

Control no Lineal Robusto de una Máquina para Fabricación de Películas Delgadas.

Héctor Huerta^{a*}, René Osorio^a, Nimrod Vázquez^b

^a Universidad de Guadalajara, Centro Universitario de los Valles, Carretera Guadalajara - Ameca Km. 45.5, C. P. 46600, Ameca, Jalisco, México.

^b Instituto Tecnológico de Celaya, Departamento de Electrónica, Antonio García Cubas S/N, C. P: 38010, Celaya, Guanajuato, México.

Resumen

En este artículo se presenta un esquema de control para una máquina utilizada para fabricación de películas delgadas, con un motor de corriente directa sin escobillas, basada en el método de centrifugación. Se incluye el modelo no lineal del motor sin escobillas, que corresponde a una máquina síncrona trifásica, con los flujos del rotor y las corrientes en el estator, como las dinámicas eléctricas, además de la velocidad en el rotor, como la dinámica mecánica. El objetivo de control es la regulación de la velocidad del rotor. Se utilizó la técnica de control por bloques y así obtener una variedad deslizante. Se eligió la técnica de control por modos deslizantes para garantizar que la variedad elegida sea atractiva y obtener robustez en lazo cerrado. Para completar el esquema de control se incluye un observador para estimar los estados no medibles, en este caso, los flujos del rotor. Se implementó el esquema de control propuesto en la máquina para fabricación de películas delgadas, además de un controlador basado en un PID con ganancias programadas, lo anterior para realizar la comparación de ambas técnicas. El esquema de control por modos deslizantes propuesto presenta ventajas sobre el controlador PID, ya que se obtiene la regulación de la velocidad del rotor, sin error en estado estacionario, considerando variaciones paramétricas.

Palabras Clave:

Modos deslizantes, Sistema no lineal, Motor sin escobillas, Controlador PID.

1. Introducción

Una de las principales técnicas para la obtención de películas delgadas es el método de centrifugación o spin-coating, utilizado para depositar soluciones en sustratos planos, en general, hechos de vidrio. El procedimiento consta de cuatro partes: 1) depósito, 2) aceleración, 3) velocidad constante, y 4) evaporación. En la etapa de depósito, una cantidad determinada de una solución, compuesta de un material mezclado con solvente en una proporción conocida, se vierte en el centro del sustrato. De acuerdo a las necesidades del usuario, el sustrato puede tener diferentes dimensiones; se coloca en el centro de una base giratoria y se sujetó mediante algún adhesivo o una bomba de vacío, siendo el segundo método el más utilizado por su practicidad y seguridad (Tyona, 2013).

En la etapa de depósito, el sustrato puede estar en reposo o girando con baja velocidad, típicamente 500 RPM. En la segunda etapa, aceleración, se incrementa la velocidad angular del sustrato hasta alcanzar la velocidad requerida. Una vez que se alcanza la velocidad requerida, inicia la etapa de velocidad constante, el usuario selecciona su duración. La velocidad angular puede alcanzar hasta las 10,000 RPM y debe ser controlada con alta precisión, sin variaciones, para lograr la uniformidad y calidad adecuada en la película y garantizar repetitividad en los resultados.

Se pueden requerir varias etapas de aceleración y velocidad constante. La evaporación ocurre durante todo el proceso y se puede utilizar tratamiento térmico para retirar el exceso de solvente. Entonces, la máquina para spin coating, llamado spin-coater, debe tener la flexibilidad para poder programar varias etapas de aceleración y velocidad constante con diferentes períodos de tiempo en cada una de ellas y con gran precisión. Además, se debe tener un amplio rango de operación en la velocidad angular, hasta llegar a las 10,000 RPM. Finalmente, se debe poder colocar una gran variedad de sustratos, de diferentes dimensiones, de forma segura (Tyona, 2013).

En (Fardousi *et al.*, 2013) se presentó un spin-coater de bajo costo con un motor de CD con escobillas. Sin embargo, el uso de este tipo de motores tiene algunas desventajas y no se pueden lograr algunas películas debido al reducido rango de operación en la velocidad. Además, el número de etapas de aceleración y velocidad constante se limita a uno y el controlador opera en lazo abierto. En (Hossain y Paul, 2014), se presentó un controlador PID en lazo cerrado para spin-coater pero el rango de operación es limitado debido al uso del motor de CD con escobillas nuevamente. También se han utilizado motores de CA, pero el rango de velocidad es limitado, (Sevvanthi *et al.*, 2012).

Para evitar las desventajas del motor de CD con escobillas, en (Bianchi *et al.*, 2006; Manikandan, 2015) se utilizó el motor de CD sin escobillas (Brushless DC o BLDC), en una máquina spin-coater con controladores lineales clásicos. Sin embargo, la región de operación completa del BLDC es no lineal. Aunque los controladores lineales han demostrado su eficacia, la aplicación de

* Autor en correspondencia.

Correo electrónico: hector.huerta@profesores.valles.udg.mx,
URL: www.cuvalles.udg.mx

estos en regiones grandes pudieran dejar de garantizar estabilidad en lazo cerrado y una operación adecuada, debido a que el controlador se ajusta alrededor de un punto de equilibrio específico (Khalil, 1996). Además, las máquinas spin-coater con motores BLDC presentadas hasta ahora, se limitan a una etapa de aceleración y una de velocidad constante, lo cual reduce la flexibilidad de la máquina.

Aunque los controladores lineales clásicos, por ejemplo el PID, han demostrado su efectividad en máquinas eléctricas, su diseño se limita a un punto de operación, por lo que se pueden implementar algunas estrategias para evitar esta desventaja (Calvini *et al.*, 2015; Tepljakov *et al.*, 2016). Se puede dividir la región no lineal de operación del BLDC en una familia de subespacios lineales. Con esto se puede diseñar una familia de controladores no lineales, lo que se conoce como ganancias programadas (gain-scheduling) (Khalil, 1996). Esta técnica ha demostrado su efectividad en sistemas electromecánicos (Béjar y Ollero, 2008; Moriano y Naranjo, 2012) y en motores de corriente directa (Matausek *et al.*, 1996; Kukolj *et al.*, 1999).

Por otro lado, se sabe que la técnica de control por modos deslizantes ofrece robustez ante variaciones paramétricas y perturbaciones externas. Esta metodología se puede aplicar a sistemas lineales y no lineales. Se puede diseñar una variedad deslizante no lineal para el BLDC. Se han utilizado controladores por modos deslizantes con desempeño satisfactorio en sistemas mecánicos (Prieto *et al.*, 2015), electromecánicos (Niño-Suárez *et al.*, 2007; Moriano y Naranjo, 2012; Raygosa-Barahona *et al.*, 2015; Dursun y Durdu 2016; Ortigoza *et al.*, 2016; Xia *et al.*, 2016) y electrónicos (Silva-Ortigoza *et al.*, 2008; Silva-Ortigoza *et al.*, 2015; Sánchez *et al.*, 2016). En el caso de control de motores, cuando se utilizan controladores por modos deslizantes, en general, se requiere el uso de observadores de estado, para estimar los estados no medibles (Yao *et al.*, 2014).

En este artículo, se presenta el diseño de una máquina tipo spin-coater para fabricación de películas delgadas. Se muestra la parte mecánica, compuesta de una base para un motor BLDC, una base para sujetar los sustratos con tamaño desde 1 hasta 5 pulgadas, una cubierta protectora, un brazo para sujetar un dispositivo para suministrar la solución al sustrato y una carcasa para instalar todos los componentes. Los sustratos se sujetan a la base mediante un sistema con una bomba de vacío. Se incluye el convertidor de potencia para alimentar los devanados del motor BLDC, un sistema embebido para implementar el esquema de control propuesto y un PID con ganancias programadas para comparar ambos controladores, así como una interfaz electrónica para el usuario. Se pueden seleccionar el número de etapas de aceleración y velocidad constante, así como la duración de estas. La principal aportación del artículo es el desarrollo e implementación de un algoritmo de control no lineal robusto, utilizando la técnica de control por modos deslizantes. La variedad deslizante se diseña tomando en cuenta el modelo completo del motor BLDC, considerando las dinámicas del estator y del rotor. Dado que la ley de control depende de los flujos en el rotor, mismos que no se pueden medir, se presenta un observador de estados, para estimarlos y complementar el esquema de control. Con el objetivo de mostrar las ventajas del controlador por modos deslizantes, se desarrolló un controlador lineal clásico, basado en una familia de controladores tipo Proporcional-Integral-Derivativo (PID) parametrizados con una familia de subespacios lineales que conforman la región de operación del motor BLDC, con ganancias programadas. Ambos controladores se implementaron en un sistema embebido basado en un micrcontrolador de 32 bits con arquitectura ARM (Advanced

RISC Machine), logrando una región de operación desde 500 RPM hasta 10,000 RPM, como se requiere en la fabricación de películas delgadas.

El resto del artículo está organizado como sigue. La sección 2 muestra el desarrollo de la máquina tipo spin-coater, para fabricación de películas delgadas. En la sección 3 se presenta el esquema de control con un controlador PID con ganancias programadas. En la sección 4 se desarrolla el esquema de control por modos deslizantes. En la sección 5 se encuentran los resultados experimentales del spin-coater, incluyendo una figura que muestra una película delgada. Finalmente, la sección 6 presenta las conclusiones.

2. Spin-coater.

La máquina para fabricación de películas delgadas tipo spin-coater propuesta consiste en la etapa mecánica, etapa electrónica y el desarrollo e implementación del esquema de control propuesto. En esta sección se describen las partes mecánica y electrónica, mientras que en la sección 3, se muestran un controlador tipo PID con ganancias programadas. En la sección 4, se incluye el esquema de control por modos deslizantes propuesto, para después mostrar la comparación de los dos controladores.

2.1. Etapa mecánica

La parte mecánica de la máquina comprende la estructura de montaje del motor BLDC, la base rotatoria para sustratos, la carcasa para los componentes y la tapa protectora. La base para el motor BLDC se fabricó en aluminio 6061, debido a sus propiedades mecánicas y disponibilidad. La base para sustratos tiene cinco ranuras con forma circular, concéntricas, con diámetros desde 1 hasta 5 pulgadas y se fabricó con aluminio 6061. Se eligió este material por su baja densidad, lo que permite reducir el par mecánico requerido en el motor BLDC. Para lograr sujetar sustratos con diferentes formas y tamaños se incluyeron las cinco ranuras. El sustrato a colocar debe cubrir completamente la circunferencia apropiada, donde se coloca un sello mecánico circular de hule, para permitir la sujeción mediante una bomba de vacío y evitar fugas en el proceso. En la Figura 1 se puede ver el soporte para motor ensamblado, con la base para sustratos colocada.

Tomando en cuenta las características mecánicas del sistema, se seleccionó el actuador rotatorio, en este caso un motor tipo BLDC. Con base en la velocidad angular y la aceleración angular requeridas, así como la constante de inercia, se calcularon los parámetros necesarios para el motor, es decir:

$$T_m = 48 \times 10^{-3} \text{ Nm},$$

$$P = 50.27 \text{ W}$$

donde T_m es el par mecánico y P es la potencia requerida a 10,000 RPM. El actuador seleccionado es un motor trifásico Maxon BLDC 449464, sus parámetros se incluyen en la Tabla 1.

2.2. Etapa electrónica

La etapa electrónica comprende la parte de potencia y la parte de control. Para la etapa de potencia se tiene que considerar que un motor tipo BLDC es una máquina síncrona trifásica con un rotor de imanes permanentes. De esta manera, se tienen campos magnéticos rotatorios con magnitud fija y el control del motor se lleva a cabo a través de los devanados del estator (Krause *et al.*,

2002). La velocidad del rotor se puede medir mediante sensores de posición colocados en el interior del motor. El motor Maxon 449464 tiene tres sensores de efecto Hall y siete pares de polos, por lo que se tienen 7 pulsos por revolución en cada sensor. Como resultado, se tiene una secuencia de seis estados que representa la posición relativa del rotor con respecto al estator. El convertidor de potencia está conformado por tres ramas con MOSFET de potencia, cada una suministra el voltaje con la amplitud y frecuencia adecuada a cada fase del motor BLDC (Krause *et al.*, 2002).

Tabla 1: Parámetros del motor BLDC Maxon 449464.

Voltaje nominal	24 V
Velocidad sin carga	13,200 RPM
Corriente sin carga	280 mA
Velocidad nominal	10,200 RPM
Par nominal	52.7×10^{-3} Nm
Corriente nominal	2.79 A
Par de arranque	773×10^{-3} Nm
Corriente de arranque	45.8 A
Eficiencia máxima	85%



Figura 1: Base para motor con base para sustratos.

Los pulsos de conmutación que requieren los MOSFET del convertidor de potencia se generan en la etapa de control a través del controlador de velocidad. Las leyes de control se implementaron en un sistema embebido con una tarjeta basada en un microcontrolador Atmel de 32 bits SAM3X8E ARM Cortex - M3 CPU. El esquema de control propuesto toma en cuenta la estimación de la velocidad, que es comparada con la referencia. La velocidad de referencia es definida por el usuario, pudiendo elegir hasta tres etapas de aceleración y velocidad constante diferentes, con diferente intervalo de tiempo cada una. Estos parámetros se configuran a través de la interfaz de usuario, compuesta de un teclado matricial y una pantalla de cristal líquido. La velocidad del rotor se estima en el microcontrolador, considerando los pulsos generados por un sensor de posición del motor BLDC. Con las características mostradas de la máquina se desarrolló un esquema de control no lineal robusto por modos deslizantes y un

controlador tipo PID con ganancias programadas, este último para fines de comparación, mismos que se muestran en las siguientes secciones.

3. Controlador PID con ganancias programadas

Considerando que la región de operación del motor BLDC requerida es de 500 RPM a 10,000 RPM y que las características del motor la convierten en una región no lineal, se puede implementar un controlador PID con ganancias programadas, que se incluyó para poder comparar su desempeño con el controlador robusto que se mostrará en la siguiente sección. Entonces, de acuerdo con (Khalil, 1996), esta metodología se puede resumir en los siguientes pasos:

- Dividir la región de operación en una familia de subespacios, tal que cada subsistema se pueda reducir a un sistema lineal.
- Diseñar una familia de controladores parametrizados, uno para cada subsistema elegido.
- Definir un algoritmo para selección de los valores parametrizados tal que cada controlador estabilice el sistema alrededor del punto de equilibrio del subsistema lineal correspondiente, con un desempeño satisfactorio.
- Verificar el desempeño del controlador con ganancias programadas, en la región de operación completa, por medio de simulación y experimentación.

Según la metodología establecida, se propone un controlador tipo PID con ganancias programadas. En el caso del paso a), la cantidad de subespacios lineales se eligió mediante experimentación. Para el motor BLDC utilizado, se obtuvo la gráfica de velocidad del motor con relación al ancho de pulso proporcionado por el convertidor de potencia. Posteriormente, se determinaron las secciones lineales que componen la región de operación completa del motor BLDC, con un mínimo de 500 RPM y un máximo de 10,000 RPM, según los requerimientos para fabricación de películas delgadas. De esta manera, se definieron 6 subespacios para la región de operación del motor BLDC, mismas que se muestran en la Tabla 2. Considerando las regiones propuestas, se verificó su validez ajustando un controlador PID en cada una de ellas, tomando como velocidad de referencia el valor medio de la región. Se observó que el desempeño de cada controlador empezaba a disminuir cuando la velocidad del motor se encontraba más allá de la región definida en cada caso. Es importante notar que la intersección de los subespacios es nula y la unión de los mismos resulta en la región de operación completa del motor.

Tabla 2: Subespacios para el controlador con ganancias programadas.

Subespacio	Conjunto definido
m_1	$m_1 = \{\omega_r \mid 500 \leq \omega_r < 800\}$
m_2	$m_2 = \{\omega_r \mid 800 \leq \omega_r < 1,000\}$
m_3	$m_3 = \{\omega_r \mid 1,000 \leq \omega_r < 1,500\}$
m_4	$m_4 = \{\omega_r \mid 1,500 \leq \omega_r < 2,500\}$
m_5	$m_5 = \{\omega_r \mid 2,500 \leq \omega_r < 5,000\}$
m_6	$m_6 = \{\omega_r \mid 5,000 \leq \omega_r \leq 10,000\}$

Para el paso b), la familia de controladores lineales parametrizados elegidos para el motor BLDC, está basada en un controlador PID clásico y la entrada de control para el motor está dada por la expresión:

$$u(t) = K_{p,j}e(t) + K_{i,j} \int_0^t e(\tau) d\tau + K_{d,j} \frac{de(\tau)}{dt}, \quad (1)$$

donde $u(t)$ es la entrada de control para el motor BLDC, $e(t)$ es el error de control, dado por la diferencia entre la velocidad de referencia y la velocidad real de salida, $K_{p,j} \in \mathbb{R}^+$ es la ganancia proporcional, $K_{i,j} \in \mathbb{R}^+$, es la ganancia en modo integral, $K_{d,j} \in \mathbb{R}^+$ es la ganancia en modo derivativo y $j = 1, 2, \dots, 6$ es el subíndice correspondiente al j -esimo subespacio. Por lo tanto, se puede parametrizar una familia de controladores lineales tipo PID por medio de las ganancias $K_{p,j}$, $K_{i,j}$ y $K_{d,j}$.

Continuando con el paso c), los parámetros de los controladores en cada subespacio se ajustaron considerando el procedimiento propuesto en (Phillips *et al.*, 2015) basado en el lugar de las raíces y el resultado se presenta en la Tabla 3. Como valor de referencia para la velocidad, se consideró el valor intermedio de la región correspondiente en cada controlador PID.

Finalmente, la verificación del desempeño de la familia de controladores en lazo cerrado, como se establece en el paso d), se realizó mediante experimentación y en la sección 5 se muestran los resultados.

En la Figura 2 se puede ver el diagrama a bloques para la implementación del esquema de control basado en el PID con ganancias programadas. Para la implementación en tiempo real, se realizó la conmutación de los diferentes controladores con respecto a la variación de la velocidad en la base para sustratos. De esta manera, se inicia la operación en el subespacio m_1 , con sus respectivos parámetros. Cuando se superaban la lectura de 800 RPM, se conmutaban los parámetros del controlador PID con respecto al subespacio m_2 , como se muestra en la Tabla 3. Esta conmutación se realiza de forma sucesiva hasta llegar al sexto subespacio. Una de las desventajas de la técnica de ganancias programadas, tal como se presenta en este trabajo, es que no se puede garantizar estabilidad en la conmutación de los controladores parametrizados. Se puede mostrar estabilidad local en cada uno de los subespacios propuestos y para demostrar estabilidad global se puede considerar una función de Lyapunov global, que sea válida en cada uno de los subespacios y, por lo tanto, en la región de operación completa. Por otro lado, en este trabajo no se presentó el análisis completo del controlador PID con ganancias programadas, incluyendo el análisis de estabilidad global, debido a que se incluyó esta técnica de control sólo para fines ilustrativos y de comparación de la técnica de control por modos deslizantes, que se presenta en la siguiente sección. El esquema de control por modos deslizante propuesto, incluyendo el observador, es el que se implementó en la versión final del prototipo de la máquina para fabricación de películas delgadas, misma que se utiliza actualmente en el Laboratorio de Desarrollo y Caracterización de Materiales del Centro Universitario de los Valles, Universidad de Guadalajara.

4. Control por modos deslizantes

En la sección previa, se desarrolló un esquema de control para el spin-coater, basado en el controlador PID con ganancias programadas. Aunque el controlador es fácil de implementar, requiere el ajuste de 18 parámetros, que el diseñador tenga experiencia en el ajuste de este tipo de controladores y no ofrece robustez. Entonces, se propone un esquema de control, tomando en cuenta la región no lineal completa del motor BLDC. De esta manera, se presenta un esquema de control por modos deslizantes,

considerando el modelo de quinto orden del motor, incluyendo las dinámicas mecánicas y eléctricas del rotor y estator. La variedad deslizante depende del vector estados del sistema y corresponde a un subespacio no lineal de la región de operación completa. Para completar el esquema de control se presenta un observador de estados para estimar los estados no medibles.

Tabla 3: Parámetros de la familia de controladores.

Subespacio	K_p	K_i	K_d
m_1	0.90	1.80	0.22
m_2	0.40	0.67	0.24
m_3	10.00	2.09	4.00
m_4	0.40	0.16	3.52
m_5	1.10	0.32	2.82
m_6	0.90	1.83	4.01

En la sección 4.1 se presenta el modelo matemático del motor BLDC. El desarrollo del observador se encuentra en la sección 4.2, mientras que el controlador se incluye en la sección 4.3.

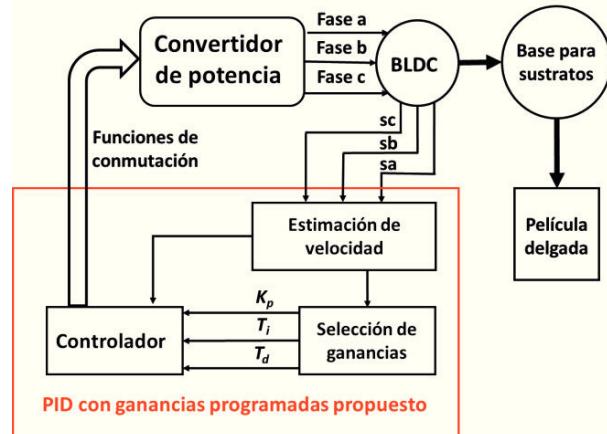


Figura 2: Diagrama esquemático del PID con ganancias programadas.

4.1. Modelo matemático

Cuando se utiliza la técnica de control por modos deslizantes, se pueden excitar las dinámicas de alto orden no modeladas, por lo cual es necesario incluir estas dinámicas en el modelo matemático del sistema (Utkin *et al.*, 1999). Las dinámicas eléctricas del motor están compuestas por los devanados del rotor y del estator. Después de la transformación de Park, estas dinámicas se pueden representar como (Krause *et al.*, 2002):

$$\begin{bmatrix} \frac{d\lambda_r}{dt} \\ \frac{d\lambda_s}{dt} \end{bmatrix} = \mathbf{A}(\omega_r) \begin{bmatrix} \lambda_r \\ \lambda_s \end{bmatrix} + \mathbf{T} \begin{bmatrix} \mathbf{v}_r \\ \mathbf{v}_s \end{bmatrix}, \quad (2)$$

donde $\lambda_r = (\lambda_f \ \lambda_g \ \lambda_{kd} \ \lambda_{kq})^T$, $\mathbf{i} = (i_d \ i_q)^T$, $\mathbf{v}_r = (v_f \ 0 \ 0 \ 0)^T$, $\mathbf{v}_s = (v_d \ v_q)^T$, λ_f es el flujo de campo, λ_g , λ_{kd} y λ_{kq} son los flujos en los ejes directo y de cuadratura, respectivamente, ω_r es la velocidad angular del rotor, i_d e i_q son las corrientes en el eje directo y de cuadratura, respectivamente, v_f es el voltaje de

excitación, v_d y v_q son los voltajes terminales en el eje directo y de cuadratura, respectivamente. Las matrices $\mathbf{A}(\omega_r) = -\mathbf{T}[\mathbf{RL}^{-1} + \mathbf{W}(\omega_r)]\mathbf{T}^{-1}$, \mathbf{T} , \mathbf{R} , \mathbf{L} y $\mathbf{W}(\omega_r)$ se definen en el Apéndice A.

La descripción matemática del sistema incluye la ecuación de oscilación, dada por

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{\omega_b}{2J}(T_m - T_e), \quad (3)$$

donde ω_b es la velocidad de sincronismo, J es la constante de inercia, T_m es el par mecánico en el eje del rotor y T_e es el par eléctrico, expresado en términos de los flujos y corrientes como sigue

$$T_e = a_1\lambda_f i_q - a_2\lambda_g i_d + a_3\lambda_{kd} i_q - a_4\lambda_{kq} i_d + a_5 i_d i_q, \quad (4)$$

con las constantes a_1, \dots, a_5 definidas en la Tabla A.1, del Apéndice A. El par mecánico T_m se considera una función con evolución lenta en el tiempo y acotada, es decir

$$\frac{dT_m}{dt} = 0. \quad (5)$$

Entonces, de (2) - (5) la representación no lineal en espacio de estado del motor BLDC se puede escribir como

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_1(\mathbf{x}, \mathbf{i}) \\ f_2(\mathbf{x}, \mathbf{i}) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{b}_1 \\ 0 \end{bmatrix} v_f + \begin{bmatrix} \mathbf{g}(\mathbf{x}, \mathbf{i}, T_m) \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (6)$$

$$\mu \frac{d\mathbf{i}_s}{dt} = \mathbf{A}_z(\mathbf{x}_1)\mathbf{i} + \mathbf{f}_z(\mathbf{x}) + \mathbf{b}_z v_f + \mathbf{H}\mathbf{v}_s, \quad (7)$$

donde $\mu = 1/\omega_b$, es una constante con valor pequeño,

$$\mathbf{x} = [x_1 \ x_2]^T, \mathbf{x}_1 = [x_1 \ x_2]^T = [\omega_r \ \lambda_f]^T,$$

$$\mathbf{x}_2 = [x_3 \ x_4 \ x_5]^T = [\lambda_g \ \lambda_{kd} \ \lambda_{kq}]^T,$$

$$\mathbf{f}_1(\mathbf{x}, \mathbf{i}) = \begin{bmatrix} f_{\omega}(\mathbf{x}, \mathbf{i}, T_m) - b_{\omega}(i_q)x_2 \\ q_1 x_2 + q_2 x_4 + q_3 i_d \end{bmatrix}, \mathbf{b}_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{f}_2(\mathbf{x}, \mathbf{i}) = \mathbf{A}_2 \mathbf{x}_2 + \mathbf{d} \mathbf{x}_2 + \mathbf{D} \mathbf{i}, \quad b_{\omega}(i_q) = \frac{\omega_b}{2J} a_1 i_q,$$

$$f_{\omega}(\cdot) = \frac{\omega_b}{2J} [T_m - (-a_2 x_3 i_d + a_3 x_4 i_q - a_4 x_5 i_d + a_5 i_d i_q)],$$

$$\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} c_1 & 0 & c_2 \\ 0 & d_2 & 0 \\ r_1 & 0 & r_2 \end{bmatrix}, \mathbf{d} = \begin{bmatrix} 0 \\ d_1 \\ 0 \end{bmatrix}, \mathbf{D} = \begin{bmatrix} 0 & c_3 \\ d_3 & 0 \\ 0 & r_3 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{A}_z(\mathbf{x}_1) = \begin{bmatrix} h_7 & k_6 x_1 \\ h_6 x_1 & k_7 \end{bmatrix}, \mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_1 & 0 \\ 0 & k_1 \end{bmatrix}, \mathbf{b}_z = \begin{bmatrix} h_8 \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{f}_z(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} h_2 x_2 + h_3 x_4 + h_4 x_1 x_3 + h_5 x_1 x_5 \\ k_2 x_3 + k_3 x_5 + k_4 x_1 x_2 + k_5 x_1 x_4 \end{bmatrix}.$$

El vector

$$\mathbf{g}(\mathbf{x}, \mathbf{i}, T_m) = [0 \ g_2(\mathbf{x}, \mathbf{i}, T_m)]^T$$

contiene las perturbaciones en el motor. El término de perturbación $g_2(\mathbf{x}, \mathbf{i}, T_m)$ contiene las variaciones en los parámetros del motor, que corresponde a una función acotada. Además, la matriz $\mathbf{A}_z(\mathbf{x}_1)$ tiene rango pleno para todos los posibles valores de x_1 .

Con el objetivo de reducir las dinámicas rápidas del motor, en este caso las corrientes en el estator y, considerando que la constante μ en (7) es un término pequeño, se puede realizar la reducción mediante la técnica de perturbaciones singulares (Khalil, 1996). Entonces, haciendo $\mu = 0$, (7) se puede reescribir como

$$\mathbf{0} = \mathbf{A}_z(\mathbf{x}_1)\mathbf{i} + \mathbf{f}_z(\mathbf{x}) + \mathbf{b}_z v_f + \mathbf{H}\mathbf{v}_s. \quad (8)$$

La solución para \mathbf{i}_s se puede calcular de (8) de la forma

$$\mathbf{i}_s = \mathbf{g}_z(\mathbf{x}, \mathbf{i}) = -\mathbf{A}_z^{-1}(\mathbf{x}_1)[\mathbf{f}_z(\mathbf{x}) + \mathbf{b}_z v_f + \mathbf{H}\mathbf{v}_s]. \quad (9)$$

Finalmente, la representación matemática para el motor BLDC se puede obtener de (6) y (9):

$$\dot{x}_1 = \mathbf{f}_1(\mathbf{x}, \mathbf{i}) + \mathbf{b}_1 v_f + \mathbf{g}(\mathbf{x}, \mathbf{i}, T_m), \quad (10)$$

$$\dot{x}_2 = \mathbf{f}_2(\mathbf{x}, \mathbf{i}), \quad (11)$$

$$\mathbf{i}_s = \mathbf{g}_z(\mathbf{x}, \mathbf{i}). \quad (12)$$

4.2. Observador de estados

Dado que el modelo presentado en la sección 4.1 se presenta como un modelo no lineal y no se pueden medir todos los estados, en este caso los flujos del rotor, x_2 , x_3 , x_4 y x_5 , se presenta un observador de estados para estimarlos y completar el esquema de control propuesto en la siguiente subsección. Entonces, con las mediciones de la velocidad del rotor, x_1 , y de las corrientes en el estator, i_d e i_q , los flujos del rotor se pueden estimar por medio del siguiente observador:

$$\dot{\hat{x}}_1 = f_{\omega}(\hat{\mathbf{x}}, \mathbf{i}, T_m) - l_1(\hat{x}_1 - x_1), \quad (13)$$

$$\dot{\hat{T}}_m = -l_2(\hat{x}_1 - x_1), \quad (14)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{x}}_2 \\ \dot{\hat{x}}_3 \\ \dot{\hat{x}}_4 \\ \dot{\hat{x}}_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} q_1 \hat{x}_2 + q_2 \hat{x}_4 + q_3 i_d \\ c_1 \hat{x}_3 + c_2 \hat{x}_5 + c_3 i_q \\ d_1 \hat{x}_2 + d_2 \hat{x}_4 + d_3 i_d \\ r_1 \hat{x}_3 + r_2 \hat{x}_5 + r_3 i_q \end{bmatrix}, \quad (15)$$

donde \hat{x}_1 es la velocidad del rotor estimada, \hat{T}_m es el par mecánico estimado, \hat{x}_2 , \hat{x}_3 , \hat{x}_4 y \hat{x}_5 son los flujos del rotor estimados. Se puede analizar la convergencia del observador (13) - (15) mediante la dinámica de los errores de observación, obtenida de (5), (10), (11) y (13) - (15), representada como un sistema lineal con parámetros variantes en el tiempo, que se puede expresar de la forma

$$\dot{\mathbf{e}}_1 = \mathbf{A}_{o,1} \mathbf{e}_1 + \mathbf{A}_{o,2}(t) \mathbf{e}_2, \quad (16)$$

$$\dot{\mathbf{e}}_2 = \mathbf{A}_{o,3} \mathbf{e}_2, \quad (17)$$

donde

$$\mathbf{e}_1 = [e_1 \ e_m]^T, \quad e_1 = x_1 - \hat{x}_1, \quad e_m = T_m - \hat{T}_m,$$

$$\mathbf{e}_2 = [e_2 \ e_3 \ e_4 \ e_5]^T, \quad e_i = x_i - \hat{x}_i, \quad i = 2, 3, 4, 5,$$

$$\mathbf{A}_{o,3} = \begin{bmatrix} q_1 & 0 & q_2 & 0 \\ 0 & c_1 & 0 & c_2 \\ d_1 & 0 & d_2 & 0 \\ 0 & r_1 & 0 & r_2 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{A}_{o,1} = \begin{bmatrix} -l_1 & \frac{\omega_b}{2J} \\ -l_2 & 0 \end{bmatrix} \text{ y}$$

$$\mathbf{A}_{o,2} = \begin{bmatrix} -a_2 \hat{x}_3 i_d(t) & a_3 \hat{x}_4 i_q(t) & -a_4 \hat{x}_5 i_d(t) & a_5 i_d(t) i_q(t) \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

El par

$$\left\{ \begin{bmatrix} 0 & \frac{\omega_b}{2J} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, [1 \ 0] \right\}$$

es observable y los valores propios de la matriz $\mathbf{A}_{o,3}$, calculados como

$$p_{1,2} = \frac{1}{2}(c_1 + r_2) \pm \frac{1}{2}\sqrt{c_1^2 + r_2^2 - 2c_1r_2 + 4c_2r_1},$$

$$p_{3,4} = \frac{1}{2}(q_1 + d_2) \pm \frac{1}{2}\sqrt{q_1^2 + d_2^2 - 2q_1d_2 + 4q_2d_1},$$

son reales y negativos. Como la matriz $A_{o,3}$ es Hurwitz, la solución del subsistema (17) es asintóticamente estable. Además, la matriz $A_{o,2}$ es acotada y el subsistema (16) es entrada-estado estable, con e_2 como entrada (Khalil, 1996). Entonces, se satisfacen las condiciones del *Lema 1*, presentado en el *Apéndice B*. Por lo tanto, la solución del sistema de errores (16) y (17) es asintóticamente estable.

Los flujos del rotor y el par mecánico estimados se utilizarán en la ley de control que se presenta en la siguiente subsección, en lugar de las variables reales.

4.3. Control por modos deslizantes

Tomando en cuenta el modelo matemático desarrollado en la sección 4.1 y el observador de la sección 4.2, se desarrollará en esta sección el esquema de control por modos deslizantes. La metodología de control por modos deslizantes consiste en dos partes. En la primera se elige un subespacio, llamado variedad deslizante, en el cual el sistema en lazo cerrado tenga las propiedades requeridas. En la segunda parte se selecciona una ley de control, en general, como una función discontinua de la variedad deslizante.

Es importante notar que el subsistema (11) tiene la forma controlable por bloques (Loukianov, 1998), por lo que se puede diseñar la variedad deslizante utilizando la técnica de control por bloques. Tomando en cuenta que el objetivo de control es la regulación de la velocidad, el error de control, ξ_1 , se define como

$$\dot{\xi}_1 = x_1 - \omega_{ref}, \quad (18)$$

donde ω_{ref} es la velocidad de referencia definida por el usuario. Tomando la derivada de (18) con respecto al tiempo, a lo largo de las trayectorias de (10) y (11), se tiene

$$\dot{\xi}_1 = f_\omega(\mathbf{x}, \mathbf{i}, T_m) - b_\omega(i_q)x_2 - \dot{\omega}_{ref} + g_2(\mathbf{x}, \mathbf{i}, T_m), \quad (19)$$

como la referencia para la velocidad es constante, (19) se puede reescribir de la forma

$$\dot{\xi}_1 = f_\omega(\mathbf{x}, \mathbf{i}, T_m) - b_\omega(i_q)x_2, \quad (20)$$

Con

$$b_\omega(i_q) > 0, \quad \forall t > 0.$$

El siguiente paso es elegir la dinámica deseada para el error de control ξ_1 , en este caso:

$$\dot{\xi}_1 = -k\xi_1 + s_\omega, \quad k > 0. \quad (21)$$

Entonces, la variedad deslizante s_ω se puede obtener de (20) y (21) como

$$s_\omega = f_\omega(\mathbf{x}, \mathbf{i}, T_m) - b_\omega(i_q)x_2 + k\xi_1. \quad (22)$$

Ahora, el flujo de campo deseado, $x_{2,des}$, sobre la variedad $s_\omega = 0$ (22) se puede calcular de la manera

$$x_{2,des} = b_\omega^{-1}(i_q)[f_\omega(\mathbf{x}, \mathbf{i}, T_m) + k\xi_1]. \quad (23)$$

La derivada con respecto al tiempo de (23) a lo largo de las trayectorias de (10) y (11) resulta en

$$\dot{s}_\omega = f_s(\mathbf{x}, \mathbf{i}, T_m) + b_s(\mathbf{i})v_f + g_s(\mathbf{x}, \mathbf{i}, T_m), \quad (24)$$

siendo $f_s(\mathbf{x}, \mathbf{i}, T_m)$ una función continua, $b_s(\mathbf{i}) > 0$, $\forall t > 0$ y $g_s(\mathbf{x}, \mathbf{i}, T_m)$ el término de perturbación desconocido y acotado que se puede escribir como

$$g_s(\mathbf{x}, \mathbf{i}, T_m) = g_2(\mathbf{x}, \mathbf{i}, T_m) + \bar{g}_2(\mathbf{x}, \mathbf{i}, T_m),$$

con el término $\bar{g}_2(\mathbf{x}, \mathbf{i}, T_m)$ que contiene los errores debidos a la diferencia entre los estados reales y los estados observados, es decir

$$e_m = T_m - \hat{T}_m \text{ y } e_i = x_i - \hat{x}_i, \quad i = 2, 3, 4, 5,$$

dados por (16) y (17). Como la convergencia del observador (13) – (15) es asintótica, $\bar{g}_2(\mathbf{x}, \mathbf{i}, T_m)$ corresponde a un término de perturbación desvaneciente (Khalil, 1996).

Finalmente, la ley de control se elige como una función discontinua de la variedad deslizante (22), es decir

$$v_f = -v_{f,max} \operatorname{sign}(s_\omega), \quad (25)$$

siendo $v_{f,max}$ el voltaje máximo que se puede aplicar al motor.

Para analizar la estabilidad del sistema en lazo cerrado (10), (11) con (25), se propone la función candidata de Lyapunov

$$V_\omega = \frac{1}{2}s_\omega^2,$$

cuya derivada con respecto al tiempo a lo largo de las trayectorias de (24) es

$$\dot{V}_\omega = s_\omega [f_s(\mathbf{x}, \mathbf{i}, T_m) + b_s(\mathbf{i})v_f + g_s(\mathbf{x}, \mathbf{i}, T_m)],$$

o, de forma equivalente

$$\dot{V}_\omega \leq |s_\omega| [|f_s(\mathbf{x}, \mathbf{i}, T_m) + g_s(\mathbf{x}, \mathbf{i}, T_m)| - v_{f,max}b_s(\mathbf{i})]. \quad (26)$$

Entonces, cuando se cumple la condición de estabilidad

$$v_{f,max} > |v_{f,eq}(\mathbf{x}, \mathbf{i}, T_m)|, \quad (27)$$

donde

$$v_{f,eq}(\mathbf{x}, \mathbf{i}, T_m) = -b_s^{-1}(\mathbf{i})[f_s(\mathbf{x}, \mathbf{i}, T_m) + g_s(\mathbf{x}, \mathbf{i}, T_m)], \quad (28)$$

es el control equivalente calculado de $\dot{s}_\omega = 0$, la derivada (26) es negativa. Dado que la variedad deslizante depende del vector de estado estimado, $\hat{\mathbf{x}}$ y del par mecánico estimado \hat{T}_m , la ley de control propuesta (25) garantiza la convergencia de las trayectorias en lazo cerrado a la variedad $s_\omega(\hat{T}_m, \hat{\mathbf{x}})$ en tiempo finito (Utkin *et al.*, 1999). Como se mostró en la sección 4.2 la convergencia del error de observación es asintótica, por lo cual la convergencia hacia la variedad deslizante del sistema $s_\omega(T_m, \mathbf{x})$ es asintótica también. El movimiento deslizante alrededor de la superficie $s_\omega = 0$ se puede expresar mediante el sistema de orden reducido:

$$\dot{\xi}_1 = -k\xi_1 + g_\xi(\mathbf{e}_1, \mathbf{e}_2), \quad (29)$$

$$\dot{\mathbf{x}}_2 = \mathbf{A}_2 \mathbf{x}_2 + \tilde{f}_2(\mathbf{x}, \mathbf{i}), \quad (30)$$

donde la dinámica mecánica linealizada (29) tiene el valor deseado $-k$ y $g_\xi(\mathbf{e}_1, \mathbf{e}_2)$ es un término de perturbación desvaneciente que depende de los errores del observador y converge asintóticamente a cero. La ecuación (30) representa la dinámica interna, en este caso los flujos del rotor. La matriz \mathbf{A}_2 es Hurwitz y el término de perturbación no desvaneciente $\tilde{f}_2(\mathbf{x}, \mathbf{i})$ es una función continua de los estados. Por lo tanto, existe una región donde la solución $\mathbf{x}_2(t)$ es últimamente acotada y el error de control ξ_1 tiende asintóticamente a cero (Khalil, 1996).

Como se mencionó anteriormente, como la convergencia del observador es asintótica, se tiene como consecuencia la convergencia asintótica hacia la variedad deslizante $s_\omega(T_m, \mathbf{x})$. Para la implementación del esquema de control este efecto puede disminuir eligiendo las ganancias del observador suficientemente grandes, para obtener una velocidad de respuesta adecuada. Sin embargo, en la elección de las ganancias, se debe tener en cuenta la saturación de los registros y la capacidad de procesamiento del

sistema embebido. Esto sin comprometer la velocidad de convergencia del observador. Además, se debe realizar un análisis de respuesta dinámica y error de observación en presencia de ruido.

En la Figura 3 se muestra un diagrama a bloques para la implementación del controlador no lineal robusto con modos deslizantes propuesto. Se requiere una etapa para realizar la transformación de Park en las corrientes del estator. Esta información se envía al controlador y al observador de estados, además de la medición de la velocidad. El observador de estados realiza la estimación de los flujos y del par mecánico para enviarlos al controlador. Una vez que el controlador determina el voltaje de campo, se calculan los voltajes a aplicar en las tres fases del motor, mediante el convertidor de potencia. En esta parte se requiere también una etapa para realizar la transformación de Park inversa.

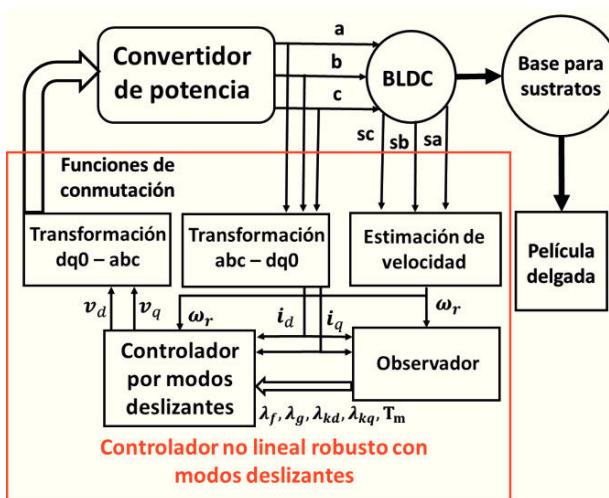


Figura 3: Diagrama a bloques del controlador por modos deslizantes propuesto.

5. Resultados experimentales

Las etapas mecánica y electrónica presentadas en la sección 2 se ensamblaron para conformar el prototipo de la máquina para fabricación de películas delgadas tipo spin-coater. Se implementaron los dos esquemas de control presentados en las secciones 3 y 4, es decir, PID con ganancias programadas y control por modos deslizantes. El criterio de desempeño utilizado para el ajuste de parámetros fue obtener el menor tiempo de estabilización, preferentemente sin sobreimpulso. Este criterio está dado por la naturaleza del proceso de fabricación de películas delgadas, que requiere la aceleración máxima del motor y un control preciso en la velocidad, sin sobreimpulso ni oscilaciones, de lo contrario, se pueden tener diferencias de espesor en diferentes puntos de la película. Para el caso del controlador PID con ganancias programadas, se ajustó cada uno de los PID en el punto medio de cada una de las regiones definidas en la Tabla 3. Por ejemplo, en el caso del subespacio m_2 se consideró $\omega_r = 900$.

Se muestran los resultados para una prueba con un valor inicial de 500 RPM y un valor de velocidad constante de 4,000 RPM. Se incluyen los resultados para los dos esquemas de control presentados, primero para el PID con ganancias programadas y después para el esquema de control por modos deslizantes propuesto.

Es importante mencionar que se llevaron a cabo diversas pruebas con diferentes condiciones iniciales, diferentes

velocidades y diferentes tiempos de velocidad constante pero no se presentan en el documento debido a la extensión del mismo.

5.1. Comportamiento del controlador PID con ganancias programadas

Se realizaron las pruebas correspondientes con el esquema de control propuesto basado en el PID con ganancias programadas. La respuesta del controlador se muestra en la Figura 4, donde se pueden notar algunas observaciones importantes:

- Considerando una banda del 5%, el valor en estado estable se alcanza en 4.3 segundos. Este resultado muestra que la familia de controladores PID parametrizados con ganancias programadas (1), logra estabilizar al sistema alrededor del valor de referencia elegido.
- La respuesta del sistema en lazo cerrado corresponde a un sistema subamortiguado, donde el máximo sobreimpulso es del 2.5%, con lo que se muestra el amortiguamiento añadido al sistema.
- Cuando la variable controlada alcanza su valor en estado estable, ésta tiende a oscilar, pero la amplitud decrece rápidamente, hasta llegar a su punto de equilibrio.
- El controlador PID con ganancias programadas es capaz de estabilizar al sistema sin oscilaciones grandes con las ganancias ajustadas en cada subsistema.

5.2. Comportamiento del controlador con modos deslizantes

Se implementó el esquema de control no lineal robusto con modos deslizantes. La respuesta del sistema en lazo cerrado (10), (11) con el observador (13)–(15) y la ley de control (25) se muestra en la Figura 4, donde se presenta la comparación con el controlador PID con ganancias programadas. Se pueden resaltar algunas cuestiones importantes de la respuesta del controlador:

- El controlador con modos deslizantes logra estabilizar al sistema alrededor del punto de equilibrio, es este caso 4,000 RPM en 3.2 s, considerando la misma banda del 5% que en el PID con ganancias programadas. Esto representa una disminución de 1.1 s, en el tiempo de estabilización.
- La respuesta corresponde a un sistema sobreimpelido, es decir, no tiene sobreimpulso pero, a pesar de esto, el tiempo de estabilización se redujo en 1.1 s, con respecto al controlador PID con ganancias programadas. Por otro lado, el PID con ganancias programadas presenta una respuesta subamortiguada, con sobreimpulso del 2.5%. Para el proceso de fabricación de películas delgadas es mejor tener una respuesta sobreimpelida, sin sacrificar el tiempo de estabilización.
- El controlador con modos deslizantes no presenta oscilaciones en estado estable, tal como se observan en el controlador PID con ganancias programadas.
- El controlador con modos deslizantes es capaz de estabilizar al sistema en toda la región de operación no lineal, sin la necesidad de utilizar diferentes controladores con subsistemas lineales, como en el caso del PID con ganancias programadas.
- Para verificar la robustez en presencia de variaciones paramétricas, se redujo la resistencia de los devanados del estator un 4% y la constante de inercia se incrementó en 3%. Los resultados experimentales con estas perturbaciones se muestran en la figura 5. Se puede ver que la respuesta del esquema de control por modos deslizantes es la misma que se obtuvo con los parámetros nominales. Esto muestra la robustez ante variaciones paramétricas del sistema en lazo cerrado, con el esquema de control por modos deslizantes propuesto. Por el contrario, el controlador

PID presenta un error en estado estacionario del 3%, cuando se incluyen las perturbaciones.

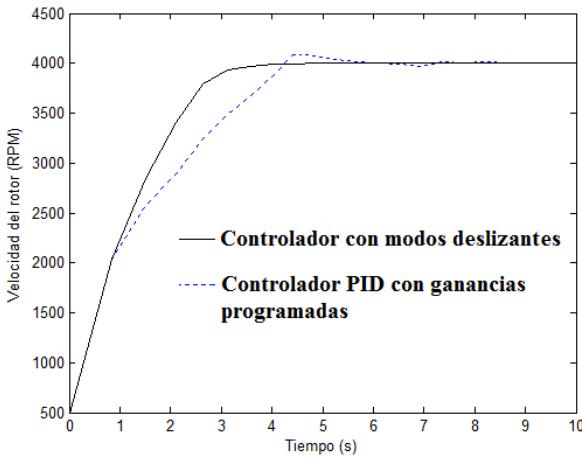


Figura 4: Comparación de los controladores con modos deslizantes y PID con ganancias programadas.

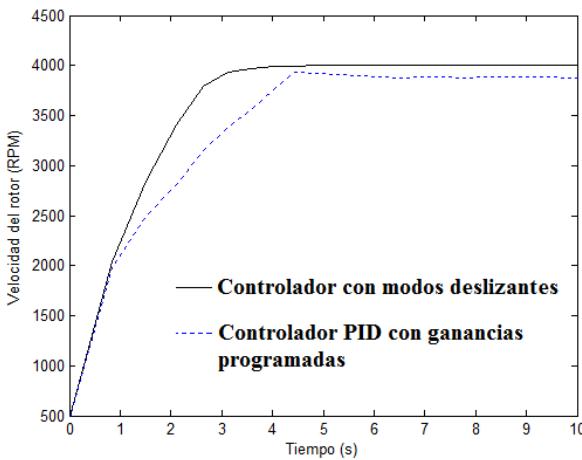


Figura 5: Comparación de los controladores con modos deslizantes y PID con ganancias programadas, incluyendo perturbaciones.

Con el objetivo de mostrar el comportamiento de las señales de control, se incluyen en la Figura 6, los resultados de las leyes de control para los dos algoritmos presentados. Dado que el motor BLDC tiene tres devanados, estos se alimentan con un convertidor de potencia trifásico y las señales de control corresponden a señales PWM con frecuencia constante y ancho de pulso variable. El sistema embebido genera los pulsos que requiere el convertidor de potencia, basado en el valor del ancho de pulso que calcula el controlador. De esta manera, en la Figura 6, se presentan los valores obtenidos para el ancho de pulso con los dos esquemas de control implementados. Nuevamente, se puede observar que el esquema de control con modos deslizantes tiene una respuesta sin oscilaciones ni sobreimpulsos. En cambio, el controlador PID con ganancias programadas muestra un comportamiento oscilatorio y con sobreimpulso. Se puede notar también que el comportamiento

inicial de las dos señales es muy similar, esto se debe a que se incluyó un arranque suave para el motor, para evitar algunos problemas relacionados con el convertidor de potencia, tales como corrientes instantáneas excesivas y corrientes inversas, factores que pueden generar daños en los componentes electrónicos. Por otro lado, se puede ver que ambos controladores incrementan el valor del ancho de pulso hasta llegar a la saturación, es decir, el 100% de su señal de salida, para después ajustar su valor de forma gradual. En el caso del controlador PID el nivel de saturación dura 1.9 s, iniciando en 0.8 s y terminando en 2.7 s, aproximadamente. En el caso del esquema de control por modos deslizantes, se puede ver que la saturación de la señal de salida dura aproximadamente 0.6 s, en el intervalo comprendido entre 1.4 s y 2 s. De esta manera, el tiempo de saturación del controlador por modos deslizantes es de aproximadamente una tercera parte del tiempo que presenta el controlador PID. Dado que es importante para el spin-coater llegar a la velocidad de referencia en el menor tiempo posible, se eligieron las ganancias de ambas leyes de control para obtener la mayor aceleración. La saturación presentada es la consecuencia de la elección de estas ganancias, ajustadas con el objetivo de disminuir el tiempo de convergencia. Es importante notar que, a pesar de las saturaciones presentadas, no se compromete el objetivo de control, es decir, se logra la regulación de la velocidad del rotor, en el valor deseado.

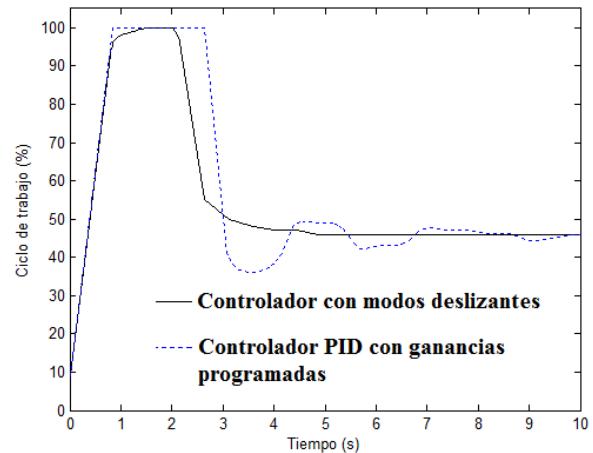


Figura 6: Señales de control obtenidas con los dos esquemas de control presentados.

5.3. Eficiencia en la fabricación de películas delgadas

Se verificó el desempeño de la máquina para fabricación de películas delgadas con el esquema de control por modos deslizantes. Los resultados se obtuvieron con un Microscopio de Fuerza Atómica (Atomic Force Microscope, AFM). En la Figura 7 se puede ver una película delgada compuesta de nanotubos de carbono y porfirinas. Se suministró una gota de la solución sobre un sustrato de mica de moscovita, mismo que se hizo girar a una velocidad de 2,500 RPM, durante 5 s, para generar grupos de nanotubos de carbono. El spin-coater permite distribuir y fijar de forma uniforme los nanotubos de carbono. El resultado del AFM presenta los nanotubos de carbono y las porfirinas como puntos brillantes. Es importante mencionar que la Figura 7 se incluye sólo para mostrar que el prototipo cumple con el objetivo del mismo, es

decir, realizar películas delgadas por el método de centrifugación y no para fines de comparación entre los dos esquemas de control.

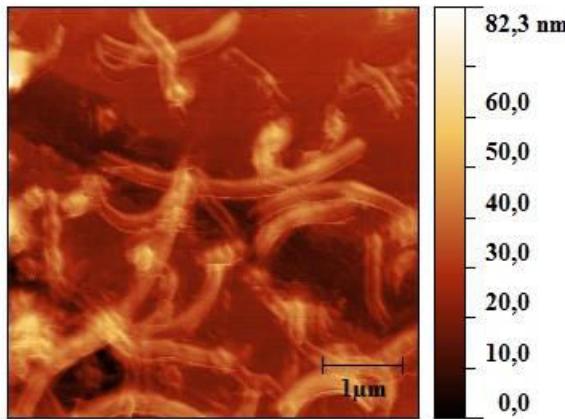


Figura 7: Película delgada de nanotubos de carbono y porfirinas.

6. Conclusiones

Se desarrolló un esquema de control para una máquina para fabricación de películas delgadas. El sistema utiliza un motor de corriente directa sin escobillas como actuador. Como objetivo de control se consideró la regulación de la velocidad en el rotor. El modelo matemático presentado incluye la descripción detallada de las dinámicas eléctricas y mecánicas del motor. Para garantizar que la base para sustrato de la máquina alcance el valor de referencia en cualquier punto de equilibrio de la región no lineal, se desarrolló un esquema de control por modos deslizantes. Utilizando la técnica de control por bloques, se obtuvo una variedad deslizante como función de los estados del sistema y se eligió una función discontinua de esa variedad como ley de control. Para completar el esquema de control se consideró un observador para estimar los estados no medibles. Se llevó a cabo el análisis de estabilidad para el observador y para el controlador, mostrando estabilidad asintótica en ambos casos.

Para verificar su desempeño, se implementó el esquema de control propuesto en una máquina tipo spin-coater que se desarrolló en el Centro Universitario de los Valles. Además, con el objetivo de comparar el esquema de control por modos deslizantes, se implementó también un controlador PID clásico con ganancias programadas. Los resultados experimentales muestran un buen desempeño del esquema de control por modos deslizantes, ya que no tiene sobreimpulso ni error en estado estacionario, además de tener el mejor tiempo de estabilización. Finalmente, se incluyeron pruebas para mostrar la robustez del esquema de control por modos deslizantes, introduciendo variaciones de parámetros en el sistema. Para evitar la desventaja de convergencia asintótica hacia la variedad deslizante, provocada por el observador, como trabajo futuro se implementarán observadores que garanticen convergencia en tiempo finito, basados en modos deslizantes de orden superior.

English Summary

Nonlinear robust control of a machine to make thin films.

Abstract

This paper presents a control scheme for a machine used to make thin films, with a brushless direct current motor, based on the spin-coating method. The nonlinear brushless motor model is included, which corresponds to a three-phase synchronous machine, with rotor flux linkages and stator currents, as the electric dynamics, and the rotor speed, as the mechanical dynamics. In order to achieve the speed regulation, the block control technique was used to obtain a sliding manifold. The sliding mode control technique was applied to ensure that the chosen manifold is attractive and to obtain robustness in the closed - loop system. To complete the control scheme, an observer is included to estimate the unmeasurable states, in this case, the rotor flux linkages. The proposed control scheme was implemented in a machine to make thin films, as well as a controller based on a gain scheduling PID, to perform the comparison of both controllers. The proposed sliding mode control scheme shows some advantages over the PID controller, since the rotor speed regulation is obtained, without steady state error, considering parameter variations.

Keywords:

Sliding modes, Nonlinear system, Brushless motor, PID control.

Agradecimientos

Este trabajo se realizó gracias al apoyo de la División de Estudios Científicos y Tecnológicos, Centro Universitario de los Valles, Universidad de Guadalajara. Los autores agradecen al Dr. Marciano Sanchez Tizapa por su contribución en el desarrollo de películas delgadas y los resultados del AFM.

Referencias

- Béjar, M., Ollero, A., 2008. Modelado y control de helicópteros autónomos. Revisión del estado de la técnica. *Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial* 5 (4): 5–16.
- Bianchi, R. F., Panssiera, M. F., Lima, J. P. H., Yagura, L., Andrade, A. M., Faria, R. M., 2006. Spin coater based on brushless dc motor of hard disk drivers. *Progress in Organic Coatings* 57: 33–36.
- Calvini, M., Carpita, M., Formentini, A., Marchesoni, M., 2015. PSO-based self-commissioning of electrical motor drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 62 (2): 768–776.
- Dursun, E. H., Durdu, A., 2016. Speed control of a DC motor with variable load using sliding mode control. *International Journal of Computer and Electrical Engineering* 8 (3): 219–226.
- Fardousi, M., Hossain, M. F., Islam, M. S., Rahat, S., 2013. Cost-effective home-made spin coater for depositing thin films. *Journal of Modern Science and Technology* 1 (1): 126–134.
- Hossain, M. F. M., Paul, S., 2014. Fabrication of digitalized spin coater for deposition of thin films. *Proceedings of International Conference on Electrical Engineering and Information & Communication Technology (ICEEICT) 2014*, 14–18.
- Khalil, H., 1996. *Nonlinear Systems*. Prentice Hall, Third edition. New Jersey, USA.
- Krause, P. C., Wasylczuk, O., Sudhoff S. D., 2002. *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems*. Jhon Wiley and Sons, Second edition, New York, USA.
- Kukolj, D., Kulic, F., Levi, E., 1999. Artificial intelligence based gain scheduling of PI speed controller in DC motor drives. *Proceedings of IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 425–429.
- Loukianov, A. G., 1998. Nonlinear block control with sliding mode. *Automation and Remote Control* 59 (7): 916–933.

- Manikandan, N., 2015. Construction of spin coating machine controlled by arm processor for physical studies of PVA. Internation Journal of Electronics and Electrical Engineering 3 (4): 318–322.
- Matausek, M. R., Jeftenic, B. I., Miljkovii, D. M., Bebic, M. Z., 1996. Gain scheduling control of DC motor drive with field weakening.” IEEE Transactions on Industrial Electronics 43 (1): 153–162.
- Moriano, P., Naranjo, F., 2012. Modelado y control de un nuevo sistema bola viga con levitación magnética. Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial 9 (3): 249–258.
- Niño-Suárez, P. A., Aranda-Bricaire, E., Velasco-Villa, M., 2007. Control mediante modos deslizantes en tiempo discreto para el seguimiento de trayectorias de un robot móvil. Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial 4 (4): 31–38.
- Ortigoza, R. S., Sánchez, J. R. G., Guzmán, V. M. H., Sánchez, C. M., Aranda, M. M., 2016. Trajectory tracking control for a differential drive wheeled mobile robot considering the dynamics related to the actuators and power stage. IEEE Latin America Transactions 14 (2): 657–664.
- Phillips, C. L., Nagle, H. T., Chakrabortty, A., 2015. Digital Control System Analysis & Design. Pearson, Fourth edition, Harlow, England.
- Prieto, P. J., Cazarez-Castro, N. R., García, D., Cardenas-Macié, S. L., 2015. Estabilidad para un control borroso en modo deslizante aplicado a un robot paralelo neumático. Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial 12 (4): 488–496.
- Raygosa-Barahona, R., Olguín-Díaz, E., Parra-Vega, V., Muñoz-Ubando, L. A., 2015. Control libre de modelo basado en modos deslizantes integrales para robots submarinos subactuados. Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial 12 (3): 313–324.
- Sánchez, J. R. G., Mosqueda, S. T., Ortigoza, R. S., Cruz, M. A., Ortigoza, G. S., Rubio, J. de J., 2016. Assessment of an average tracking controller that considers all the subsystems involved in a WMR: implementation via PWM or sigma-delta modulation. IEEE Latin America Transactions 14 (3): 1093–1102.
- Sevvanthi, P., Claude, A., Jayanthi, C., Poiyamozhi, A., 2012. Instrumentation for fabricating an indigenous spin coating apparatus and growth of zinc oxide thin films and their characterizations. Advances in Applied Science Research 3 (6): 3573–3580.
- Silva-Ortigoza, R., Hernández-Guzmán, V. M., Antonio-Cruz, M., Muñoz-Carrillo, D., 2015. DC/DC Buck power converter as a smooth starter for a dc motor based on a hierarchical control. IEEE Transactions on Power Electronics 30 (2): 1076–1084.
- Silva-Ortigoza, R., Sira-Ramírez, H., Hernández-Guzmán, V.M., 2008. Control por modos deslizantes y planitud diferencial de un convertidor de CD/CD Boost: resultados experimentales. Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial 5 (4): 77–82.
- Tepljakov, A., Gonzalez, E. H., Petlenkov, E., Belikov, J., Monje, C. A., Petráš, I., 2016. Incorporation of fractional-order dynamics into an existing PI/PID DC motor control loop. ISA Transactions 60: 262–273.
- Tyona, M. D., 2013. A comprehensive study of spin coating as a thin film deposition technique and spin coating equipment. Advances in Material Research 4 (4): 181–193.
- Utkin, V. I., Guldner, J., Shi, J., 1999. Sliding Mode Control in Electromechanical Systems. Taylor & Francis, London, England.
- Xia, C., Jiang, G., Chen, W., Shi, T., 2016. Switching-gain adaptation current control for brushless DC motors. IEEE Transactions on Industrial Electronics 63 (4): 2044–2052.
- Yao, J., Jiao, Z., Ma, D., 2014. Adaptive robust control of DC motors with extended state observer.” IEEE Transactions on Industrial Electronics 61 (7): 3630–3637.

Apéndice A. Matrices y parámetros del modelo del motor.

$$\mathbf{R} = \text{diag}\{r_f \ r_g \ r_{kd} \ r_{kq} \ -r_s \ -r_s\}, \mathbf{L} = \begin{bmatrix} \mathbf{L}_{11} & \mathbf{L}_{12} \\ -\mathbf{L}_{12}^T & \mathbf{L}_{22} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{W}(\omega) = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \mathbf{I}(\omega_r) \end{bmatrix}, \mathbf{I}(\omega_r) = \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r \\ \omega_r & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{L}_{22} = \begin{bmatrix} -L_d & 0 \\ 0 & -L_q \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{L}_{11} = \begin{bmatrix} L_f & 0 & L_{md} & 0 \\ 0 & L_g & 0 & L_{mq} \\ L_{md} & 0 & L_{kd} & 0 \\ 0 & L_{mq} & 0 & L_{kq} \end{bmatrix}, \mathbf{L}_{12} = \begin{bmatrix} -L_{md} & 0 \\ 0 & -L_{mq} \\ -L_{md} & 0 \\ 0 & -L_{mq} \end{bmatrix},$$

L_d y L_q son las inductancias del eje directo y de cuadratura, L_f es la auto-inductancia de campo, L_g , L_{kd} y L_{kq} son las auto-inductancias de los devanados de amortiguamiento, L_{md} y L_{mq} son las inductancias de magnetización de los ejes directo y de cuadratura, respectivamente, r_f , es la resistencia del devanado de campo, r_s es la resistencia del estator, r_g , r_{kd} y r_{kq} son las resistencias de los devanados de amortiguamiento.

Además, se tiene:

$$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_4 & \mathbf{0} \\ \mathbf{T}_{21} & \mathbf{T}_{22} \end{bmatrix},$$

con

$$\mathbf{T}_{22} = [\mathbf{I}_2 - \mathbf{L}_{22}^{-1} \mathbf{L}_{21} \mathbf{L}_{11}^{-1} \mathbf{L}_{12}]^{-1} \mathbf{L}_{21}^{-1}, \mathbf{T}_{21} = \mathbf{T}_{22} \mathbf{L}_{21} \mathbf{L}_{11}^{-1}, \mathbf{I}_2$$
 e \mathbf{I}_4 son matrices identidad de dimensión 2 y 4, respectivamente.

Tabla A.1: Constantes del modelo del motor BLDC (10)-(12).

Constante	Valor	Constante	Valor
a_1	0.1003	r_3	-5.000
a_2	1.1300	h_1	-1256.0000
a_3	0.0403	h_2	273.4000
a_4	1.2552	h_3	0.5000
a_5	0.0200	h_4	-31.0000
q_1	-0.0170	h_5	18.8000
q_2	0.5220	h_6	-0.1000
q_3	-0.5075	h_7	-4.2000
q_4	376.9910	h_8	0.1000
c_1	-0.0700	k_1	-1885.0000
c_2	0.6453	k_2	1.7000
c_3	-0.5348	k_3	5.1000
d_1	0.1360	k_4	31.5000
d_2	-3.7900	k_5	0.5000
d_3	-3.3300	k_6	-5.7000
r_1	0.2665	k_7	-0.1000
r_2	-0.7899		

Apéndice B. Lema 1 (Khalil 1996).

Considerando el sistema

$$\dot{\mathbf{x}}_1 = \mathbf{f}_1(\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2, t) \quad (B.1)$$

$$\dot{\mathbf{x}}_2 = \mathbf{f}_2(\mathbf{x}_2, t) \quad (B.2)$$

donde $\mathbf{f}_1(\cdot): D_1 \times D_2 \times [0, \infty) \rightarrow R^{n_1}$, y $\mathbf{f}_2(\cdot): D_2 \times [0, \infty) \rightarrow R^{n_2}$ son funciones continuas por partes en t y localmente Lipschitz en $[\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2]^T$. El conjunto D_i es un dominio en R^{n_i} que contiene el origen $\mathbf{x}_i = 0$, para $i = 1, 2$. Si:

- el subsistema (B.1) es localmente entrada-estado-estable, con \mathbf{x}_2 como entrada, y
- el origen de (B.2) es uniformemente asintóticamente estable, entonces el origen del sistema interconectado (B.1) - (B.2) es uniformemente asintóticamente estable.