de corrientes en el nodo 1 de la figura 2.

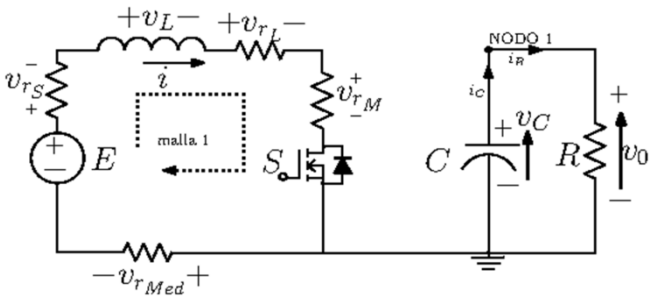

Fig. 2. Convertidor *boost* estado ON.

Haciendo sumas de tensiones en la malla 1, el modelo queda expresado en las ecuaciones (2) y (3):

$$\frac{di}{dt} = \frac{E}{L} - \frac{(r_s + r_L + r_M + r_{Med})}{L} i \qquad (2)$$

$$\frac{dv_C}{dt} = -\frac{v_C}{RC} \qquad (3)$$

Cuando el interruptor está abierto (estado *OFF*) [12], la corriente sólo puede pasar a través del diodo D y alimenta al condensador C y a la carga. En este caso, aplicamos las leyes de corrientes de Kirchhoff en la malla 2 como se muestra en la figura 3.

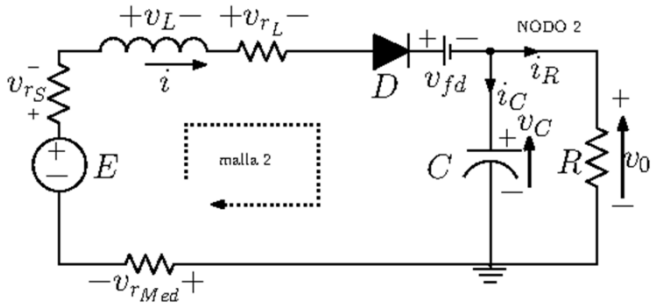

Fig. 3. Convertidor *boost* estado *OFF*.

De esta manera, obtenemos las siguientes ecuaciones (4) y (5):

$$\frac{di}{dt} = \frac{E}{L} - \frac{(r_s + r_L + r_{Med})}{L} i - \frac{v_{fd} + v_C}{L} \qquad (4)$$

$$\frac{dv_C}{dt} = \frac{1}{C} i - \frac{v_C}{RC} \qquad (5)$$

La dinámica del sistema que gobierna al convertidor *boost* se puede estudiar mejor si adimensionalizamos el sistema. Para lograr esto, se proponen las siguientes relaciones dadas en las ecuaciones (6) y (7).

$$x_1 = \frac{v_C}{E}; \qquad x_2 = \sqrt{\frac{L}{C}}\frac{i}{E}; \qquad \tau = \frac{1}{\sqrt{LC}} \qquad (6)$$

$$\rho_1 = \sqrt{\frac{R_{eq1}^2 C}{L}}; \qquad \rho_2 = \sqrt{\frac{R_{eq2}^2 C}{L}}; \qquad \gamma = \sqrt{\frac{L}{R^2 C}}; \qquad \nu = \frac{v_{fd}}{E} \qquad (7)$$

donde:

$R_{eq1} = r_s + r_L + r_{Med} + r_M$ cuando $u = 1$

$R_{eq2} = r_s + r_L + r_{Med}$ cuando $u = 0$

Por lo tanto, el sistema queda expresado matricialmente por la ecuación (8):

$$\begin{pmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\gamma & (1-u) \\ (u-1) & -\rho_2 + (\rho_2 - \rho_1)u \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ 1 - \nu(1-u) \end{pmatrix} \qquad (8)$$

Este sistema de ecuaciones puede escribirse de forma compacta como sigue en la ecuación (9):

$$\dot{x} = A_2 x + B_2 + (A_1 - A_2)xu + (B_1 - B_2)u \qquad (9)$$

donde: $A_1 = \begin{pmatrix} -\gamma & 0 \\ 0 & -\rho_1 \end{pmatrix}; \quad A_2 = \begin{pmatrix} -\gamma & 1 \\ -1 & -\rho_2 \end{pmatrix}; \quad B_1 = \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix} \quad y \quad B_2 = \begin{pmatrix} 0 \\ 1-\nu \end{pmatrix}$

La solución de cada topología viene dada por la ecuación (10):

$$x_i(t) = \phi_i(t - t_0)x_i(t_0) + \psi_i(t - t_0) \qquad (10)$$

siendo: $\phi_i(t - t_0) = e^{A_i(t - t_0)}$ y $\psi_i(t - t_0) = \int_{t_0}^{t} e^{A_i(t-\tau)} B_i d\tau$

Teniendo en cuenta cada topología y calculando las exponenciales matriciales se tienen las ecuaciones (11) y (12)

$$\psi_1(t - t_0) = A_1^{-1}(e^{A_1(t-t_0)} - I_2)B_1 \qquad (11)$$

$$\psi_2(t - t_0) = A_2^{-1}(e^{A_2(t-t_0)} - I_2)B_2 \qquad (12)$$

donde: I_2 es la matriz identidad de tamaño 2 x 2.

MODULACIÓN DE ANCHURA DE PULSO

La modulación por ancho de pulso *PWM* (*Pulse-Width Modulation*) es una técnica que permite variar el ciclo de trabajo de una señal con el fin de controlar la tensión de la carga, manteniendo fijo el período, o de forma equivalente la frecuencia fija. Para un modulador *CPWM*, en un período de tiempo T se realizan 2 conmutaciones, de tal manera que un intervalo de tiempo $\left[nT;\ (n+1)T\right]$ queda dividido en tres subintervalos, donde el primero y el último tienen la misma longitud [2].

ESTRATEGIA DE CONTROL

TÉCNICA DE CONTROL ZAD

La técnica de control *ZAD* (*Zero Average Dynamics*) nos permite calcular el ciclo de trabajo, es decir, el tiempo en el cual el interruptor está abierto o cerrado. Esta técnica consiste en lo siguiente:

1) Definir una superficie de conmutación $s(x(t))$ en la cual el sistema evolucionará en promedio. En este trabajo escogemos la superficie dada por la relación (1)

2) Fijar un período T.

3) Imponer que s tenga media cero en cada ciclo, ecuación (13):

$$\int_{nT}^{(n+1)T} s(x(t))dt = 0 \qquad (13)$$

Cálculo del ciclo de trabajo

El ciclo de trabajo se calcula mediante la técnica *ZAD*, aproximando la superficie de conmutación mediante rectas a tramos. Resolviendo la integral dada en ecuación (13), igualando a cero y resolviendo para d se tiene que el ciclo de trabajo viene dado por la ecuación (14):

$$d = \frac{2s(x(nT)) + T\dot{s}_2(x(nT))}{\dot{s}_2(x(nT)) - \dot{s}_1(x(nT))} \qquad (14)$$

En general, d es un número real entre 0 y T. Si se presenta el hecho de que $d < 0$ obligamos al sistema a que evolucione con la configuración *u = 1;* y si $d > T$, obligamos al sistema a que evolucione con la configuración *u = 0.* En cualesquiera de estos dos últimos casos, se dice que *el sistema se ha saturado*.

Aplicación de Poincaré

La aplicación de Poincaré del convertidor *boost* controlado con *PWMC* y técnica *ZAD*, viene dada por las siguientes relaciones:

1. Si $d_n \in (0,T)$ queda definida como la ecuación (15) :

$$P\left(x_n, d_n\right) = \phi_1\left(\frac{d_n}{2}\right)\phi_2\left(T - d_n\right)\phi_1\left(\frac{d_n}{2}\right)x_0(nT) +$$
$$\phi_1\left(\frac{d_n}{2}\right)\phi_2\left(T - d_n\right)\psi_1\left(\frac{d_n}{2}\right) + \phi_1\left(\frac{d_n}{2}\right)\psi_2\left(T - d_n\right) + \psi_1\left(\frac{d_n}{2}\right) \qquad (15)$$

2. Si $d_n = 0$, el mapa de Poicaré corresponde a la ecuación (16)

$$P(x_0(nT)) = \phi_2(T)x_0(nT) + \psi_2(T) \qquad (16)$$

3. Si $d_n = T$, el mapa de Poicaré corresponde a la ecuación (17)

$$P(x_0(nT)) = \phi_1(T)x_0(nT) + \psi_1(T) \qquad (17)$$

Punto de equilibrio
El punto de equilibrio que se obtuvo para el sistema está dado por el siguiente vector ver ecuación (18):

$$x^* = (x_{1ref}, x_{2ref})^T \qquad (18)$$

donde: $x_{2ref} = \dfrac{p - \sqrt{m+n}}{2\rho_1}$ siendo $m = 2\gamma\rho_1 x_{1ref} - 4\gamma\rho_1 x_{1ref}^2 - 2\gamma\rho_2 x_{1ref} + \gamma^2\rho_1^2 x_{1ref}^2$,
$n = \gamma^2\rho_2^2 x_{1ref}^2 - 4_\nu \gamma\rho_1 x_{1ref} - 2\gamma^2\rho_1\rho_2 x_{1ref}^2 + 1$ y $p = \gamma x_{1ref}(-\rho_1 + \rho_2) - 1$

con lo que se obtiene un ciclo de trabajo en estado estacionario vea ecuación (19):

$$d_T = (T(2\nu + x_{1ref} + \left[x_{1ref}^2 - 2x_{1ref} - 2\gamma\rho_1 x_{1ref}^2 + 2\gamma\rho_2 x_{1ref}^2 + 2\gamma\rho_1 x_{1ref} - 2\gamma\rho_2 x_{1ref}\right.$$
$$\left. + \gamma^2\rho_1^2 x_{1ref}^2 + \gamma^2\rho_2^2 x_{1ref}^2 - 4\nu\gamma\rho_1 x_{1ref} - 2\gamma^2\rho_1\rho_2 x_{1ref}^2 + 1\right]^{1/2} - \gamma\rho_1 x_{1ref} + \gamma\rho_2 x_{1ref} - 1)) / (2\nu) \qquad (19)$$

Exponentes de LYAPUNOV
Los exponentes de Lyapunov son una herramienta matemática por medio de la cual se puede determinar la velocidad de convergencia o divergencia de dos órbitas de una ecuación diferencial, cuyas condiciones iniciales difieren infinitesimalmente una de la otra.
Definición: Sea $\mathrm{D}\mathbf{F}(\mathbf{x})$ la matriz Jacobiana de la aplicación de Poincaré $\lambda_i(\mathrm{D}\mathbf{F}(\mathbf{x}))$ el i-ésimo valor propio de $\mathrm{D}\mathbf{F}(\mathbf{x})$. El exponente de Lyapunov L_i para cada valor propio viene dado por

ecuación (20): $$L_i = \lim_{n\to\infty}\left(\frac{1}{n}\sum_{k=0}^{n} log\,|\,\lambda_i(D\mathbf{F}(\mathbf{x}))\,|\right) \qquad (20)$$

RESULTADOS NÚMERICOS

Bifurcación*:* una bifurcación es un cambio cualitativo de un sistema dinámico, ocurrido al variar uno o varios de los parámetros del sistema. Al revisar los valores propios de la matriz jacobiana asociados a la aplicación de Poincaré se obtiene una bifurcación tipo *Flip*, dado que uno de estos valores pasa de ser estable a inestable para un valor del parámetro $k_1 \approx 0.097$. Este tipo de bifurcación pasa por un doblamiento de período. En las figuras 4 y 5, se ha escogido $\gamma = 0.186$, $T = 0.18\ s$, $\rho_1 = 0.2782$, $\rho_2 = 0.2371$ y $\nu = 0.0274$. Como condición inicial se tomó $(2.1, 2.4159)^T$.

Presencia de caos*:* Para confirmar la presencia de caos en el convertidor *boost* con resistencias parásitas, numéricamente y a través de la gráfica de exponentes de Lyapunov debemos ver en donde se dan exponentes positivos, ya que la presencia de estos es señal de caos en el convertidor. La figura 6, nos muestra la existencia de caos en el convertidor *boost* con resistencias parásitas para la variación del parámetro k_1 en el intervalo [0.09796,0.3744]. Las condiciones iniciales escogidas fueron las mismas utilizadas en los diagramas de bifurcación.

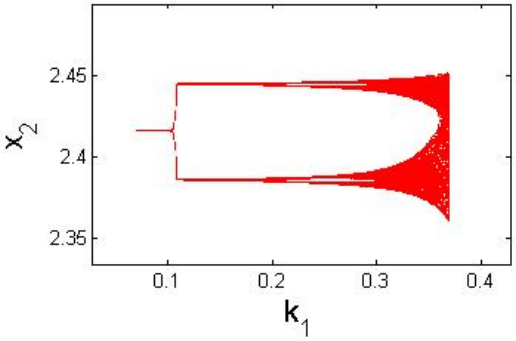

Fig. 4. Diagrama de bifurcación de la corriente en función de k_1, con $k_2 = 0.5$

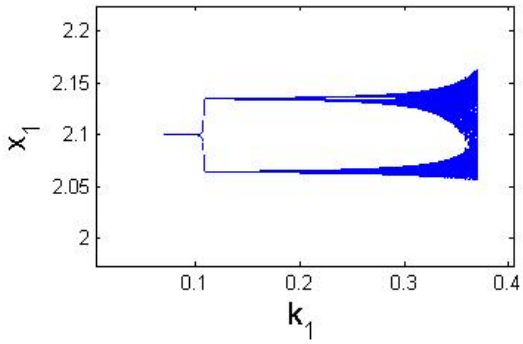

Fig. 5. Diagrama de bifurcación de la tensión en función de k_1, con $k_2 = 0.5$

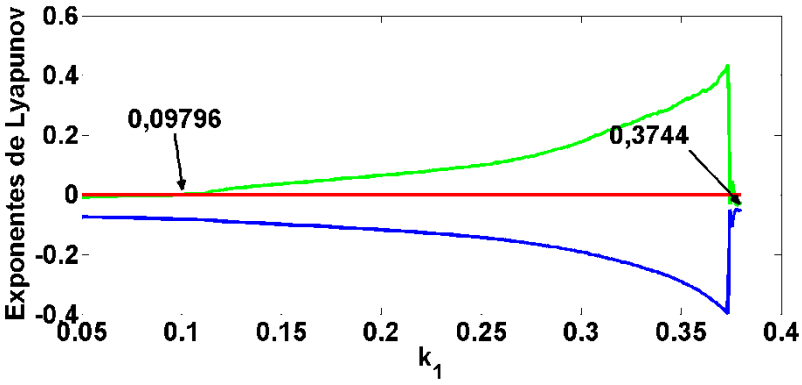

Fig. 6. Variación de los exponentes de Lyapunov en función de k_1, con $k_2 = 0.5$

Control de caos con FPIC: para controlar el caos que presenta el convertidor *boost* cuando se le introducen resistencias parásitas con *ZAD*, en esta sección utilizaremos la técnica *FPIC* (*Fixed Point Induced Control*).

FPIC: Consideremos un sistema dinámico discreto descrito por un conjunto de ecuaciones (21) y (22)

$$x_{k+1} = f(x_k, u(x_k)) \qquad (21)$$

donde: $x_k \in \Re^n$, $u : \Re^n \to \Re$, $f : \Re^{n+1} \to \Re^n$, supongamos que el sistema posee un punto fijo

$$(x^*, u(x^*)) := (x^*, u^*) \qquad (22)$$

Al calcular el jacobiano del sistema en este punto fijo obtenemos la ecuación (23):

$$J = J_x + J_u \qquad (23)$$

donde: $J_x = \left(\frac{\partial f}{\partial x}\right)_{(x^*,u^*)}$ y $J_u = \left(\frac{\partial f}{\partial u}\frac{\partial u}{\partial x}\right)_{(x^*,u^*)}$

Supongamos que el radio espectral de J_x es menor que uno, entonces existe una señal de control ecuación (24).

$$\hat{u}(k) = \frac{u(x(k)) + Nu^*}{N+1} \qquad (24)$$

Que garantiza la estabilidad del punto fijo (x^*, u^*) para algún $N \in \mathbb{R}^+$.
Considerando el ciclo de trabajo del sistema como la variable a controlar, modificamos el ciclo de trabajo según la ecuación (25):

$$d(k) = \frac{d_T + N d_E}{N+1} \qquad (25)$$

donde $d(k)$ es el ciclo de trabajo que se va a aplicar, d_T es el ciclo de trabajo obtenido en ecuación (14), d_E es el ciclo de trabajo en estado estacionario y N una constante arbitraria positiva del control FPIC que determina la estabilidad del sistema. Las figuras 7 y 8, muestran diagramas de bifurcación, donde se ve que al escoger $N = 0.06$, disminuye la zona en la que el sistema presenta comportamiento caótico; en las figuras 9 y 10 al escoger $N = 0.08$ disminuye considerablemente la zona en la que el sistema presenta comportamiento caótico y en la figura 11, se presenta un diagrama de bifurcaciones de codimensión 2 donde se muestran las cotas en las que la técnica FPIC controla el caos, la parte de color azul corresponde a la zona donde el caos se controla y la roja a la presencia de caos.

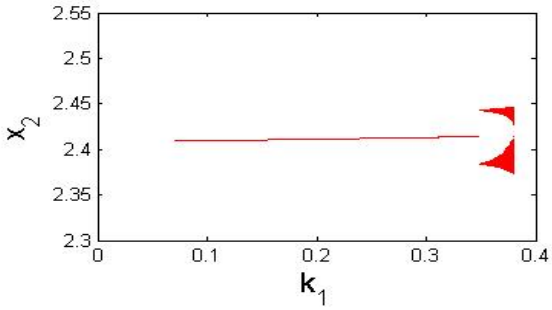

Fig. 7. Diagrama de bifurcación de la corriente en función de k_1 con $N = 0.06$.

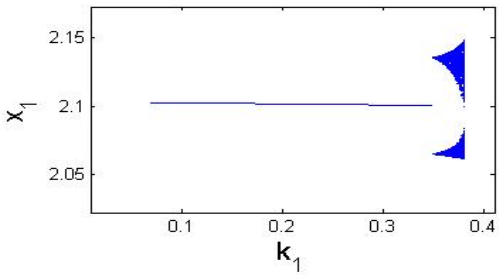

Fig. 8. Diagrama de bifurcación de la tensión en función de k_1 con $N = 0.06$.

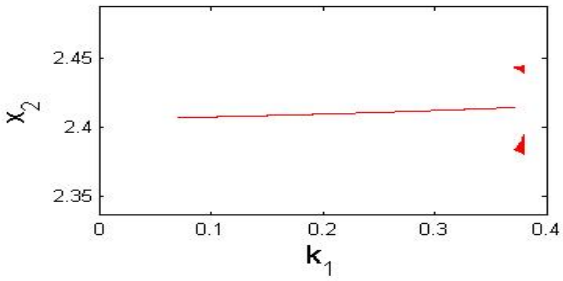

Fig. 9. Diagrama de bifurcación de la corriente en función de k_1 con $N = 0.08$.

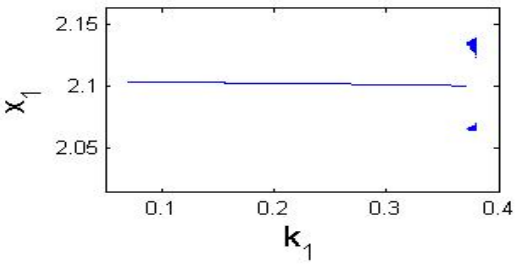

Fig. 10. Diagrama de bifurcación de la tensión en función de k_1 con $N = 0.08$.

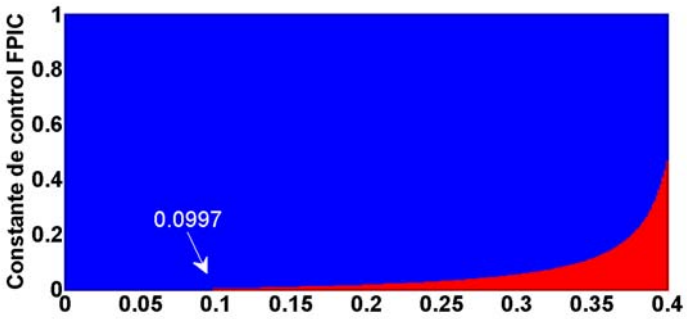

Fig. 11. Cotas para la constante N de control *FPIC versus* k_1.

CONCLUSIONES

En el artículo se formuló un nuevo modelo matemático para un convertidor *boost* cuando se le incluyen resistencias parásitas. Se hizo un cambio de variables que permite la reducción de la dimensión del espacio de estados, facilitando el análisis de la dinámica del convertidor *boost*.
Luego de modelarlo se procedió a realizar la simulación donde se obtuvieron los diagramas de bifurcaciones mostrados y se pudo contrastar a través de los valores propios de la matriz Jacobiana que la bifurcación que aparece es de tipo *Flip*. Mediante cálculo numérico de exponentes de Lyapunov se mostró el intervalo para el parámetro k_1 donde hay presencia de caos, luego se procedió a reducir la región de inestabilidad utilizando la técnica de control *FPIC*, mostrando que su eficiencia en el control de caos.

REFERENCIAS

[1]. MOHAN. N . *Power electronics: a first course: a first course*. Wiley global education, 2011, 288 p., p.38-62. Consultado el: 11 de abril de 2015. Disponible en: https://books.google.com.co/books?id=il2ziniq7msc. Isbn:111821434x, 9781118214343.

[2]. MOHAN. N. *Advanced electric drives: analysis, control, and modeling using matlab / simulink.* John wiley & sons - editor , 2014, 208 p., p.. Consultado el: 11 de abril de 2015. Disponible en: https://books.google.com.co/books?id=sjqwbaaaqbaj. Isbn: 9781118911136.

[3]. RASHID . M. *Power electronics handbook, third edition,* butterworth-heinemann, *2010,* 1362 *p., p.* 249-264, consultado en enero de 2014, disponible en https://books.google.com.co/books?id=es1z95mzi28c, isbn-10: 0123820367.

[4]. SHTESSEL, Y; EDWARDS, C.; FRIDMAN L.; levant a. *Sliding mode control and observation (control engineering),* birkhäuser, new york, 2014, páginas 356, páginas consultadas 43-67, consultada en marzo de 2015, disponible en url: https://books.google.com.co/books?id=jyq_aaaaqbaj, isbn-13: 978-0817648923.

[5]. BARTOLINI, G. *Modern sliding mode control theory: new perspectives and applications (lecture notes in control and information sciences),* springer, chennai india, 2008, páginas 468, páginas consultadas 137-269, consultada en noviembre de 2014, disponible en url: https://books.google.com.co/books?id=wscxjhsrqiyc, isbn: 9783540790150.

[6]. ANGULO. F.; BURGOS. J.; OLIVAR. G.; DI BERNARDO.M. "*two-parameter discontinuity-induced bifurcation curves in a zad-strategy-controlled dc–dc buck converter*", circuits and systems i: regular papers, ieee transactions. 2008, vol 55, nº 08, p. 2392 – 2401.. Isbn: 1549-8328. Doi: 10.1109/tcsi.2008.918226.

[7]. DEIVASUNDARI. P.; UMA. G.; ASHITA. S. "*Chaotic Dynamics of a Zero Average Dynamics Controlled DC–DC Cuk Converter"*, Power electronics, iet. 2012, vol 7, nº 02, p. 289- 298. ISBN: 1755-4535. Doi: 10.1049/iet-pel.2012.0737.

[8]. Taborda. J.; burbano. D.; angulo. F, "*quantization effects on period doubling route to chaos in a zad-controlled buck converter*", mathematical problems in engineering. 2012, vol 2012 p. 19. . Consultado el: 10 de abril de 2015. Disponible en: http://www.hindawi.com/journals/mpe/2012/526394/ doi:10.1155/2012/526394.

[9]. El aroudi. A.; angulo. F.; olivar. G.; robert. B. G. M.; feki . M, "*stabilizing a two-cell dc-dc buck converter by fixed point induced control*", international journal of bifurcation and chaos. 2009, vol 19, nº 06, p. 2043-2057. Consultado el: 1 de abril de 2015. Disponible en: http://www.worldscientific.com/doi/abs/10.1142/s0218127409023895. Doi: 10.1142/s0218127409023895.

[10]. Angulo. F.; burgos. J.; olivar. G, "*chaos stabilization with tdas and fpic in a buck converter controlled by lateral pwm and zad*", international journal of bifurcation and chaos. 2013, vol 19, nº 06, p. 1-6. Consultado el: 1 de abril de 2015. Disponible en: http://ieeexplore.ieee.org/xpl/articledetails.jsp?tp=&arnumber=4433846&querytext%3dzad. Isbn: 978-1-4244-1282-2 doi: 10.1109/med.2007.4433846

[11]. Angulo. F.; fossas. E.; seara. T.; olivar. G, "*bounding the output error in a buck power converter using perturbation theory*", mathematical problems in engineering. 2008, vol 2008 p. 20. Consultado el: 10 de abril de 2015. Disponible en: http://www.hindawi.com/journals/mpe/2008/732039/cta/ doi: 10.1155/2008/732039.

[12]. Muñoz. J.; osorio. G.; angulo. F, "boost converter control with zad for power factor correction based on fpga", workshop on, power electronics and power quality applications (pepqa). 2013, p. 1-5. Consultado el: 1 de mayo de 2014. Disponible en: http://ieeexplore.ieee.org, doi:10.1109/pepqa.2013.6614942

AUTORES

Fredy Edimer Hoyos Velasco
Ingeniero Electricista, Doctor en Ingeniería Automática, Profesor Asistente, Universidad Nacional de Colombia Sede Medellín, Medellín, Colombia.
Scientific and Industrial Instrumentation Research Group School of Physics,
e-mail: fehoyosve@unal.edu.co

Simeón Casanova Trujillo
Licenciado en Matemáticas y Física, Magister en Ciencias Matemáticas, Doctor en Ingeniería Automática. Profesor Asociado, Universidad Nacional de Colombia, Sede Manizales.
Grupo de investigación: Cálculo Científico y Modelamiento Matemático.
e-mail: scasanovat@unal.edu.co

Darío Del Cristo Vergara Pérez
Licenciado en Matemáticas, Especialista en informática y telemática, profesor Institución Educativa San Marcos, San Marcos – Sucre, Colombia.
e-mail: dcvergarap@unal.edu.co