

Sintonización geométrica de controladores desde un enfoque basado en datos

Geometric tuning of controllers from a data-driven approach

a. Ricardo Alzate-Castaño, b*. María Alejandra Mantilla-Villalobos

 a. Doctor en Automatización. ralzatec@uis.edu.co, Universidad Industrial de Santander, Bucaramanga, Colombia

 b. Doctora en Ingeniería Electrónica. marialem@uis.edu.co, Universidad Industrial de Santander, Bucaramanga, Colombia

Forma de citar: R. Alzate-Castaño, M. A. Mantilla-Villalobos “Sintonización geométrica de controladores desde un enfoque basado en datos”, *Mundo Fesc*, vol. 12, no. 23, pp. 84-95, 2022

Resumen

Antecedentes: Sintonizar controladores PI por métodos convencionales implica conocer el modelo de la planta y aplicar técnicas de ensayo y error. Objetivo: Ajustar los parámetros de un compensador PI a partir de una metodología de control basado en datos de respuesta frecuencial. Método: La base del cálculo presentado es la interpretación geométrica para los márgenes de estabilidad del sistema, constituyendo un espacio de especificaciones dinámicas viables. Se presenta el análisis por simulación y la validación experimental en laboratorio para sistemas eléctricos involucrando convertidores electrónicos de potencia CC-CC del tipo elevador. Resultados: La construcción de un diagrama de Bode experimental permitió eliminar la dependencia en el cálculo de parámetros del controlador respecto al conocimiento explícito de un modelo analítico del sistema. Conclusión: A través de simulaciones numéricas y mediciones en laboratorio fue posible verificar la regulación dinámica del convertidor de potencia, incluyendo restricciones de saturación para establecimiento de conjuntos estabilizantes.

Palabras clave: Conjunto estabilizante, Control basado en datos, Convertidor elevador, Bode experimental

Autor para correspondencia:

*Correo electrónico: marialem@uis.edu.co



Abstract

Background: Tuning PI controllers by conventional methods involves knowing the plant model and applying trial and error techniques. **Objective:** To adjust the parameters of a PI compensator using a control methodology based on frequency response data. **Method:** The basis of the presented calculation is the geometrical interpretation for the stability margins of the system, constituting a feasible dynamic specification space. Simulation analysis and laboratory experimental validation are presented for electrical systems involving step-up type DC-DC power electronic converters. **Results:** The construction of an experimental Bode diagram allowed to eliminate the dependence of the controller parameter calculation on the explicit knowledge of an analytical model of the system. **Conclusion:** Through numerical simulations and laboratory measurements it was possible to verify the dynamic regulation of the power converter, including saturation restrictions for the establishment of stabilising sets.

Keywords: Boost power converter, Data-driven control, Experimental Bode, Stabilizing set.

Introducción

Métodos basados en el modelo son la opción tradicionalmente empleada para realizar síntesis de controladores. En general, la formulación de modelos dinámicos explícitos puede ser complicada y dependiente del grado de detalle y dificultad presente en las expresiones matemáticas asociadas.

Un segundo escenario se constituye extrayendo información del comportamiento del sistema directamente a partir de registros de su operación (i.e. datos). Este enfoque basado en datos es generalmente libre de modelos. De esta manera, todos los cambios experimentados por el sistema de control pueden ser incorporados como información nueva a partir de los datos, permitiendo realizar cálculo iterativo de los parámetros de control. Tales procedimientos son adecuados para casos en los cuales existe incertidumbre o acontecen cambios inesperados en la estructura del sistema, y pueden ser formulados mediante la combinación de técnicas de identificación y de procesamiento digital de señales, como reportado en la literatura [1], [2], [3], [4], [5], [6].

En el caso particular de controladores de orden fijo, el conjunto de controladores estabilizantes de tipo PI y PID puede ser determinado a partir de información de la respuesta en frecuencia de la planta [7], [8]. La caracterización de todos los controladores estabilizantes de orden fijo es crítica para el diseño de controladores que satisfagan especificaciones de desempeño basadas en la respuesta frecuencial, tales como márgenes de fase y de ganancia. Lo anterior constituye un enfoque moderno para el diseño

de controladores clásicos de tipo PI y PID, representando una alternativa para métodos tradicionales basados en ensayo y error [9], [10], [11], [12]. Dicha idea ha sido explorada en detalle en [13], con posterior discusión hacia métodos de control basado en datos. También, en [14] se presentan enfoques geométricos para determinar los conjuntos estabilizantes de controladores PI y PID.

De otro lado, los circuitos convertidores de potencia son dispositivos estratégicos en el manejo de recursos energéticos dado que regulan los flujos de potencia entre fuentes y cargas [15]. En [16] se reportan varias técnicas avanzadas en el espacio de estados aplicadas al control de circuitos convertidores de potencia. Sin embargo, cualquier sistema puede representarse localmente (modelo de pequeña señal) mediante una función de transferencia equivalente cuando se opera cerca de las condiciones de equilibrio, permitiendo utilizar técnicas convencionales para el análisis de sus lazos de control [17].

Asimismo, una de las topologías de convertidor de potencia más utilizadas en aplicaciones corresponde con el tipo elevador (boost en inglés) en la cual el voltaje de salida es mayor que el suministrado por la fuente en la entrada. Este circuito presenta un inconveniente desde el punto de vista dinámico, relacionado con su condición de fase no mínima cuando la variable de estado seleccionada como salida corresponde con la tensión [17]. Resultados como el presentado en [18] muestran el cálculo de parámetros para controladores de bajo orden en convertidores de potencia atendiendo a especificaciones y márgenes de estabilidad.

En este artículo, exploraremos una técnica no convencional para el diseño de controladores PI basada en consideraciones geométricas para relacionar los conjuntos estabilizantes con el espacio de requerimientos viables, calculados desde datos provenientes de la respuesta en frecuencia de la planta. Como ilustración, se realizará la aplicación de la técnica en la regulación de variables eléctricas de circuitos que incluyen convertidores de potencia elevadores.

Geometría de márgenes de estabilidad en el plano (ki, kp).

Considere el sistema lineal e invariante en el tiempo dado por:

$$P(s) = \frac{N(s)}{D(s)} \tag{1}$$

En cascada con el controlador proporcional-integral (PI):

$$C(s) = \frac{k_p s + k_i}{s} \tag{2}$$

Tal que:

$$\delta(k_i, k_p, s) = sD(s) + (k_p s + k_i)N(s) \tag{3}$$

Representa el polinomio característico del sistema con realimentación unitaria de la Figura 1.

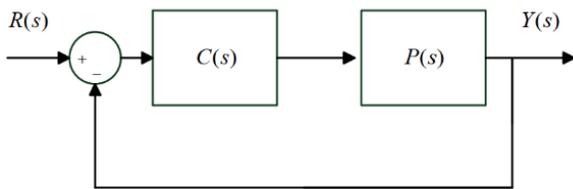


Figura 1. Sistema con realimentación unitaria

De esta manera, el conjunto estabilizante:

$$S = \left\{ (k_i, k_p) : \delta(k_i, k_p, s) \text{ es Hurwitz} \right\} \tag{4}$$

Define todos los controladores PI que estabilizan el lazo cerrado para la planta Ps [8]. Si se dispone de un modelo analítico para Ps, el conjunto

estabilizante S en (4) se puede determinar aplicando a (3) el criterio de estabilidad de Routh-Hurwitz. Alternativamente, pueden emplearse para dicho propósito métodos computacionales como el presentado en [8].

De otro lado, si el lazo cerrado de la Figura 1 es estable y se conoce la respuesta frecuencial $P(j\omega)$, es posible definir el margen de fase θ_m en términos de la frecuencia de cruce de ganancias. En dicho valor, la representación frecuencial del controlador PI corresponde con:

$$C(j\omega_g) = \frac{k_i + k_p j\omega_g}{j\omega_g} \tag{5}$$

Así, definiendo a partir de [8]:

$$M = |C(j\omega_g)| = |P(j\omega_g)|^{-1} \tag{6}$$

$$\phi = \angle C(j\omega_g) = \theta_m + \pi - \angle P(j\omega_g) \tag{7}$$

Es posible obtener las siguientes expresiones geométricas en el plano (k_i, k_p) .

$$\frac{k_p^2}{M^2} + \frac{k_i^2}{M^2 \omega_g^2} = 1 \tag{8}$$

$$-\omega_g \tan(\phi) k_p = k_i \tag{9}$$

Representando una elipse y una línea recta, según se ilustra en la Figura 2.

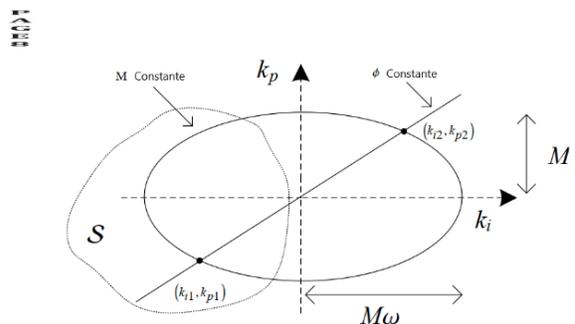


Figura 2. Puntos del plano (ki,kp) para M y φ constantes

Los puntos k_i, k_p que satisfacen simultáneamente (8) y (9) (es decir, los puntos de intersección de las curvas) corresponden con los valores de

parámetros del controlador PI que satisfacen un margen de fase m y una frecuencia de cruce de ganancia g , siendo viables siempre que formen parte del conjunto estabilizante S . Lo anterior es el caso del punto $ki1, kp1$ en la Figura 2.

De esta manera, es posible construir a partir de S un conjunto de parejas ordenadas (ω_g, θ_m) de valores viables en el dominio de especificaciones, a partir de una relación suryectiva (es decir, cada punto de valores viables en el dominio de especificaciones puede ser obtenido por al menos un punto del conjunto estabilizante) obtenida a partir del barrido completo del plano (k_i, k_p) ilustrado en la Figura 3.

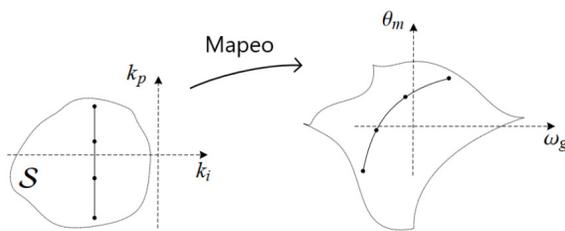


Figura 3. Plano de especificaciones viables generado a partir del conjunto estabilizante

De manera equivalente, un punto deseado del plano de especificaciones (ω_g, θ_m) puede ser mapeado de vuelta al plano (k_i, k_p) determinando un controlador estable que satisface los requerimientos del diseño.

Regulación de voltaje de un convertidor elevador.

El modelo promediado en modo de conducción continua (CCM) del circuito convertidor elevador CC-CC mostrado en la Figura 4, bajo suposición de elementos ideales, es el siguiente [17]:

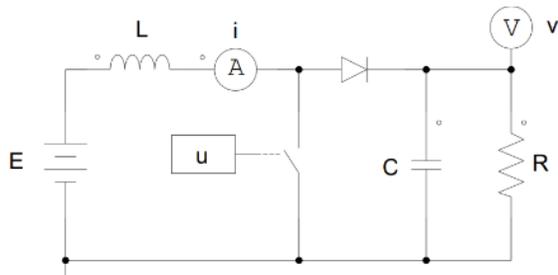


Figura 4. Circuito convertidor de potencia CC-CC tipo elevador

Siendo i la corriente promedio del inductor L , v el voltaje promedio del capacitor C , $u \in \{0, 1\}$ el esfuerzo promedio de control, R la resistencia

de carga y E la tensión de suministro.

$$\frac{di}{dt} = -\frac{(1-u)}{L}v + \frac{E}{L} \frac{dv}{dt} = \frac{(1-u)}{C}i - \frac{v}{RC} \tag{10}$$

Si se considera al voltaje v como la variable a controlar, es bien sabido que el sistema presentará un comportamiento de fase no mínima. Para evitar esta situación indeseada, es posible realizar un control indirecto de v a través de i mediante la configuración de doble lazo de control ilustrada en la Figura 5.

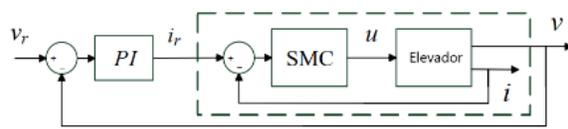


Figura 5. Esquema de doble lazo para regulación indirecta de tensión a través de corriente

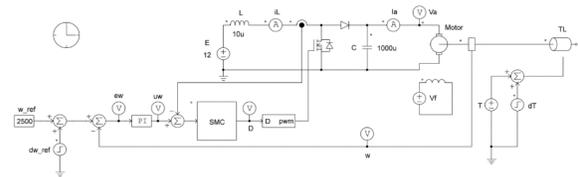


Figura 6. Esquema de simulación en PSIM para convertidor elevador en doble lazo PI-SMC sometido a perturbaciones de torque y cambios de referencia de velocidad

En este esquema, denominado también control en modo de corriente, se construye una referencia de corriente a partir del error de tensión. En el lazo interno, la dinámica de la corriente es de alta frecuencia y por tanto, es conveniente la utilización de técnicas como el control por modos deslizantes (SMC) para facilitar estabilización, según descrito en [19].

En este artículo enfocaremos nuestro análisis a la determinación de los parámetros PI del controlador del lazo externo (lazo de tensión), omitiendo la discusión sobre la técnica SMC.

Lazo externo de voltaje.

El lazo de tensión es de dinámica lenta y puede regularse de manera simple empleando un control PI convencional. Lo anterior, implica que el lazo externo se represente en modo

equivalente al sistema con realimentación unitaria mostrado previamente en la Figura 1, con un modelo de pequeña señal para el lazo interno de tensión a manera de función de transferencia de la planta Ps.

Sin embargo, a partir de la geometría de los márgenes de estabilidad es claro que más que un modelo de la planta, lo que se requiere para realizar el cálculo de los parámetros del controlador es información de su respuesta frecuencial. Este hecho representa una ventaja para casos donde no sea posible o se haga muy complejo obtener un modelo analítico del sistema. Por el contrario, siempre será posible ajustar metodologías experimentales para aproximar la respuesta frecuencial de un sistema.

Diseño de controlador PI para regulación de velocidad.

A continuación se realizará un análisis experimental numérico para ilustrar la metodología de diseño de controladores PI basada en datos. Para ello será empleada la herramienta de simulación circuital Powersim (PSIM). Como caso de estudio, se intentará regular la velocidad de un motor de corriente continua de imanes permanentes, empleando como actuador un circuito convertidor elevador.

Desde un punto de vista eléctrico, esto implica que R en (10) represente la relación en estado estacionario entre la corriente de armadura Ia y el voltaje de armadura Va del motor bajo una condición nominal de operación [9]:

$$R = \frac{V_a}{I_a} \tag{11}$$

Así entonces, se realizó la configuración circuital del sistema mostrado en la Figura 6 con parámetros descritos en la Tabla 1, para emular el comportamiento de un tren de potencia de una bicicleta eléctrica con una batería de 12 VDC que alimenta un motor PENTA 4S de 300 W a través de un convertidor elevador. Las especificaciones técnicas del sistema fueron seleccionadas para asemejar dispositivos comerciales reales (<https://www.bosch-ebike.com/>).

Parámetro	Descripción	Valor
V	Voltaje de armadura	36 VDC
R	Resistencia de carga	3.24 Ω
L	Inductor	10 μH
C	Capacitor	1000 μF
E	Suministro de tensión	12 VDC
f	Frecuencia de conmutación	30 kHz
R _a	Resistencia de armadura	0.62 Ω
L _a	Inductancia de armadura	0.51 mH
k _e	Constante de voltaje	10.6x10 ⁻³ V/rpm
k _t	Constante de torque	0.8551 Nm/A
J	Momento de inercia	0.00115 kg m ²
n	Velocidad nominal	3000 rpm
T	Torque nominal	0.95 Nm

La simulación fue planteada para verificar el comportamiento del sistema ante variaciones nominales de torque de carga y un cambio de tipo escalón en la velocidad de referencia.

Análisis del lazo interno de corriente.

Para aplicar el método de diseño propuesto para el regulador PI del lazo externo, es imperativo garantizar que el lazo interno de corriente opere bajo régimen de pequeña señal, dando sentido a la representación lineal equivalente de la Figura 1.

Una manera sencilla de verificar esta condición es a través de la construcción de su respuesta frecuencial (diagrama de Bode). Para ello, se configuró la herramienta de análisis AC Sweep en PSIM para aplicar una variación sinusoidal en la referencia del lazo de corriente (aislando el lazo de voltaje) con amplitud del 10% de su valor nominal. Como resultado, se observa el espectro frecuencial ilustrado mediante el trazo punteado de la Figura 7, generado para 100 puntos de frecuencia en el intervalo [1, 10000] Hz.

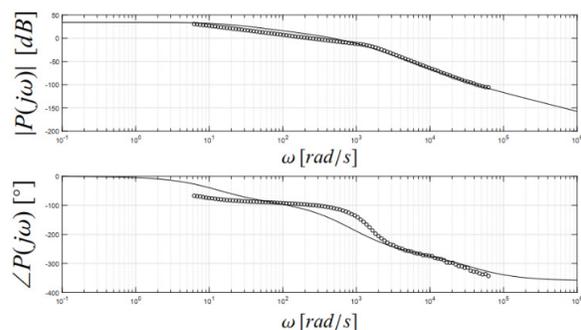


Figura 7. Respuesta frecuencial (diagrama de Bode) para lazo interno de corriente

Para efectos de comparación y validación, se calculó el diagrama de Bode para la función de transferencia analítica del modelo de pequeña señal para el lazo de corriente controlado mediante la técnica SMC, propuesto por Chen et al. en [17].

Como se observa en el trazo continuo de la Figura 7, ambos resultados poseen interesante similitud principalmente para valores de frecuencia por encima de 2500 rad/s = 400 Hz.

Conjunto estabilizante para el lazo de voltaje.

Tomando en cuenta las restricciones prácticas para el sistema electromecánico planteado, se hace necesario verificar los valores de saturación para las principales señales del lazo de control y así determinar límites prácticos para el conjunto estabilizante [20].

De esta manera, se realizaron simulaciones en PSIM bajo el siguiente escenario:

- La condición inicial para el voltaje de salida del convertidor elevador fue $v = 36$ VDC;
- Posteriormente en $t = 1$ s la referencia de velocidad fue modificada de 2500 rpm a 3000 rpm;
- En $t = 2$ s el torque de carga pasó de 1 Nm a 2 Nm;
- La simulación fue detenida en $t = 3$ s.

Inicialmente se utilizó un controlador proporcional para el lazo externo y se determinó que un valor $k_p = 0.5$ permite alcanzar el máximo valor de corriente de armadura según las especificaciones del motor (50 A pico). En modo similar, un controlador integral con $k_i = 0.5$ permitió verificar la misma condición.

Se espera entonces que combinaciones de ganancias con valores inferiores a dichos límites permitan obtener comportamientos prácticos sin saturación. Por tanto se define:

$$\bar{S} = \left\{ (k_i, k_p) : k_i \in [0, 0.5], k_p \in [0, 0.5] \right\}$$

Como el conjunto estabilizante práctico ilustrado en la Figura 8.

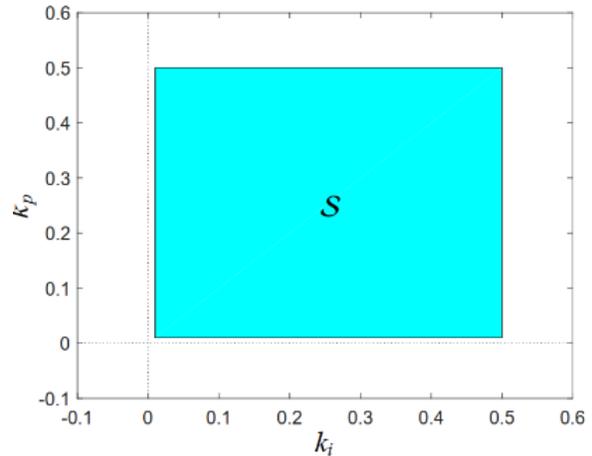


Figura 8. Conjunto estabilizante práctico

Especificaciones viables en la práctica.

Empleando el procedimiento geométrico previamente ilustrado, el conjunto de especificaciones viables (ω_g, θ_m) puede ser determinado a partir del conjunto estabilizante mediante un mapeo punto a punto.

Para este propósito se realizó un procedimiento de cálculo computacional en MATLAB, que permitió generar el plano de especificaciones mostrado en la Figura 9, tras combinar puntos del conjunto estabilizante con puntos de la respuesta frecuencial para el lazo interno de corriente (mostrados previamente en la Figura 7).

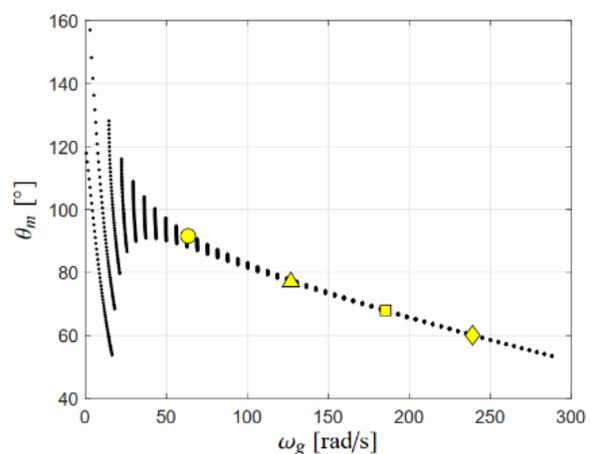


Figura 9. Plano de especificaciones viables a partir de conjunto estabilizante práctico

Posteriormente, se seleccionaron 4 puntos de prueba en esta base de datos y a partir del procedimiento geométrico de elipses y líneas

rectas fue posible determinar la combinación de parámetros (k_i, k_p) para los controladores PI estabilizantes que permiten obtener dichas especificaciones dinámicas en el lazo de control. Los resultados del procedimiento geométrico se ilustran en la Figura 10.

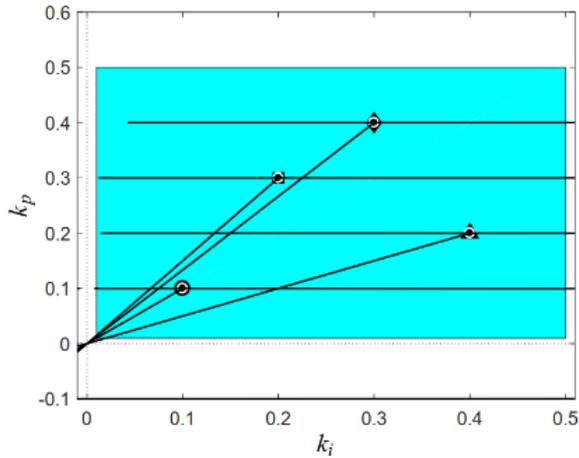


Figura 10. Mapeo geométrico a conjunto estabilizante desde plano de especificaciones viables

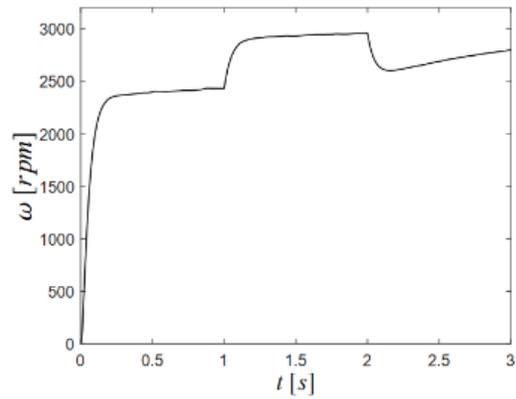
Por su parte, la Tabla II incluye detalles de los valores seleccionados como especificaciones deseadas y los correspondientes parámetros de control calculados.

Tabla II. Puntos de prueba

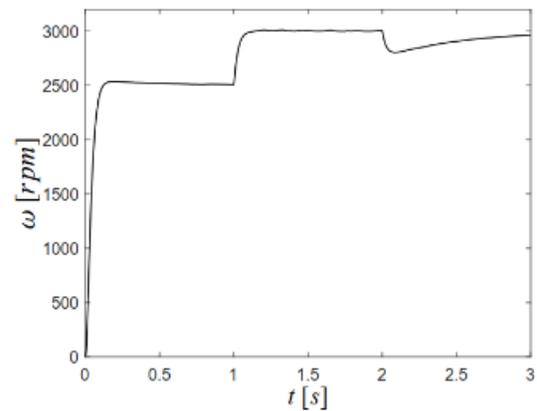
Punto	Parámetro	Valor
●	θ_m	91.46°
	ω_g	63.74 rad/s
	k_p	0.1
	k_i	0.1
▲	θ_m	77.03°
	ω_g	126.89 rad/s
	k_p	0.2
	k_i	0.4
■	θ_m	67.97°
	ω_g	185.43 rad/s
	k_p	0.3
	k_i	0.2
◆	θ_m	60.09°
	ω_g	239.12 rad/s
	k_p	0.4
	k_i	0.3

En la Figura 11 se muestra la gráfica de velocidad del motor CC para los cuatro casos considerados. A partir de ello, se confirma que todos los controladores son estables aunque presentan marcadas diferencias en sus características dinámicas. Por ejemplo, el controlador identificado con “●” en (a) exhibe una característica dinámica lenta en comparación con la alta velocidad de respuesta del controlador “◆” en (d).

Asimismo, se observa que las características dinámicas ante variaciones de torque se preservan ante cambios de referencia, lo cual verifica la operación del lazo de control bajo un régimen de no saturación o equivalentemente: “de pequeña señal”.



(a) $k_p = 0.1; k_i = 0.1$



(b) $k_p = 0.2; k_i = 0.4$

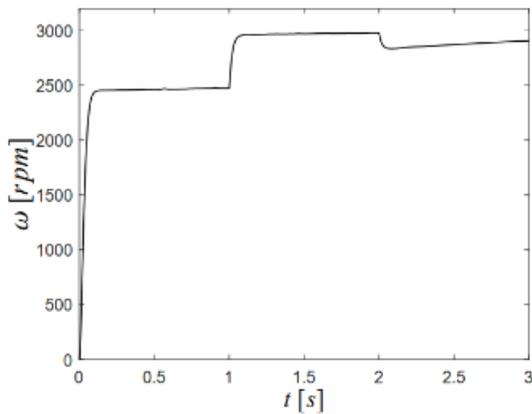
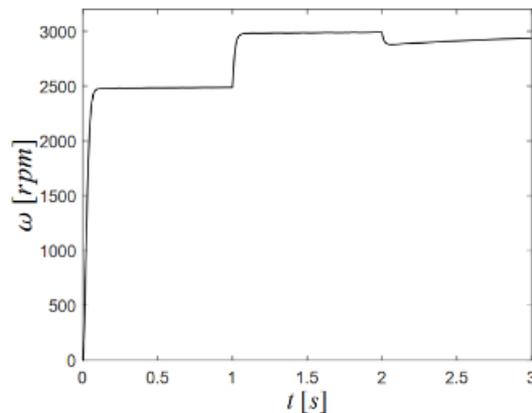
(c) $k_p = 0.3; k_i = 0.2$ (d) $k_p = 0.4; k_i = 0.3$

Figura 11. Respuesta de velocidad del sistema ante perturbaciones de torque y cambios de referencia, para los 4 puntos de prueba

Validación de la técnica en laboratorio.

Para verificar la validez de la técnica de sintonización de parámetros PI basada en datos de la respuesta frecuencial, se utilizó el montaje experimental ilustrado en la Figura 12, correspondiente con un prototipo experimental actualmente disponible en el “Laboratorio de Integración Energética” del Edificio de Investigaciones del Parque Tecnológico Guatiguará, de la Universidad Industrial de Santander.

El sistema configurado consta de un par motor-generador en modo autoexcitado, acoplado en su salida a un rectificador estático que a su vez alimenta la entrada de un convertidor elevador, con una carga resistiva conectada en su salida. La operación de los distintos elementos del sistema (incluidos los disparos de conmutación para el convertidor elevador), es gobernada a través de un sistema de adquisición de datos dSPACE 1104 para prototipado

rápido de controladores a través de MATLAB Simulink y la interfaz dSPACE ControlDesk. Detalles adicionales al respecto de parámetros circuitales específicos, al igual que la descripción de la configuración y operación del prototipo experimental pueden consultarse en [21].

Ahora bien, desde un punto de vista circuital el montaje experimental de la Figura 12 es mucho más complejo que el esquema de simulación propuesto en la Figura 6. Por tanto, pretender analizar su comportamiento a partir de modelos matemáticos (bien sea analíticos o de simulación) implica altos niveles de dificultad que pueden aliviarse haciendo uso de la técnica basada en datos de respuesta frecuencial propuesta en el presente artículo.

Diagrama de Bode experimental.

La base del método propuesto está en la obtención experimental de la respuesta frecuencial del sistema.

Para ello, se establecieron condiciones de estado estacionario en la velocidad del par motor-generador para constituir un nivel de tensión rectificada constante a la entrada del convertidor elevador.

Dicho convertidor elevador fue configurado en el doble lazo de la Figura 5 y por tanto, el objetivo de sintonización corresponderá con la asignación de los parámetros del controlador PI en el lazo externo de voltaje.

De esta manera, la función de transferencia de la planta relaciona el voltaje de la carga v y la corriente de referencia en el lazo interno i_r .

Las condiciones nominales del sistema implicaron valores en estado estacionario dados por:

$$\bar{v} = 86 \text{ VDC},$$

$$\bar{i} = 3 \text{ A}.$$

Así entonces, variaciones sinusoidales alrededor de \bar{i} permitieron obtener variaciones sinusoidales alrededor de \bar{v} .

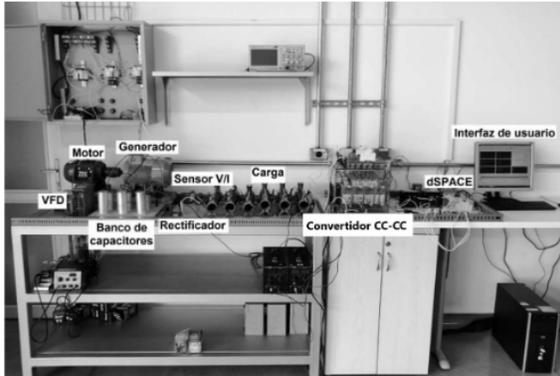


Figura 12. Prototipo experimental para validación en laboratorio de la técnica de sintonización de controladores PI basada en datos

Para preservar el carácter lineal del diagrama de Bode, las variaciones de i fueron de 300 mA en amplitud.

El rango frecuencial dentro del cual se obtuvo una respuesta medible por parte del sistema fue:

$$f \in [1, 100] \text{ Hz.}$$

Se tomaron 9 puntos representativos del comportamiento del sistema en dicho rango, según se ilustra en la Figura 13.

Cada punto de magnitud corresponde con el logaritmo del cociente entre el valor pico de oscilación de salida en estado estacionario, respecto al valor pico de oscilación (fijo) de entrada.

Asimismo, cada punto del diagrama de fase corresponde con el desfase en grados sexagesimales entre la onda sinusoidal de entrada y la onda sinusoidal de respuesta en estado estacionario.

La tendencia de los puntos permite aproximar de manera simple la función de transferencia del sistema a su modelo equivalente de bajo orden.

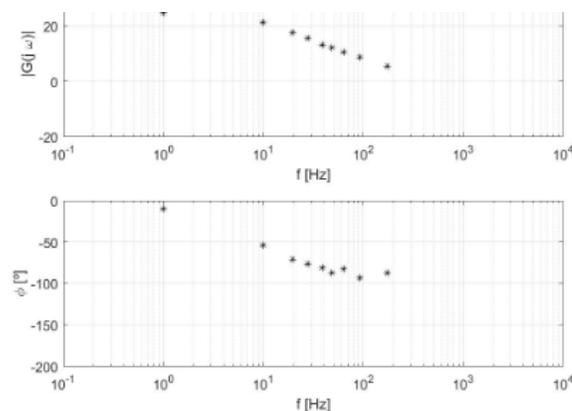


Figura 13. Respuesta frecuencial a partir de medidas experimentales en prototipo de laboratorio

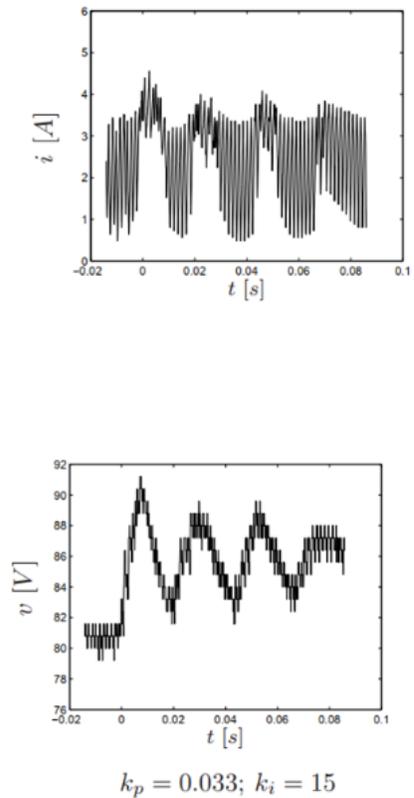
Conjunto estabilizante experimental.

Utilizando el método geométrico expuesto y la información obtenida a través de la respuesta en frecuencia experimental, fue posible identificar un conjunto viable de controladores estabilizantes k_i, k_p ajustado a las características experimentales del sistema.

La Figura 14 muestra el comportamiento transitorio ante un cambio escalón en la referencia para dos de tales puntos. A partir de ellos se puede verificar:

1. Ambos puntos corresponden a realizaciones estables de controladores PI para el sistema y por tanto la evolución dinámica de las variables se encuentran lejos de sus límites de saturación.
2. Cada controlador admite características dinámicas claramente diferenciadas para tiempos de establecimiento y factores de amortiguamiento.
3. Valores intermedios de parámetros (k_i, k_p) A partir de ello, se muestra como la combinación de la información de respuesta frecuencial junto con el método geométrico, permite identificar valores de parámetro para controladores PI estables, sin la necesidad de un conocimiento explícito del modelo matemático del sistema.

A partir de ello, se muestra como la combinación de la información de respuesta frecuencial junto con el método geométrico, permite identificar valores de parámetro para controladores PI estables, sin la necesidad de un conocimiento explícito del modelo matemático del sistema



Agradecimientos.

Los autores agradecen el apoyo de la Universidad Industrial de Santander por financiar las actividades relacionadas con el presente artículo, en el marco del proyecto de investigación VIE-UIS 2479 denominado: “Control Centralizado para un Sistema de Generación de Energía con Potencial Aplicación en Zonas Rurales del Departamento de Santander”.

Referencias

- [1] A. J. den Hamer, S. Weiland y M. Steinbuch, “Model-free norm-based fixed structure controller synthesis”, in *Proc. 48th IEEE Conference on Decision and Control, (Shanghai)*, pp. 4030-4035, IEEE, 2009. Doi: 10.1109/CDC.2009.5400924
- [2] G. Battistelli, D. Mari, D. Selvi y P. Tesi, “Unfalsified approach to data-driven control design”, in *Proc. 53rd IEEE Conference on Decision and Control, (Los Angeles)*, pp. 6003-6008, IEEE, 2014. Doi: 10.1109/CDC.2014.7040329
- [3] A. Corleta, C. Lorenzini, J. V. Flores y L. Campestrini, “Data-driven control design applied to uninterruptible power supplies”, in *Proc. IEEE Conference on Control Applications (CCA), (Buenos Aires)*, pp. 1312-1317, IEEE, 2016. Doi: 10.1109/CCA.2016.7587988
- [4] C. De Persis y P. Tesi, “Formulas for Data-Driven Control: Stabilization, Optimality, and Robustness,” in *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 65, no. 3, pp. 909-924, March 2020. Doi: 10.1109/TAC.2019.2959924
- [5] G. R. Gonçalves da Silva, A. S. Bazanella, C. Lorenzini y L. Campestrini, “Data-Driven LQR Control Design,” in *IEEE Control Systems Letters*, vol. 3, no. 1, pp. 180-185, January. 2019. Doi: 10.1109/LCSYS.2018.2868183
- [6] I. Markovsky y F. Dorfler, “Behavioral systems theory in data-driven analysis, signal processing, and control”, *Annual Reviews in Control*, vol. 52, no. 1, pp. 42-64, June 2021. Doi: 10.1016/j.arcontrol.2021.09.005

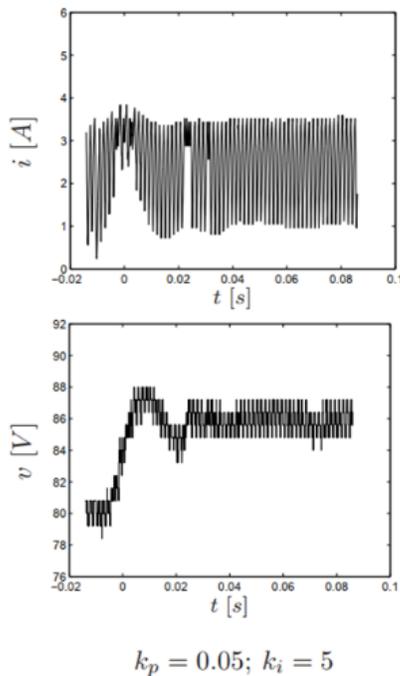


Figura 14. Respuesta dinámica experimental de convertidor elevador para dos controladores PI estabilizantes

Conclusiones.

Se presentó un método para cálculo de parámetros en un controlador PI a partir de información de la respuesta frecuencial del sistema. Como caso de estudio y aplicación, se abordaron sistemas eléctricos involucrando un circuito convertidor de potencia elevador.

El método de diseño propuesto emplea un enfoque geométrico para relacionar especificaciones de desempeño dadas en términos del margen de fase y la frecuencia de cruce de ganancia, con los parámetros de un controlador PI, y por ende de su conjunto estabilizante. El factor diferencial del método presentado lo constituye la no dependencia de un modelo explícito de la planta y el aprovechamiento de herramientas numéricas experimentales para determinar la respuesta frecuencial. Trabajo en desarrollo incluye la utilización de técnicas basadas en la transformada rápida de Fourier para obtener respuestas frecuenciales en tiempo real, facilitando aplicar la técnica propuesta a un mayor número de sistemas de ingeniería.

- [7] M. P. Ho, A. Datta y S. P. Bhattacharyya, “Robust and non-fragile PID controller design”, *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, vol. 11, no. 7, pp. 681-708, June 2001. Doi: 10.1002/rnc.618
- [8] L. H. Keel y S. P. Bhattacharyya, “Controller Synthesis Free of Analytical Models: Three Term Controllers”, *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 53, no. 6, pp. 1353-1369, August 2008. Doi: 10.1109/TAC.2008.925810
- [9] R. Kumar, S. K. Singla y V. Chopra, “Comparison among some well-known control schemes with different tuning methods”, *Journal of Applied Research and Technology*, vol. 13, Issue 3, pp. 409-415, June 2015. Doi: 10.1016/j.jart.2015.07.007
- [10] S. V. K. Arun, U. Subramaniam, S. Padmanaban, M. S. Bhaskar y D. Almahles, “Investigation for Performances Comparison PI, Adaptive PI, Fuzzy Speed Control Induction Motor for Centrifugal Pumping Application,” in *Proc. 13th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering, (Sonderborg)*, pp. 1-6, IEEE, 2019. Doi: 10.1109/CPE.2019.8862351
- [11] D. F. Torres-Garzón, P. A. Fonseca-Flórez y B. A. Sánchez-Duque, ‘Control para dron como periférico de entrada en sistema de medición de humedad y temperatura’, *Mundo FESC*, vol. 7, no. 13, pp. 73-85, Enero 2017
- [12] K. J. Astrom y T. Hagglund, “The Future of PID Control”, *IFAC Proceedings Volumes*, Vol. 33, Issue 4, pp. 19-30, April 2000. Doi: 10.1016/S1474-6670(17)38216-2
- [13] S. Khadraoui, H. Nounou, M. Nounou, A. Datta y S. P. Bhattacharyya, “A model-free design of reduced order controllers and application to a DC servomotor”, *Automatica*, vol. 50, no. 8, pp. 2142-2149, August 2014. Doi: 10.1016/j.automatica.2014.06.001
- [14] R. Alzate, V. A. Oliveira, R. Magossi y S. P. Bhattacharyya, “Double loop control design for boost converters based on frequency response data”, in *Proc. 20th IFAC World Congress, (Toulouse)*, pp. 10413-10418, IFAC, 2017. Doi: 10.1016/j.ifacol.2017.08.1968
- [15] Muhammad H. Rashid and others, *Power Electronics Handbook: Devices, Circuits and Applications*. 3rd ed. Butterworth-Heinemann, 2011
- [16] S. Mariethoz, S. Almer, M. Baja, A. G. Beccuti, D. Patino, A. Wernrud, J. Buisson, H. Cormerais, T. Geyer, H. Fujioka, U. T. Jonsson, C. Y. Kao, M. Morari, G. Papafotiou, A. Rantzer y P. Riedinger, “Comparison of Hybrid Control Techniques for Buck and Boost DC-DC Converters”, *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 18, no. 5, pp. 1126-1145, September 2010. Doi: 10.1109/TCST.2009.2035306
- [17] Z. Chen, W. Gao, J. Hu y X. Ye, “Closed-Loop Analysis and Cascade Control of a Nonminimum Phase Boost Converter”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 4, pp. 1237-1252, April 2011. Doi: 10.1109/TPEL.2010.2070808
- [18] O. Lopez-Santos, L. Martinez-Salamero, G. Garcia, H. Valderrama-Blavi y T. Sierra-Polanco, “Robust Sliding-Mode Control Design for a Voltage Regulated Quadratic Boost Converter”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 4, pp. 2313-2327, April 2015. Doi: 10.1109/TPEL.2014.2325066
- [19] R. Saadi, O. Kraa, M. Y. Ayad, M. Becherif, H. Ghodbane, M. Bahri y A. Aboubou, “Dual loop controllers using PI, sliding mode and flatness controls applied to low voltage converters for fuel cell applications (Periodical style)”, *International Journal of Hydrogen Energy*, vol. 41, no. 42, pp. 19154-19163, September 2016. Doi: 10.1016/j.ijhydene.2016.08.171
- [20] X. Zhu, “Practical PID Controller Implementation and the Theory Behind,” *Second International Conference on Intelligent Networks and Intelligent Systems, (Tianjian)*, pp. 58-61, IEEE, 2009. Doi: 10.1109/ICINIS.2009.24
- [21] H. Quiroga, “Prototipo para generación de energía basado en una máquina de inducción”, Trabajo de grado (Ingeniero Electrónico). Universidad Industrial de Santander, Bucaramanga, 2020