

ANÁLISIS COMPARATIVO DEL RENDIMIENTO DE UNA ESTRATEGIA DE CONTROL TRADICIONAL PID CONTRA LAS ESTRATEGIAS DE CONTROL POR MODOS DESLIZANTE DE SEGUNDO ORDEN EN UN GENERADOR SINCRÓNICO

COMPARATIVE ANALYSIS OF PERFORMANCE OF PID TRADITIONAL CONTROL STRATEGY VS SECOND ORDER SLIDING MODE CONTROL STRATEGIES ON A SYNCHRONIC GENERATOR

Manuel Iván Castellanos García

Universidad Autónoma de Ciudad Juárez, México
mcastell@uacj.mx

Jorge Arturo Pérez Venzor

Universidad Autónoma de Ciudad Juárez, México
jorperez@uacj.mx

Rubén Enrique Rojas Rangel

Universidad Autónoma de Ciudad Juárez, México
a127286@uacj.mx

Abdi Delgado Salido

Universidad Autónoma de Ciudad Juárez, México
adelgado@uacj.mx

David García Chaparro

Universidad Autónoma de Ciudad Juárez
dagarcial@uacj.mx

Resumen

Se realiza un análisis de rendimiento para comparar el comportamiento del control PID tradicional frente a las estrategias de control de modo deslizante de segundo orden aplicadas a un generador sincrónico sujeto a perturbaciones en la carga.

Palabras Clave: Matlab, PID, Modos Deslizantes.

Abstract

A performance analysis is made to compare the behavior of the traditional PID control vs second order sliding mode control strategies applied to a synchronic generator subject to disturbances on load.

Keywords: Matlab, PID, Sliding Mode.

1. Introducción

La demanda de energía eléctrica está creciendo constantemente a medida que las necesidades humanas crecen. Esas necesidades están relacionadas con un mayor confort derivado de la evolución de su estilo de vida. Obtener energía eléctrica para consumo requiere cumplir con varios requisitos técnicos, uno de los requisitos más importantes es el nivel de voltajes que generalmente se debe de mantener a cierto nivel dependiendo de las necesidades específicas. Se utiliza un sistema de control de retroalimentación para cumplir con los requisitos técnicos con el fin de garantizar que el nivel de voltaje no variara, incluso si el sistema generador de energía eléctrica este sujeto a perturbaciones.

Esas perturbaciones son generalmente en el caso de un generador síncrono debido al cambio de velocidad en el rotor, a la demanda de energía eléctrica proveniente de la carga y al cambio de los parámetros del sistema (generador o carga) relacionados con el calor o desgaste.

Además, según [Stephen J. Chapman, 2010], un generador síncrono es un dispositivo no lineal debido a la saturación del núcleo magnético como se muestra en la figura 1, por lo tanto, la estrategia de control debe ser capaz de hacerse cargo de esta situación.

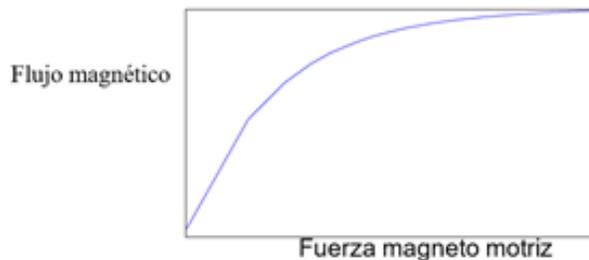


Figura 1 Curva de magnetización del núcleo típico en un generador síncrono.

2. Métodos

Parámetros del modelo

Los generadores síncronos se pueden modelar de dos maneras, una es el modelo dinámico y la otra el modelo estático. Para predecir el comportamiento del sistema, se utiliza Matlab-Simulink para simular la respuesta del sistema en diferentes condiciones de operación (figura 2). Para la simulación en Matlab-Simulink se requiere conocer el modelo estático que se puede obtener según [Stephen J. Chapman, 1996; Salvador Campos, 2005]. Para realizar la simulación se obtuvieron los parámetros de un alternador de vehículo Chevrolet comercial (para realizar este análisis, se eliminó el sistema de control que contenía el alternador para poder implementar las diferentes estrategias de control) que se utiliza como generador síncrono con los parámetros que se observan en la tabla 1.

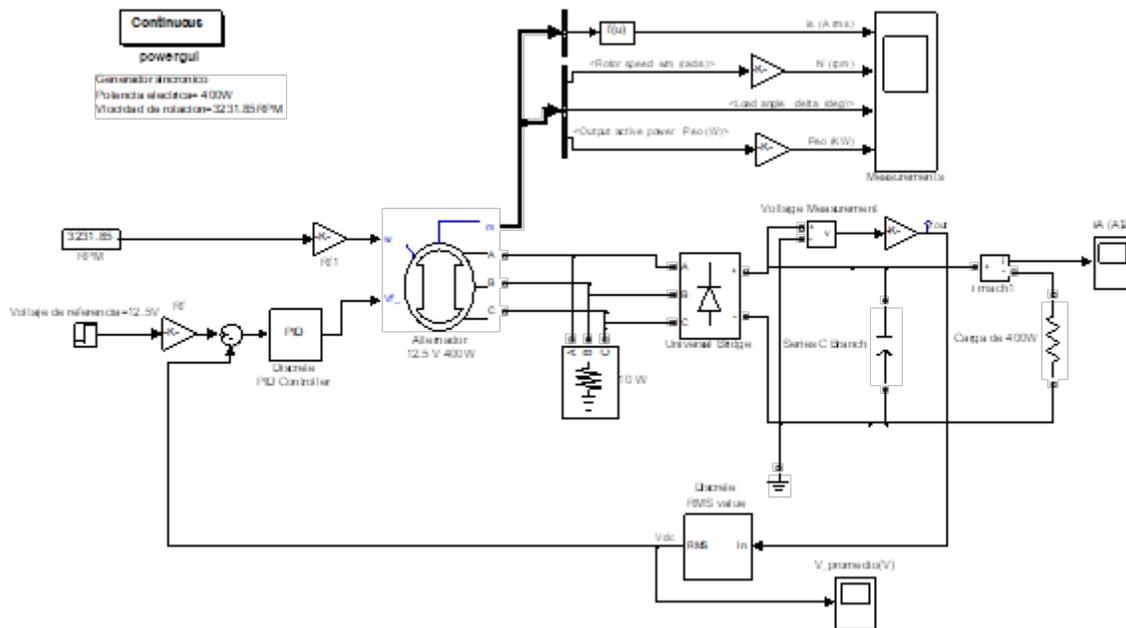


Figura 2 PID control para la simulación con Matlab-Simulink.

Utilizando los parámetros anteriores del sistema generador de energía eléctrica formado por un generador síncrono, e incluyendo el rectificador trifásico, el filtro y la carga resistiva (400 W); se realizan simulaciones de MATLAB-Simulink para cada estrategia de control con el fin de comparar su rendimiento.

Tabla 1 Parámetros del sistema.

Tipo de Rotor	Polo saliente
Potencia nominal	400 VA
Voltaje de Línea a Línea	6.4126 V
Frecuencia nominal	332.5 Hz
Corriente de campo nominal	8.0 A
Resistencia de estator	$R_s = 0.091 \Omega$
Inductancia de fuga	$L_l = 3.11 \times 10^{-5} H$
Inductancia operacional del eje directo.	$L_d = 4.55 \times 10^{-5} H$
Inductancia operacional del eje de cuadratura	$L_q = 13 \times 10^{-5} H$
Resistencia del campo	$R_{fd} = 4.0 \Omega$
Inductancia de dispersión del devanado de campo	$L_{fd} = 4.55 \times 10^{-6} H$
Resistencia del devanado de amortiguamiento de eje directo	$R_{kd} = 0.0224 \Omega$
Inductancia de dispersión del eje directo de los devanados de amortiguamiento	$L_{kd} = 1.4 \times 10^{-3} H$
Resistencia del devanado de amortiguamiento de eje de cuadratura	$R_{kq} = 0.02 \Omega$
Inductancia de dispersión del eje de cuadratura de los devanados de amortiguamiento	$L_{kq} = 1 \times 10^{-3} H$
Coefficiente de inercia	$J = 24.9 kg \cdot m^2$
Factor de fricción	$F = 0 N \cdot m \cdot s$
Cero en todas las condiciones iniciales, excepto en:	$phb = 120^\circ, phc = 240^\circ$ y $V_f = 5.95V$

3. Resultados

Parámetros del modelo

De acuerdo con la teoría de control clásica según [k. Ogata, 2003; Roland S. 2001; Josep Balcells 1999; Manfred Schleicher 2004]. La estrategia de control PID se puede utilizar para diseñar un control de retroalimentación. Con el fin de implementar esta estrategia de control existen varios métodos de sintonización, el que se usa en este trabajo es Ziegler Nichols 2 tomado de [k. Ogata, 2003; Roland S. 2001; Josep Balcells 1999; Manfred Schleicher 2004]. Para poder aplicar este método, se realiza una prueba dinámica al sistema en condición de bucle abierto; para obtener la función de transferencia y usar la aproximación del polo dominante para abordar el comportamiento del sistema de primer orden con retardo como se describe en las mismas referencias. Esto significa que la estrategia de control real es dependiente del modelo; esto es una falla de la teoría de control clásica ya que los parámetros cambian en los sistemas debido al calentamiento; esto es por que

los generadores sincrónicos son dispositivos no lineales, se debe tener cuidado para operar solo en cierto rango limitado lineal para evitar sobretensiones y daños en la carga y en el propio generador.

La teoría de control clásica y la teoría de control moderna (espacio de estados) dependen del modelo, lo que dificulta la implementación de estas estrategias de control debido a que primero se determina el modelo y luego introducir la compensación de las variaciones de parámetros en el modelo para obtener una respuesta precisa. En la figura 2 se muestra el esquema de control para la estrategia de control PID para la simulación con Matlab-Simulink. El resultado de la simulación de respuesta del sistema para este esquema se muestra en la figura 3.

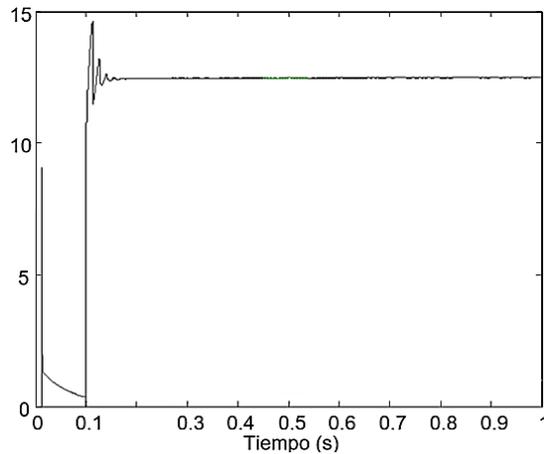


Figura 3 Simulación del control PID con Matlab-Simulink.

El sistema simulado es solo una parte del sistema real debido a que para las propuestas de simulación se considera solo el generador sincrónico, el filtro, el rectificador y la carga, pero el motor primario no se tiene en cuenta, así como el dispositivo mecánico de transferencia de energía (una correa en este caso), obtener un modelo completo del sistema es complicado, en lugar de eso, para el sistema real se realiza una prueba dinámica para obtener un modelo de enfoque de orden reducido, sabiendo que en cada sistema unos pocos polos definen la respuesta general de un sistema según lo establecido por [k. Ogata, 2003; Roland S. 2001; Josep Balcells 1999; Manfred Schleicher 2004], respecto del principio del polo dominante.

Al hacer esa prueba dinámica (que consiste en la aplicación de una señal escalón mientras que el generador funciona a la velocidad nominal) en el sistema.

Se obtiene un modelo de primer orden con retraso con los siguientes parámetros:

$$K_{critical} = 0.395 \text{ Ganancia crítica.}$$

$$\tau_{critical} = 3.333 \times 10^{-3} \text{ s Constante de tiempo de primer orden.}$$

Y aplicando el método de ajuste de Ziegler Nichols descrito en [k. Ogata, 2003; Roland S. 2001; Josep Balcells 1999, Manfred Schleicher 2004], para el controlador PID se obtiene:

$$K_p = 0.6K_{critical} = 0.6 \times 0.395 = 0.237$$

$$T_i = 0.5\tau_{critical} = 0.6 \times 3.333 \times 10^{-3} = 1.666 \times 10^{-3}$$

$$T_D = 0.125\tau_{critical} = 0.125 \times 3.333 \times 10^{-3} = 4.166 \times 10^{-4}$$

Los valores anteriores son los parámetros necesarios para el ajuste del controlado. La respuesta del sistema bajo perturbaciones en carga se muestra en la figura 4.

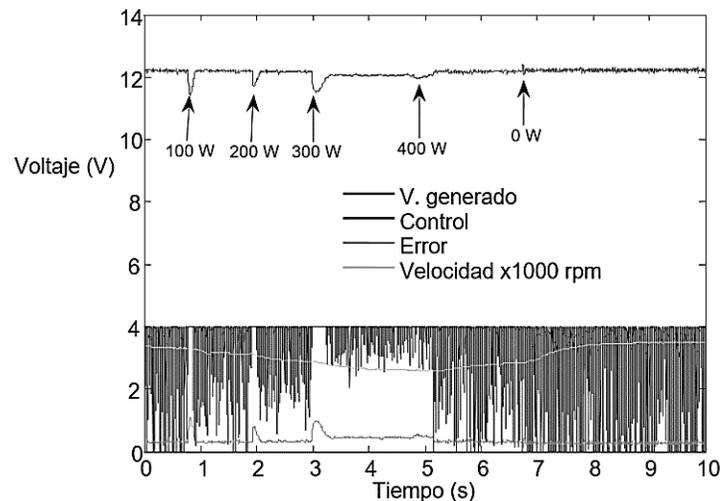


Figura 4 Respuestas con perturbaciones de carga con control PID.

En la figura 4, la tensión disminuye durante un tiempo cuando aumenta la carga, luego la señal de control se modifica para reducir el error.

Dependiendo de la aplicación, el error podría ser interesante si se requiere un control preciso. Cuando se modela un sistema, siempre hay dinámicas no

modeladas, que son responsables de la inestabilidad. Los controladores PID requieren el ajuste de los parámetros del controlador debido a cambios en esas dinámicas no modeladas; esto ocurre con mayor frecuencia si la dinámica mencionada anteriormente es limitada por el calor o el desgaste de los elementos del sistema. Por lo tanto, si un control preciso está libre de ajustes, entonces se debe de considerar otra estrategia.

Estrategias de control por Modos Deslizantes de segundo orden

En (Vadim Utkin, 2008; Bartolini y Leonid Fridman, 2009; Asif Sabanovic y Leonid M. Fridman, 2004; C. Edwards y E. Fossas 2006; Tsytkin, Yakov, 1984); se introducen dos estrategias de control por modos deslizantes de segundo orden denominados twisting y super twisting.

Algoritmo twisting

El esquema de control para el algoritmo twisting se recomienda en (Vadim Utkin, 2008; Bartolini y Leonid Fridman, 2009; Asif Sabanovic y Leonid M. Fridman, 2004; C. Edwards y E. Fossas 2006; Tsytkin, Yakov, 1984) y se muestra en la figura 5.

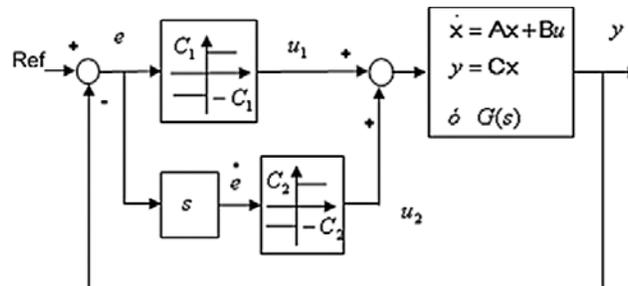


Figura 5 Respuesta ante perturbaciones con control tipo relevador frutado.

Donde $u(t) = -c_1 \text{sen}(y) - c_2 \text{sen}(\dot{y})$ y $c_1, c_2 > 0$. Este algoritmo puede ser visto como la conexión en paralelo de dos relés ideales, el que está en la parte superior recibe la variable deslizante y sirve para definir si la energía debe aplicarse a la planta o no, dependiendo del valor real de esa variable (ese valor depende de la diferencia entre el valor de referencia y la salida del voltaje). El relé en la parte inferior se coloca para determinar la dirección y la relación de cambio en la variable deslizante. Como

se indicó (Vadim Utkin, 2008; Bartolini y Leonid Fridman; 2009, Asif Sabanovic y Leonid M. Fridman, 2004; C. Edwards y E. Fossas 2006; Tsypkin, Yakov, 1984); c_1 y c_2 los valores se pueden seleccionar de la manera en que se puede lograr la estabilidad de tiempo finito en tiempo finito, por analogía con el control de tipo de relé, y considerando el caso extremo donde $c_2 \rightarrow 0$. Hace que este esquema sea igual a un control de relé donde puede tener solo dos valores 5 y 0 V para que el generador sincrónico esté en saturación y corte respectivamente mientras se ejecuta a velocidad nominal, esos 5 V, son específicos para este caso en particular porque se observó si se ejecuta a la velocidad mencionada y se aplican 5 V, al actuador, la corriente de campo no producirá un voltaje de salida que dañará la carga y el generador, por lo que es más un parámetro de diseño que una variable para calcular, y depende de la aplicación específica. El algoritmo twisting debe producir una oscilación de segundo orden, y por lo tanto $0 < c_2 < c_1 = 5 V$, luego de probar algunos valores en ese rango, la oscilación de segundo orden aparece en $0 < c_2 < 0.9 V$. La figura 6 muestra los resultados de la simulación para esos valores.

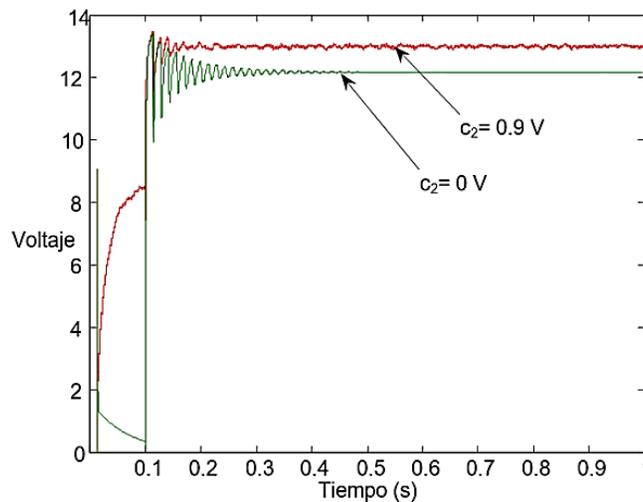


Figura 6 Control con modos deslizantes twisting para el valor de c_2 .

Como se indica que $c_2 > 0$, $c_2 = 0.9$ se usa y se encuentra que la señal amortiguada de segundo orden producida con ese valor se describe como se indica en (K. Ogata, 2003; Roland S., 2001; Josep Balcells, 1999; Manfred Schleicher 2004) por:

$$t_p = 0.01296 \text{ s}$$

$$\omega_d = \frac{\pi}{t_p} = \frac{\pi}{0.01296} = 242.3514 \text{ rad/s}$$

$$t_s(5\%) = 0.2 \text{ s}$$

$$\sigma = \frac{3}{t_s} = \frac{3}{0.2} = 15$$

$$\zeta = \sqrt{\frac{1}{262.0408}} = 0.061775$$

$$\omega_n = \frac{\sigma}{\zeta} = \frac{15}{0.061775} = 242.8151 \text{ rad/s}$$

$$\therefore G(s) = \frac{(242.8151)^2}{s^2 + 2(0.061775)(242.8151)s + (242.8151)^2}$$

Usando Matlab, el gráfico de Nyquist se puede encontrar con el comando nyquist (num, den). La figura 7 muestra el gráfico de Nyquist para la función de transferencia de segundo orden anterior.

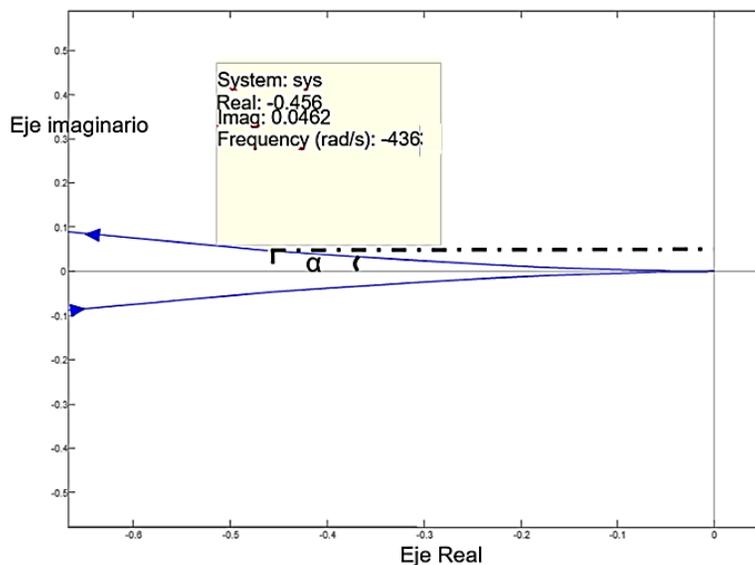


Figura 7 Grafica de Nyquist de la función de transferencia del sistema.

Con la frecuencia de chattering dado con $\Omega = 70 \text{ Hz} = 439.8 \text{ rad/s}$ pueden estar ubicados los valores $Real = -0.456$ y $Imag = 0.0462$, sabiendo que $c_1 = 5 \text{ V}$:

$$\tan(\alpha) = \frac{c_2}{c_1} = \frac{Imag}{Real} = 0.101315$$

$$\therefore c_2 = 0.5066 V$$

Una vez reajustada c_2 , la nueva respuesta del sistema se muestra en la figura 8. Con un procedimiento similar, aplicado al generador sincrónico, se determinan los parámetros del sistema; La respuesta del sistema sujeta a perturbaciones en la carga se muestra en la figura 9.

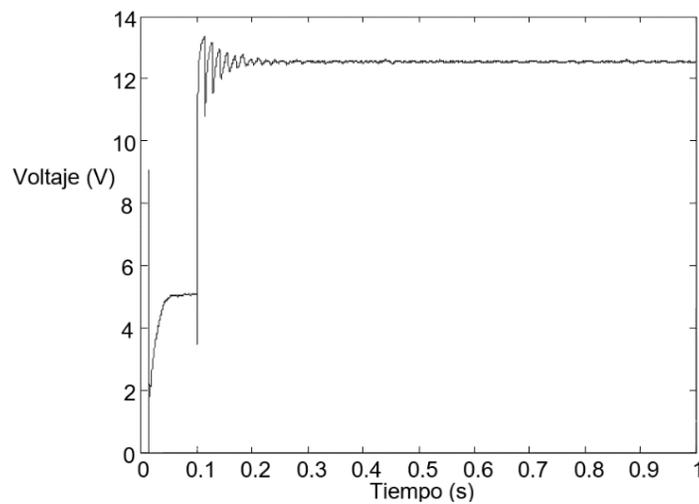


Figura 8 Resultados de simulación con nuevo valor c_2 .

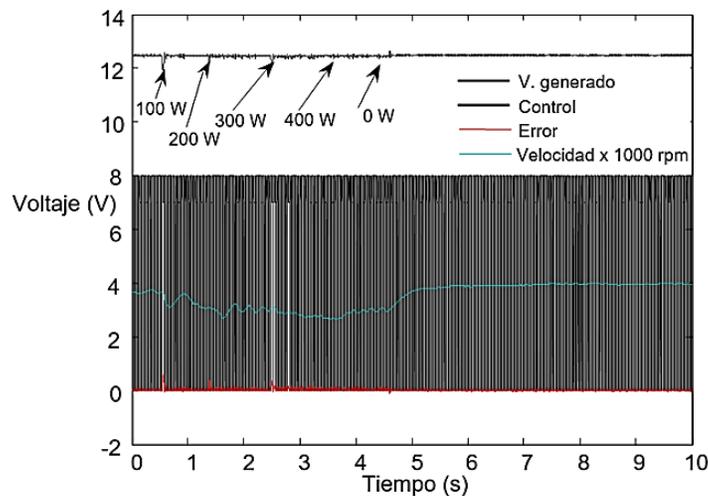


Figura 9 Respuesta a perturbaciones en la carga mediante el control twisting.

Se puede ver que esta estrategia de control es más robusta que las otras expuestas, está libre de chattering y las perturbaciones en la carga se eliminan por completo gracias a la predicción introducida por el segundo relé ideal que trata el error derivado.

Algoritmo twisting

Como se indica en (Vadim Utkin, 2008; Bartolini y Leonid Fridman; 2009, Asif Sabanovic y Leonid M. Fridman, 2004; C. Edwards y E. Fossas 2006; Tsytkin, Yakov, 1984); este algoritmo de control también es un recurso de segundo orden que garantiza la eliminación de las charlas al mismo tiempo que mantiene una estrategia de control altamente robusta. Igual que el anterior, no tiene modelo ni variación de parámetros, su principal característica es una señal de control continua que evita la dinámica no modelada de los sensores y los actuadores que se deben excitar. Para implementar esta estrategia, el algoritmo twisting y ambas estrategias de tipo de relé; la velocidad del controlador debe ser al menos 10 veces más rápida que la dinámica de la planta más rápida. Hace unos años, esto era una limitación para implementar las estrategias mencionadas anteriormente, sin embargo, actualmente la alta velocidad de procesamiento en los controladores lo permite. Como se mencionó en la teoría de las referencias para los controladores de tipo relé, existe al menos desde la década de 1950, pero la tecnología de semiconductores recientemente ha mejorado la velocidad de cálculo, lo cual es esencial para esas estrategias de control.

La estrategia de control de super-twisting se describe en (Vadim Utkin, 2008; Bartolini y Leonid Fridman 2009; Asif Sabanovic y Leonid M. Fridman, 2004; C. Edwards y E. Fossas 2006; Tsytkin, Yakov, 1984); y se muestra en la figura 10. Este esquema está formado por dos caminos que convergen en el punto de suma. La propuesta de ruta en la parte superior es identificar si la condición real en la señal de error, en términos físicos, determina si la energía debe aplicarse o eliminarse desde la planta a través del actuador. En esa ruta hay un parámetro que sopesa el valor del error. Con esto, se establece una resolución de ajuste mínima para la señal de control, luego el integrador actúa como un acumulador que calcula la suma

algebraica entre el error real y el valor anterior, de esta manera cada algoritmo de tiempo λ_1 itera el valor de la señal de control se ajusta. Por lo tanto, el valor debe seleccionarse de modo que el paso de ajuste sea lo suficientemente suave en cada iteración del programa para evitar las vibraciones. Al mismo tiempo, si λ_1 se selecciona muy pequeño, se requerirá una gran cantidad de ciclos de programa y esto carecerá de la robustez del algoritmo.

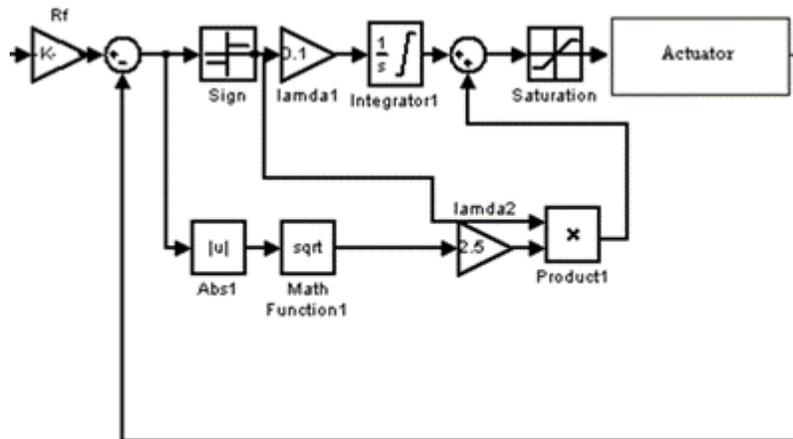


Figura 10 Algoritmo de control Súper-Twisting.

La ruta en la raíz cuadrada inferior del valor absoluto en la señal de error se pesa por λ_2 parámetro, con esto también se define una resolución mínima en los pasos de ajuste. Por el efecto de superposición en el punto de suma, hay dos señales utilizadas para constituir la señal de control, ambas se ajustan con diferentes pasos ponderados, la ruta en la parte superior con pasos suaves y la ruta en la parte inferior con pasos bruscos para reducir la cantidad de iteraciones (tiempo) para obtener el valor de salida esperado. Por esta razón, el control por modos deslizante es parte de los sistemas de estructura variable.

Como se ve, los parámetros λ_1 y λ_2 dependen de la resolución deseada, las características del actuador y están libres de modelo de planta. Por lo tanto, las variaciones de los parámetros de la planta no tienen efecto. Para determinar λ_1 y λ_2 determinar la tensión de saturación requerida por el actuador, esta es una tarea fácil y depende de una aplicación particular, ya que este caso es de aproximadamente 4 V como se muestra en la figura 10. Se mencionó que se define

para ajustes suaves, así que si $\lambda_1 = 0.1 V$ es necesario en el peor de los casos tener $4 V / 0.1 V = 40$ ciclos de programa, pero a medida que el tiempo de iteración toma 0.0005 segundos, va de 0 a 4 V solo 0.02 s (40×0.0005 s), si la ruta hacia abajo no tiene efecto. Cuando el sistema de control alcanza el estado estable, la ruta en la parte inferior se desactiva, y los ajustes en la señal de control se realizan con una resolución de 0,1 en este caso, lo que significa que la ruta en la parte inferior se usa para proporcionar robustez para tratar las perturbaciones, pero una vez que se superan, este efecto de ruta se reduce el único efecto restante de la ruta superior. Con esta señal de control es a la vez una combinación de señal continua y discontinua.

Para determinar el valor de λ_2 , se pueden usar unos pocos valores de prueba considerando condiciones iniciales cero y voltajes de salida razonables, por ejemplo, si el voltaje de salida es cero, la señal de error es 12.5 V, esto significa que en el integrador el valor se define por $acum + \lambda_1$ (ruta superior) al mismo tiempo, al final de la trayectoria inferior (punto de suma) el valor se define por $3.53\lambda_2$, por lo tanto, la suma del valor de salida es $acum + \lambda_1 + 3.53\lambda_2$, pero como las condiciones iniciales son cero, se reduce a $\lambda_1 + 3.53\lambda_2$, en el mismo sentido, si el voltaje de salida es 1 V, el resultado será $\lambda_1 + 3.39\lambda_2$ para 6.0 V, es decir $\lambda_1 + 2.54\lambda_2$, para 12.5 V es 0, para 14.0V es $-\lambda_1 - 1.41\lambda_2$, y para 18.0 V el resultado es $-\lambda_1 - 2.34\lambda_2$. Por lo tanto, el valor positivo máximo que puede estar en el actuador viene dado por $\lambda_1 + 3.53\lambda_2 \leq 4.0V$, y el valor mínimo es cero debido a que aplicando 0V en la compuerta MOSFET utilizada como actuador, su salida es cero, descartando los valores negativos que producen la misma salida nula. Luego sustituyendo $\lambda_1 = 0.1$, en $\lambda_1 + 3.53\lambda_2 \leq 4.0$ y resolviendo tenemos $\lambda_2 \leq 1.10$. Entonces, al probar algunos valores en el rango $0 \leq \lambda_2 \leq 1.10$, el valor observado que da un mejor resultado en la simulación es $\lambda_2 = 0.5$, los resultados se muestran en la figura 11.

Siguiendo el procedimiento mencionado anteriormente para ajustar el controlador y someter el sistema a perturbaciones de carga, su respuesta es la que se muestra en la figura 12. Se puede ver que la señal de control ahora es una señal continua, el voltaje de salida está libre de vibraciones y la robustez del sistema se logra debido a que las perturbaciones en la carga se eliminan esencialmente.

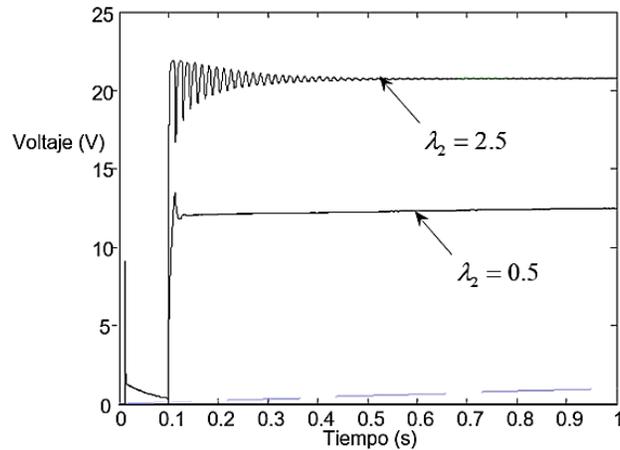


Figura 11 Simulación algoritmo de control de súper torsión para $\lambda_2 = 2.5$, y $\lambda_2 = 0.5$.

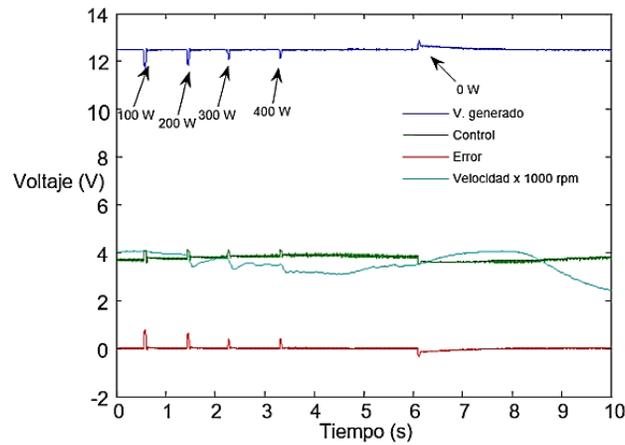


Figura 12 Sistema ante perturbaciones en la carga con control de Super Twisting.

En la figura 13 se muestran las diferentes respuestas del sistema cuando se aplican las perturbaciones de carga y el efecto de aquellas en las diferentes estrategias de control que se ven en este documento.

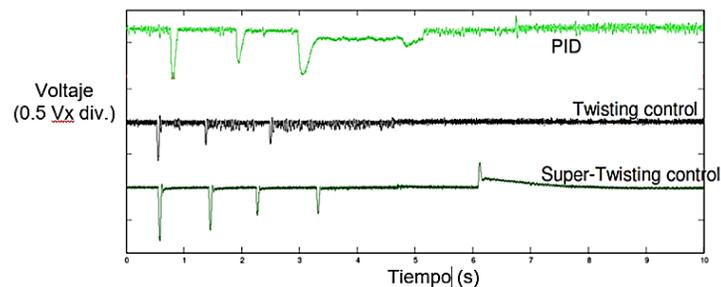


Figura 13 Perturbaciones en la carga con diferentes estrategias de control.

4. Discusión

Las estrategias de control de modo deslizante de segundo orden son una herramienta de control robusto, que garantiza la eliminación eficaz de las perturbaciones debido a los cambios de temperatura y desgaste que son las más comunes, además con este tipo de control se libera al diseñador de la tarea de obtener un modelo matemático del sistema a controlar, es fácil de implementar, ajustándose por cambio de parámetros.

Para la implementación de estos controladores hay que tener en cuenta la frecuencia de conmutación de las funciones discontinuas que debe ser alta. En la simulación con las perturbaciones y con los parámetros de diseño que se consideraron con este controlador robusto se obtuvieron resultados satisfactorios, como se muestra en la figura 13, logrando el seguimiento de la variable de referencia con las diferentes cargas y cumpliendo el objetivo del control, obteniendo un chattering reducido.

Para implementar estrategias de control por modos deslizantes de segundo orden, se deben utilizar controladores de alta velocidad. Con los avances tecnológicos existen drivers electrónicos que pueden hacer factible el uso de estos controladores. Por lo que, es una nueva y poderosa herramienta que está disponible para su uso en diferentes campos de aplicación.

5. Revisores, recepción y aceptación de artículo

Recepción artículo: 4/junio/2019

Aceptación artículo: 24/junio/2019

Revisor 1:

Nombre: José Luís Torres Torreblanca
Institución: TecNM / Instituto Tecnológico de San Luís Potosí
Cédula Profesional: 2676924
Área de conocimiento: Máquinas Eléctricas
Correo electrónico: Jit.torreblanca@gmail.com

Revisor 2:

Nombre: Óscar Adrián Garay Molina
Institución: TecNM / Instituto Tecnológico de San Luís Potosí

Cédula Profesional: 3845393
Área de conocimiento: Ingeniería Eléctrica
Correo electrónico: osadgamo@gmail.com

6. Bibliografía y Referencias

- [1] Stephen J. Chapman, Máquinas eléctricas, 5^a edición, ed McGraw-Hill, Mayo 2010, México.
- [2] Salvador Campos Hernández. Determinación de los Parámetros Eléctricos de las Máquinas Síncronas en Función de la Frecuencia “Tesis para obtener el grado de Maestro en Ciencias en Ingeniería Eléctrica por El Instituto Politécnico Nacional” A 5 de agosto de 2005, México.
- [3] H.Bora Karayaka, Ali Keyhani IEEE TRANSACTIONS ON ENERGY, VOL 18, NO. 1 MARCH 2003 “Synchronous Generator Model Identification and Parameter Estimation From Operating Data”, Fellow IEEE, Gerald Thomas Heydt, Fellow, IEEE, Baj L. Agrawal, Fellow, IEEE, and Douglas A. Selin, Senior Member, IEEE, USA.
- [4] K. Ogata. Ingeniería de control moderna, 4^a edición, ed PEARSON Prentice Hall, 2003, España.
- [5] Roland S. Burns. Advanced Control Engineering, 1st edition, ED. Butterworth Heinemann, 2001, UK.
- [6] José Luis Romeral. Autómatas programables Josep Balcells, , 1a edición, ED Alfaomega marcombo, 1999, México.
- [7] Manfred Schleicher, Frank Blasinger. Control Engineering A guide for beginners Ed JUMO GMBH & Co. KG , Fulda, Germany 3rd Edition 2004, Germany.
- [8] Vadim Utkin, Jurgen Guldner and Jingxin Shi Sliding. Mode Control in Electromechanical Systems CRC PRESS, USA.
- [9] Giorgio Bartolini, Leonid Fridman. Modern Sliding Mode Control Theory New Perspectives and Applications, Alessandro Pisano, Ed Springer, 2008, Germany.

- [10] C. Edwards, E. Fossas Colet., L. Fridman *Advances in Variable Structure and Sliding Mode Control*, Ed. Springer, 2006, Germany.
- [11] Leonid M. Fridman, and Sarha Spurgeon *Variable Structure Systems from principles to implementation*, Asif Sabanovic, Leonid M. Fridman, and Sarha Spurgeon, 1st edition, British Library Cataloguing in Publication data, 2004, UK.
- [12] Tsytkin, Yakov Z. *Relay Control Systems*, Cambridge Univ Press, 1984, UK.