

Análisis de estabilidad de controladores PI para un regulador conmutado boost

Rodrigo Loera-Palomo^{*,**} Daniel Melchor-Aguilar^{*}
Jorge Alberto Morales-Saldaña^{***}

^{*} División de Matemáticas Aplicadas, IPICYT, 78216, San Luis Potosí, SLP, México (e-mail: dmelchor@ipicyt.edu.mx).

^{**} Instituto Tecnológico de la Laguna, Blvd. Revolución y Calzada Cuauhtemoc S/N, Centro, 27000, Torreón, Coahuila, México.

^{***} Fac. de Ingeniería, Universidad Autónoma de San Luis Potosí, Zona Universitaria, Dr. Nava No. 8, 78290, San Luis Potosí, SLP, México.

Resumen: En este artículo se presenta el análisis de estabilidad de controladores PI bajo un esquema de control en modo corriente promedio en un convertidor dc-dc tipo boost. Para esta clase de sistemas de control se obtiene la caracterización completa del conjunto de controladores PI que estabilizan el sistema linealizado en lazo cerrado.

Palabras clave: Convertidores dc-dc, controladores PI, estabilidad.

1. INTRODUCCIÓN

El modelado y control de convertidores conmutados son áreas de constante desarrollo debido a su papel relevante en la construcción de sistemas de alimentación para aplicaciones portable, doméstica e industrial. El núcleo de estos sistemas corresponde al convertidor conmutado, el cual realiza la transferencia de potencia del puerto de entrada al puerto de salida, usando elementos semiconductores y elementos pasivos (inductancias y capacitores). El proceso de transferencia de potencia se realiza a través de una secuencia de conmutación con lo que se obtienen sistemas muy eficientes.

Uno de los objetivos más importantes en este tipo de sistemas es la regulación del voltaje de salida para lo cual se han propuesto numerosas estrategias de control. Sin embargo, la presencia de perturbaciones en la tensión y/o corriente en el puerto de entrada y las incertidumbres en los parámetros, establecen la necesidad de implementar esquemas de control de tal forma que se asegure que se cumplan los objetivos de regulación de voltaje de salida del convertidor. Así, la implementación práctica de cualquier esquema de control para esta clase de sistemas demanda la robustez ante variaciones en la fuente de alimentación y/o la carga, así como en otros parámetros del convertidor.

En este escenario, se han propuesto controladores robustos basados en las teorías de H_∞ Zolotas et al. (1999), μ -síntesis Buso (1999) y en la teoría de retroalimentación cualitativa (QFT) Basim et al. (2013) por mencionar sólo algunos. Aunque estas teorías son capaces de proveer un controlador para alcanzar un desempeño robusto, tienen el inconveniente de proporcionar controladores de alto orden, el cual es comparable al orden del sistema, siendo en muchos casos necesaria la reducción del orden del controlador Zhou et al. (2000).

Debido a la simplicidad de implementación y bajo costo, los controladores Proporcional-Integral (PI) representan la solución estandar al problema de regulación de voltaje en esta clase de convertidores y, por tanto, son la referencia obligada en el desarrollo de nuevos esquemas de control. Sin embargo, en la gran mayoría de los casos, la sintonización de los parámetros del controlador es hecha mediante reglas heurísticas basadas en la respuesta en frecuencia de la función de transferencia del sistema linealizado. Como secuencia, de la sintonización se obtiene un par de ganancias, es decir un valor para la ganancia proporcional y un valor para la ganancia integral, que garantizan estabilidad, así como un desempeño adecuado en lazo cerrado al menos para el caso nominal y que toleran ciertas perturbaciones del sistema. Evidentemente, puede resultar que el controlador así diseñado exhiba un desempeño pobre ante variaciones de los parámetros del sistema, véase por ejemplo Buso (1999) donde se realiza un análisis de las propiedades de robustez de un controlador PI utilizando μ -análisis.

En este contexto, resulta de interés y relevancia práctica diseñar un controlador PI robusto para los convertidores. Sin embargo, para intentar resolver este problema uno se enfrenta a la dificultad de caracterizar primeramente el conjunto completo de controladores PI que estabilizan el sistema.

El objetivo de este trabajo es proporcionar una solución a este problema tomando como caso de estudio un convertidor tipo boost. Explícitamente, dados parámetros de inductancia, capacitancia y resistencia de carga, se determina el conjunto completo de controladores PI que estabilizan al sistema linealizado en lazo cerrado. El resultado se obtiene siguiendo las ideas desarrolladas recientemente en Datta et al. (2000) basadas en el teorema de Hermite-Biehler, el cual ha sido ampliamente utilizado en la teoría de control robusto paramétrico Bhattacharyya

et al. (1995) fundamentada en el teorema de Kharitonov, ver Kharitonov (1978). El beneficio de tener el conjunto completo de controladores *PI* se ilustra mediante un ejemplo donde se evalúan varios controladores estabilizantes ante diversos escenarios de perturbaciones como un primer paso hacia el diseño robusto de controladores *PI*.

El resto del artículo está organizado en la forma siguiente: La Sección 2 presenta el modelado y esquema de control para el convertidor básico boost. Algunos resultados preliminares sobre análisis polinomial y el teorema de Hermite-Biehler se introducen en la Sección 3. El resultado principal proporcionando la caracterización completa del conjunto de controladores *PI* que estabilizan el sistema lineal en lazo cerrado se presenta en la Sección 4. Algunos ejemplos ilustrando los resultados son proporcionados en la Sección 5. En la Sección 6 se concluye con algunos comentarios finales.

2. MODELADO Y ESQUEMA DE CONTROL DEL CONVERTIDOR BOOST

El circuito del convertidor boost se muestra en la Fig. 1, donde E corresponde al voltaje de alimentación, R es la carga, L el inductor, C el capacitor, S el interruptor activo (MOSFET) y \bar{S} un interruptor pasivo (diodo).

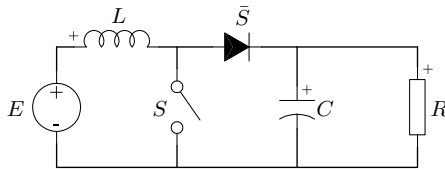


Fig. 1. Convertidor conmutado boost.

El modelo del convertidor se obtiene usando técnicas convencionales de modelado, las cuales son ampliamente usadas en convertidores conmutados de dc-dc, ver Kassakian et al. (1991) y Erickson et al. (2001). El modelo no-lineal del convertidor en espacio de estados promediados se deriva a través del análisis de las redes definidas por la condición de operación del interruptor activo. El modelo resultante para el convertidor conmutado boost es dado por

$$\begin{aligned} L \frac{di_L}{dt} &= E - (1-d)v_C, \\ C \frac{dv_C}{dt} &= (1-d)i_L - \frac{v_C}{R}, \end{aligned} \quad (1)$$

donde d es el ciclo de trabajo del convertidor, y el punto de operación está dado por

$$I_L = \frac{E}{(1-D)^2 R}, \quad V_C = \frac{E}{(1-D)}, \quad (2)$$

siendo D el ciclo de trabajo nominal del convertidor.

En la literatura, los esquemas de control populares para la regulación de convertidores conmutados son el control en modo voltaje y modo corriente. La característica principal del control en modo voltaje es el uso de un solo lazo de control, el cual se forma al retroalimentar el voltaje de

salida. En el control en modo corriente se emplean dos lazos de control (control multilazo): un lazo interno de corriente que mejora el ancho de banda del convertidor y un lazo externo de voltaje de salida que se encarga de la tarea de regulación. El esquema en modo corriente presenta mejores características dinámicas debido al efecto del lazo interno de corriente, ver Chan (2007) y Morales et al. (2008). La estructura típica de un control multilazo en modo corriente se muestra en la Fig. 2, donde G es la ganancia de sensado para la corriente del inductor, H es la ganancia de retroalimentación del voltaje de salida, $1/V_p$ representa el modelo de pequeña señal del modulador PWM, siendo V_p el valor pico de la rampa usada y C es el controlador.

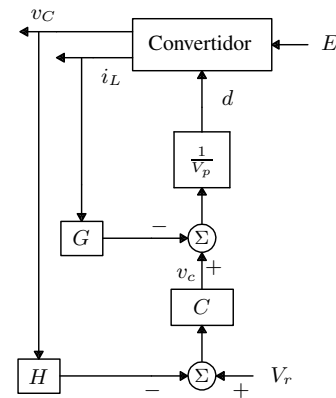


Fig. 2. Esquema de control en modo corriente.

El controlador debe asegurar que el voltaje de salida v_C sea regulado a un valor deseado, además de proveer estabilidad al sistema controlado ante la presencia de perturbaciones en la tensión y/o corriente de entrada e incertidumbres en los valores de L , C y R . Bajo la acción de un controlador *PI* y el esquema de control en modo corriente, la ley de control es

$$\begin{aligned} d &= -\frac{Gi_L}{V_p} + \frac{k_p}{V_p}(V_r - Hv_C) + \frac{k_i}{V_p}z, \\ \frac{dz}{dt} &= V_r - Hv_C, \end{aligned} \quad (3)$$

donde k_p y k_i son las ganancias proporcional e integral del controlador, y V_r la señal de referencia. Al incluir la ley de control en el modelo del convertidor (1), el sistema aumentado en lazo cerrado resulta en

$$\begin{aligned} \frac{di_L}{dt} &= \frac{E}{L} - \left[1 + \frac{Gi_L}{V_p} - \frac{k_p(V_r - Hv_C)}{V_p} - \frac{k_i}{V_p}z \right] \frac{v_C}{L}, \\ \frac{dv_C}{dt} &= \left[1 + \frac{Gi_L}{V_p} - \frac{k_p(V_r - Hv_C)}{V_p} - \frac{k_i}{V_p}z \right] \frac{i_L}{C} - \frac{v_C}{RC}, \\ \frac{dz}{dt} &= V_r - Hv_C. \end{aligned} \quad (4)$$

El modelo en (4) corresponde al modelo no-lineal promedio en lazo cerrado del regulador. Para obtener las características dinámicas en la vecindad de un punto de operación se linealiza este sistema, considerando que $y = Y +$

\tilde{y} , donde $y = [i_L \ v_C \ z]^T$ y $Y = [I_L \ V_C \ Z]^T$ con I_L y V_C dados en (2) y $Z = (GI_L + DV_p)/k_i$, resultando en

$$\dot{\tilde{y}} = \hat{A}\tilde{y}, \quad (5)$$

donde $\tilde{y} = [\tilde{i}_L \ \tilde{v}_C \ \tilde{z}]^T$, y

$$\hat{A} = \begin{bmatrix} -\frac{EG}{(1-D)V_p L} & -\frac{[EHk_p + (1-D)^2 V_p]}{(1-D)V_p L} & \frac{E}{(1-D)V_p L} \\ \frac{[EG + (1-D)^3 V_p R]}{(1-D)^2 V_p RC} & \frac{[EHk_p - (1-D)^2 V_p]}{(1-D)^2 V_p RC} & -\frac{E}{(1-D)^2 V_p RC} \\ 0 & -Hk_i & 0 \end{bmatrix}.$$

Un procedimiento similar es presentado en Morales et al. (2014).

3. PRELIMINARES

En esta sección introduciremos algunos resultados sobre análisis polinomial y el teorema de Hermite-Biehler necesarios para la obtención de los resultados.

Consideremos un polinomio

$$p(s) = p_0 + p_1 s + p_2 s^2 + \dots + p_n s^n,$$

con coeficientes reales.

Decimos que $p(s)$ es estable si todas las raíces del polinomio tienen partes reales negativas.

Un resultado fundamental en el análisis de estabilidad de polinomios es el conocido como:

Criterio de Stodola: Si un polinomio $p(s)$ es estable entonces todos sus coeficientes son distintos de cero y tienen el mismo signo, es decir, todos son positivos o todos son negativos.

Nótese que en general el criterio de Stodola es una condición necesaria para la estabilidad de $p(s)$ pero no suficiente.

Existen varios criterios equivalentes que proporcionan condiciones necesarias y suficientes para la estabilidad de polinomios siendo el criterio de Routh-Hurwitz el más conocido de ellos. Otro criterio es el proporcionado por el teorema de Hermite-Biehler el cual ha desempeñado un papel fundamental en el desarrollo de las herramientas de análisis y síntesis de la teoría de control robusto paramétrico, véase Bhattacharyya et al. (1995) y Datta et al. (2000).

En este trabajo siguiendo las ideas en Datta et al. (2000) utilizaremos el teorema de Hermite-Biehler para obtener la caracterización de controladores *PI* estabilizantes.

Para introducir dicho teorema consideremos la siguiente factorización del polinomio $p(s)$:

$$p(s) = h(s^2) + sg(s^2),$$

Las funciones $h(s^2)$ y $sg(s^2)$ se conocen respectivamente como las partes *par* e *impar* de $p(s)$ y tienen la forma siguiente:

$$\begin{aligned} h(s^2) &= p_0 + p_2 s^2 + p_4 s^4 + \dots + p_m s^m, \\ g(s^2) &= p_1 + p_3 s^2 + p_5 s^4 + \dots + p_l s^l, \end{aligned}$$

donde $m = n$, $l = n - 1$ cuando n es par y $m = n - 1$, $l = n$ cuando n es impar.

Para $s = i\omega$ el polinomio $p(i\omega)$ toma la forma

$$p(i\omega) = h(-\omega^2) + (i\omega)g(-\omega^2),$$

Basados en el hecho que las raíces de los polinomios $h(-\omega^2)$ y $g(-\omega^2)$ son simétricas con respecto al origen del plano complejo se considera el cambio de variable $\mu = s^2$ con el cual los polinomios $h(s^2)$ y $g(s^2)$ se escriben como

$$h(\mu) = p_0 + p_2 \mu + p_4 \mu^2 + \dots + p_m \mu^{\frac{m}{2}}, \quad (6)$$

$$g(\mu) = p_1 + p_3 \mu + p_5 \mu^2 + \dots + p_l \mu^{\frac{(l-1)}{2}}, \quad (7)$$

donde $m = n$, $l = n - 1$ cuando n es par y $m = n - 1$, $l = n$ cuando n es impar.

Teorema 1. (Hermite-Biehler). Gantmacher. (1959), Considere el polinomio $p(s)$ y sus partes par e impar $h(\mu)$ y $g(\mu)$ dadas por (6) y (7) respectivamente. El polinomio $p(s)$ es estable si, y sólo si, $h(\mu)$ y $g(\mu)$ tienen raíces reales, negativas, simples, y alternan en la forma siguiente:

$$\mu_{rg} < \mu_{rh} < \dots < \mu_{1g} < \mu_{1h} < 0, \quad r = \frac{(n-1)}{2}, \quad n \text{ impar},$$

$$\mu_{rh} < \mu_{(r-1)g} < \dots < \mu_{1g} < \mu_{1h} < 0, \quad r = \frac{n}{2}, \quad n \text{ par}.$$

4. CARACTERIZACIÓN COMPLETA DE CONTROLADORES PI ESTABILIZANTES

Ahora estamos listos para obtener nuestro resultado principales.

Es bien sabido que el sistema (5) es exponencialmente estable si, y sólo si, el polinomio característico asociado tiene todas sus raíces con parte real negativa, ver Van de Vegte. (1994).

El polinomio característico asociado a (5) está dado por

$$p(s) = p_0 + p_1 s + p_2 s^2 + s^3, \quad (8)$$

donde

$$\begin{aligned} p_0 &= b_4 k_i, \\ p_1 &= b_3 + b_4 k_p - b_2 k_i, \\ p_2 &= b_1 - b_2 k_p. \end{aligned}$$

con $b_j > 0$, $j = 1, 2, 3, 4$ determinados por

$$\begin{aligned} b_1 &= \frac{ERCG + V_p L(1-D)}{V_p RLC(1-D)}, \\ b_2 &= \frac{EH}{V_p RC(1-D)^2}, \\ b_3 &= \frac{V_p R(1-D)^3 + 2GE}{V_p RLC(1-D)}, \\ b_4 &= \frac{EH}{V_p LC}. \end{aligned} \quad (9)$$

Como el polinomio $p(s)$ es mónico, es decir, el coeficiente principal $p_3 = 1$, la condición necesaria de Stodola implica que

$$p_j > 0, \quad j = 0, 1, 2. \quad (10)$$

En este caso, los polinomios $h(\mu)$ y $g(\mu)$ toman la forma

$$\begin{aligned} h(\mu) &= p_0 + p_2\mu, \\ g(\mu) &= p_1 + \mu, \end{aligned}$$

cuyas únicas raíces son

$$\mu_h = -\frac{p_0}{p_2} \quad \text{y} \quad \mu_g = -p_1.$$

Las condiciones (10) implican que $\mu_h < 0$ y $\mu_g < 0$.

Así, los polinomios $h(\mu)$ y $g(\mu)$ tienen raíces reales, negativas y simples bajo las condiciones (10).

Del Teorema de Hermite-Biehler se sigue que el polinomio $p(s)$ será estable si se satisface la condición de entrelazado entre las raíces de $h(\mu)$ y $g(\mu)$, es decir, $\mu_g < \mu_h$ o, equivalentemente,

$$p_1 > \frac{p_0}{p_2}. \quad (11)$$

Sustituyendo las expresiones para los coeficientes en (10) y (11) llegamos al siguiente conjunto de desigualdades:

$$\begin{aligned} b_4 k_i &> 0, \\ b_3 + b_4 k_p - b_2 k_i &> 0, \\ b_1 - b_2 k_p &> 0, \\ (b_3 + b_4 k_p - b_2 k_i)(b_1 - b_2 k_p) - b_4 k_i &> 0. \end{aligned}$$

De estas desigualdades obtenemos que

$$\begin{aligned} k_p &< \frac{b_1}{b_2}, \\ 0 &< k_i, \\ k_i &< \frac{1}{b_2} (b_3 + b_4 k_p), \end{aligned} \quad (12)$$

$$k_i < \frac{(b_3 + b_4 k_p)(b_1 - b_2 k_p)}{b_4 + b_2(b_1 - b_2 k_p)} \quad (13)$$

Observando que

$$\begin{aligned} \frac{1}{b_2} (b_3 + b_4 k_p) &= \frac{(b_3 + b_4 k_p)(b_1 - b_2 k_p)}{b_2(b_1 - b_2 k_p)} \\ &\geq \frac{(b_3 + b_4 k_p)(b_1 - b_2 k_p)}{b_4 + b_2(b_1 - b_2 k_p)}, \end{aligned} \quad (14)$$

se sigue que la desigualdad (13) implica la desigualdad (12). De la desigualdad (13) y la restricción $0 < k_i$ se sigue que $b_3 + b_4 k_p > 0$ o bien

$$k_p > -\frac{b_3}{b_4}.$$

En conclusión, el polinomio $p(s)$ es estable si y sólo si

$$-\frac{b_3}{b_4} < k_p < \frac{b_1}{b_2}, \quad (15)$$

$$k_i < \frac{(b_3 + b_4 k_p)(b_1 - b_2 k_p)}{b_4 + b_2(b_1 - b_2 k_p)}. \quad (16)$$

Resumiendo el análisis anterior obtenemos el siguiente resultado:

Proposición 2. El sistema en lazo cerrado (5) es exponencialmente estable si, y sólo si, el par de ganancias (k_p, k_i) pertenece a la región Ω , véase Fig. 3, cuya frontera, $\partial\Omega$, en el espacio de ganancias (k_p, k_i) está determinada por la siguiente parametrización:

$$\partial\Omega = \left\{ (k_p, k_i) : k_i = \frac{(b_3 + b_4 k_p)(b_1 - b_2 k_p)}{b_4 + b_2(b_1 - b_2 k_p)} \text{ y } k_p \in \left(-\frac{b_3}{b_4}, \frac{b_1}{b_2} \right) \right\}.$$

donde $b_j > 0, j = 1, 2, 3, 4$ están determinados por las expresiones (9).

La Proposición 2 caracteriza el conjunto completo de ganancias del controlador PI que estabilizan el modelo linealizado del convertidor.

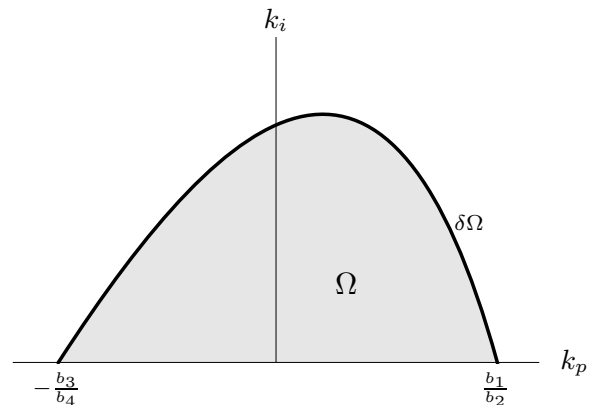


Fig. 3. Región de estabilidad para la selección de los parámetros del controlador.

La proposición 2 muestra que el sistema en lazo cerrado es estable para valores negativos de la ganancia k_p . Sin embargo, valores negativos de k_p introducen un cero del lado derecho en el plano complejo para la función de transferencia de \tilde{v}_C a \tilde{v}_r dada por

$$\frac{\tilde{v}_C(s)}{\tilde{v}_r(s)} = \frac{-E k_p}{V_p R C (1-D)^2} \times \frac{(s + \frac{k_i}{k_p}) [s - \frac{(1-D)^2 R}{L}]}{p(s)}, \quad (17)$$

siendo $p(s)$ el polinomio característico del convertidor boost en lazo cerrado dado por (8).

Basado en lo anterior, se considera únicamente valores positivos para la ganancia k_p .

5. EJEMPLO NUMÉRICO

Con el fin de comprobar los resultados obtenidos del análisis de la sección anterior, se implementa por simulación un convertidor boost con las siguientes especificaciones: una potencia de 11.8 W para un voltaje de salida de $V_C = 24\text{ V}$ y un voltaje de entrada de $E = 12\text{ V}$. La frecuencia de conmutación es 50 kHz . Los parámetros para la construcción del convertidor se listan en la Tabla 1.

Tabla 1. *Parámetros para el convertidor boost.*

Inductor, L	15.91 mH
Capacitor, C	50 μF
Resistencia de carga, R	52 Ω
Ganancia (lazo de corriente), G	0.3
Ganancia (lazo de voltaje), H	0.069
Amplitud de la triangular, V_p	3 V

De (9), las especificaciones de operación del convertidor boost y de los parámetros listados en la Tabla 1, se tiene

$$\begin{aligned} b_1 &= 535.464, \\ b_2 &= 424.615, \\ b_3 &= 430305, \\ b_4 &= 346952. \end{aligned}$$

De la proposición 2, tomando en cuenta sólo valores positivos de k_p , se obtiene la región de estabilidad dada en la Fig. 4. La curva cruza el eje k_i (cuando $k_p = 0$) para un valor de $k_{i1} = 401.194$ y el punto en el cual ocurre el valor máximo para k_i está dado por $(k_p, k_i) = (0.267, 419.495)$.

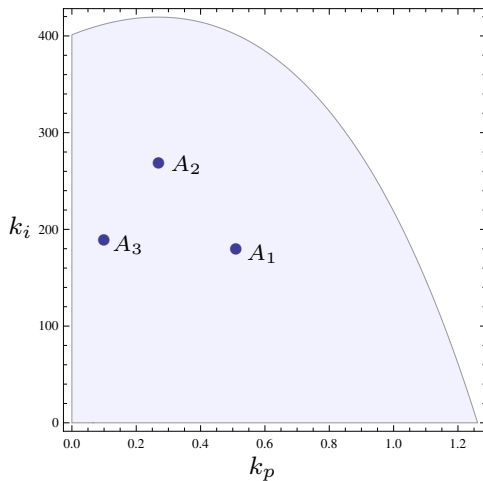


Fig. 4. *Región de estabilidad en función de los parámetros k_p y k_i .*

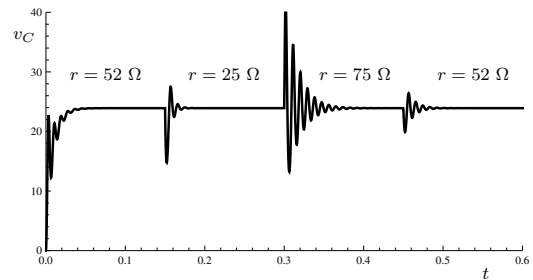
Con el objetivo de ilustrar la ventaja de tener todo el conjunto completo de controladores PI estabilizantes, realizaremos una comparación entre tres controladores PI asociados a tres puntos en la región de estabilidad. Así, consideremos los puntos

$$\begin{aligned} A_1 &= (k_{pa}, k_{ia}) = (0.51, 181), \\ A_2 &= (k_{pb}, k_{ib}) = (0.27, 270), \end{aligned}$$

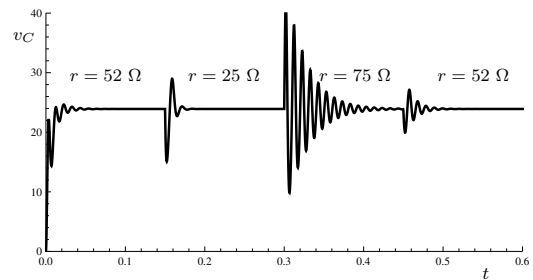
$$A_3 = (k_{pc}, k_{ic}) = (0.1, 190).$$

Evaluaremos el desempeño robusto de los controladores utilizando el modelo promedio no-lineal (4), considerando los siguientes dos escenarios:

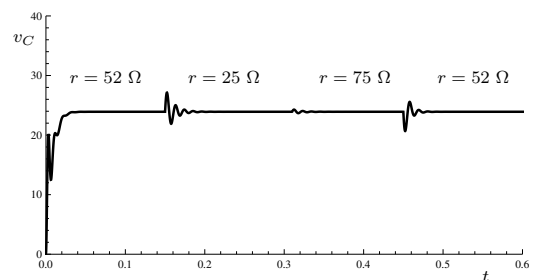
Escenario 1: En este escenario se obtiene la respuesta del voltaje para cada uno de los controladores propuestos, y se prueba la robustez de estos bajo cambios de carga. Los cambios de carga corresponden a R de 52Ω , 25Ω y 75Ω . Los pares seleccionados para el controlador PI mantienen regulado el voltaje de salida, sin embargo, el mejor desempeño se obtiene con el par A_3 , el cual presenta una ganancia proporcional pequeña. El par A_2 presenta mayor oscilación y tiempo de asentamiento. El par A_1 mejora las características dinámicas con respecto al par A_2 , Fig. 5.



(a)



(b)



(c)

Fig. 5. *Respuesta del convertidor boost en lazo cerrado ante cambios en la carga. (a) Par A_1 . (b) Par A_2 . (c) Par A_3 .*

Escenario 2: La comparación consiste en analizar el rechazo a perturbaciones en el voltaje de entrada. Para esto se obtiene la respuesta del voltaje de salida para cada uno de los controladores propuestos y se aplican transiciones en el voltaje de entrada que van desde los 12V , 15V y 9V . Para aspectos de comparación, también se obtuvo la respuesta del convertidor en lazo abierto,

donde estas respuestas se encuentran en la Fig. 6. Como se observa, la respuesta en lazo abierto (azul) presenta variaciones significantes de tensión con respecto al voltaje nominal de salida. Las respuestas en lazo cerrado (rojo) presentan una respuesta regulada, sin embargo, el par A_3 presenta el mejor desempeño porque muestra menor oscilación y tiempo de asentamiento. Sin embargo, los tres controladores presentan un sobretiro aproximadamente igual. El controlador que presenta peor desempeño en la transición de bajo voltaje es el par A_2 , ya que presenta numerosas oscilaciones en su respuesta.

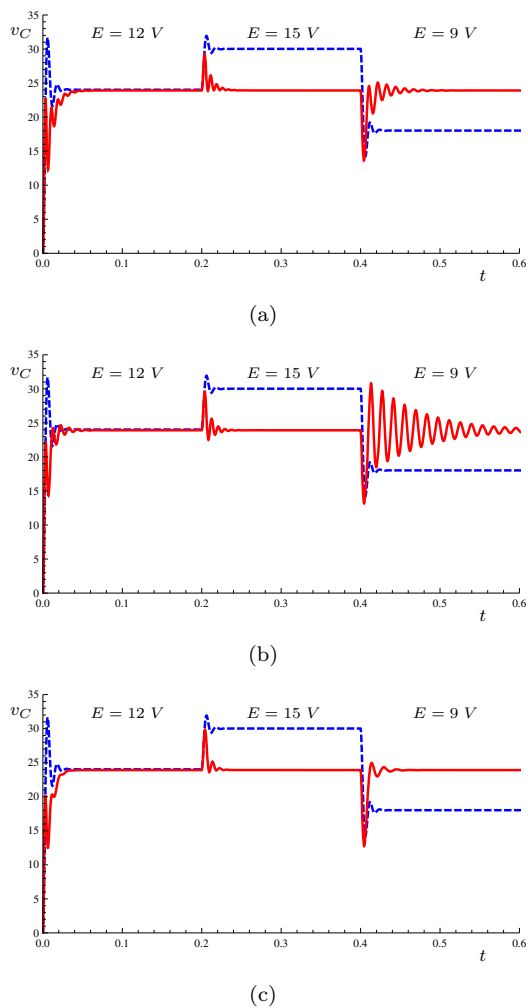


Fig. 6. Escalón de voltaje de entrada. Respuesta del convertidor boost en lazo cerrado (rojo). Respuesta en lazo abierto (azul). (a) Par A_1 . (b) Par A_2 . (c) Par A_3 .

6. CONCLUSIÓN

En este trabajo se presenta un análisis de estabilidad de controladores PI para un regulador boost. Mediante el teorema de Hermite-Biehler se obtiene la región de estabilidad en el espacio de ganancias (k_p, k_i) para el modelo lineal en lazo cerrado.

Como consecuencia del análisis se obtiene la caracterización completa del conjunto de controladores PI estabilizantes, a diferencia de los resultados existentes, utilizando métodos tradicionales de sintonización, los cuales

presentan un sólo controlador que estabiliza el sistema en lazo cerrado.

Mediante un ejemplo se ilustra la ventaja de tener el conjunto completo de controladores en la evaluación de criterios de desempeño robusto. Sin embargo, el diseño robusto de controladores PI requiere un análisis formal, el cual será presentado en trabajos futuros.

AGRADECIMIENTOS

El trabajo de R. Loera-Palomo fue apoyado por CONACYT.

El trabajo de D. Melchor-Aguilar fue financiado por el proyecto CONACYT-131587.

REFERENCIAS

- A.M. Basim, P. Kiram and R.J. Abraham. QFT based robust controller for DC-DC boost converter. *Int. Conf. on Circuits, Controls and Communications (CCUBE)*, 1–6, 2013.
- S.P. Bhattacharyya, H. Chapellat and L.H. Keel. *Robust Control: The Parametric Approach*. Prentice-Hall, 1995.
- S. Buso. Design of robust voltage controller for a buck-boost converter using μ -synthesis. *IEEE Trans. Contr. Syst. Technol.*, 7,(2):222–229, 1999.
- C.Y. Chan. A nonlinear control for DC-DC power converter. *IEEE Trans. Power Electron.*, 22,(1):216–222, 2007.
- A. Datta, M.T. Ho and S.P. Bhattacharyya. *Structures and synthesis of PID controllers*. Springer, 2000.
- R.W. Erickson and D. Maksimovic. *Fundamentals of power electronics*. Kluwer Academic Publishers, 2001. 2nd edn.
- F.R. Gantmacher. *The theory of matrices*. Chelsea Publishing Series, 1959.
- G. Garcerá, A. Abellán and E. Figueres. Sensitivity study of the control loops of DC-DC converters by means of robust parametric control theory. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 49,(3):581–586, 2002.
- J.G. Kassakian, M.F. Schlecht and G.C. Verghese. *Principles of power electronics*. Addison-Wesley Publishing Company, 1991.
- V.L. Kharitonov. Asymptotic stability of an equilibrium position of a family of systems of linear diff. equations. *Diff. Uravnen*, 14:2086–2088, 1978.
- J.A. Morales-Saldaña, J. Leyva-Ramos, E.E. Carbajal-Gutierrez and M.G. Ortiz-Lopez. Average current-mode control scheme for a quadratic buck converter with a single-switch. *IEEE Trans. Power Electron.*, 23,(1):485–490, 2008.
- J.A. Morales-Saldaña, R. Loera-Palomo and E. Palacios-Herández. Parameters selection criteria of proportional-integral controller for a quadratic buck converter. *IET Power Electron.*, (In Press), 2014.
- J. Van de Vegte. *Feedback control systems*. Prentice Hall, 1994. 3rd edn.
- K. Zhou and J.C. Doyle. *Robust Optimal Control*. Prentice-Hall, 2000.
- C. Zolotas and G.D. Halikias. Optimal design of PID controllers using the QFT method. *Proc. Inst. Elect. Eng. - Control Theory Appl.*, 146,(6):585–589, Nov. 1999.