



UNIVERSIDAD
NACIONAL
DE COLOMBIA

CONTROL EN MODO DESLIZANTE BASADO EN FILTRO WASHOUT PARA CONTROL DE VELOCIDAD EN UN MOTOR DC

Hugo Velasco Muñoz

Universidad Nacional de Colombia
Departamento de Energía Eléctrica y Automática
Facultad de Minas
Medellín, Colombia
Septiembre 2021

CONTROL EN MODO DESLIZANTE BASADO EN FILTRO WASHOUT PARA CONTROL DE VELOCIDAD EN UN MOTOR DC

Hugo Velasco Muñoz

Trabajo final de maestría presentado como requisito parcial para optar al título de:

Magister en Ingeniería – Ingeniería Eléctrica

Director (a):

Ph.D., John Edwin Candelo Becerra

Codirector (a):

Ph.D. Alejandro Rincón Santamaría

Línea de Investigación:

Electrónica de potencia

Grupo de Investigación:

Grupo de Investigación en Procesamiento Digital de Señales para Sistemas en Tiempo Real

Universidad Nacional de Colombia

Departamento de Energía Eléctrica y Automática

Facultad de Minas Medellín, Colombia

Septiembre 2021

Dedicatoria

A mis padres

Hugo y Carmen por enseñarme desde niño los valores del coraje y la tenacidad.

“Sólo aquellos que se arriesgan a ir demasiado lejos posiblemente puedan averiguar hasta dónde se puede ir”

T. Eliot

Agradecimientos

Agradezco a Dios por guiar mis pasos y permitirme tener la oportunidad de continuar mi camino en el ámbito educativo.

Agradezco al director de este trabajo, el Doctor John Edwin Candelo Becerra, profesor de la Universidad Nacional de Colombia Sede Medellín, por el apoyo y la orientación para que este trabajo culminara de forma satisfactoria.

Agradezco a los profesores: Alejandro Rincón Santamaría, de la Universidad Católica de Manizales y Fredy Hoyos Velasco, Doctor en ingeniería línea automática de la Universidad Nacional de Colombia, por el apoyo y orientación en las diferentes fases de este proyecto.

Resumen

La precisión de los sistemas de control de motores en campo es influenciada por las incertidumbres y variaciones abruptas de carga y de los parámetros inherentes del sistema [1], [2] y [3]. Con el objetivo de implementar un método de control robusto y de fácil implementación, en este trabajo se presenta la aplicación de un método de control en modo deslizante basado en un filtro washout (SMC-w) para el control de velocidad en un motor DC de imán permanente. Para cumplir con este objetivo, se estudió la respuesta del sistema de control bajo variaciones de la señal de referencia y cambios en el torque de carga. Los resultados se contrastaron con el control convencional proporcional integral derivativo (PID) con el objeto de evaluar la eficiencia y el grado de mejora del control SMC-w frente a arquitecturas de control convencionales y de amplia difusión en la industria como el control PID.

Palabras clave: control de velocidad, filtro washout, motor DC, inversor, SMC-w.

Abstract

Sliding Mode Control based on Washout Filter for speed control in a DC Motor

The accuracy of field motor control systems is influenced by uncertainties and abrupt variations in load and inherent system parameters [1], [2] y [3]. In order to implement a robust and easy-to-implement control method, this paper presents the application of a sliding mode control method based on a washout filter (SMC-w) for speed control in a DC motor of permanent magnet. To meet this objective, the response of the control system under variations of the reference signal and changes in load torque was studied. The results were contrasted with the conventional proportional integral derivative (PID) control in order to evaluate the efficiency and degree of improvement of the SMC-w control compared to conventional control architectures and widely distributed in the industry such as PID control.

Keywords: speed control, washout filter, DC motor, inverter, SMC-w.

Contenido

	Pág.
Resumen	6
1. Introducción	14
1.1 Planteamiento del problema	18
1.2 Justificación	19
1.3 Objetivos.....	20
1.3.1 Objetivo General	20
1.4 Metodología.....	21
2. Marco teórico	23
2.1 Motores DC.....	23
2.1.1 Tipos de motores DC.....	25
2.2.2 Circuito equivalente motor DC de imán permanente.....	30
2.2 Convertidor Buck	31
2.3 Puente H.....	33
2.4 Control en modo deslizante (SMC) con filtro washout.....	33
3. Diseño del sistema de estudio	37
3.1 Implementación del modelo equivalente motor DC	37
3.2 Filtro de salida del inversor (puente H).....	38
3.2.1 Inductancia.....	38
3.2.2 Condensador.....	39
3.3 Diseño del controlador SMC basado en filtro washout	40
3.3.1 Filtro washout	40
3.3.2 Control en modo deslizante	41
3.4 Diseño del controlador PID.	44
4. Resultados del controlador SMC-w	46
4.1 Efecto del cambio en la señal de referencia ω_{mref}	47
4.1.1 Análisis de resultados en detalle.	48
4.1.2 Análisis de ciclo de trabajo	54
4.2 Efecto de los cambios del torque de carga.....	56
4.3 Contraste de resultados referidos en la literatura	64
5. Conclusiones y recomendaciones	68
5.1 Conclusiones	68
5.2 Recomendaciones	69

Lista de Figuras

	Pág.
Figura 2-1: Circuito equivalente simplificado de un motor DC [20].	24
Figura 2-2: Curva de magnetización de un motor DC [20].	25
Figura 2-3: Circuito equivalente de un motor DC de excitación independiente [20].	26
Figura 2-4: Circuito equivalente de un motor DC en derivación [20].	27
Figura 2-5: Circuito equivalente de un motor DC en serie [20].	28
Figura 2-6: Circuito equivalente de un motor DC [21].	30
Figura 2-7: Convertidor Buck DC-DC [22].	31
Figura 2-8: Convertidor de puente completo - puente H.	33
Figura 2-9: Puente H conectado al motor DC [17].	35
Figura 3-1: Implementación del modelo en diagrama de bloques para el motor DC en Simulink.	38
Figura 3-2: Medida de la corriente I_{out}	39
Figura 3-3: Implementación del filtro washout [17].	41
Figura 3-4: Implementación del controlador SMC con washout	42
Figura 3-5: Ley de control para el SMC con washout.	43
Figura 3-6: Diagrama global del sistema SMC con washout.	43
Figura 4-1: Comportamiento de la velocidad (ω_m), y error porcentual de seguimiento en el tiempo, bajo aplicación del control SMC con washout y control PID.	48
Figura 4-2: Detalle del comportamiento de la velocidad (ω_m) y el error porcentual de seguimiento en el tiempo, bajo aplicación del control SMC con washout y control PID (detalle de la Figura 4-1) para $\omega_{mref} =$ -200 rad/s	49

Figura 4-3:	Detalle del comportamiento de la velocidad (ω_m) y el error porcentual de seguimiento en el tiempo, bajo aplicación del control SMC con washout y control PID (detalle de la Figura 4-1) para $\omega_{mref} = 200 \text{ rad/s}$	50
Figura 4-4:	Detalle del comportamiento de la velocidad (ω_m) y el error porcentual de seguimiento en el tiempo, bajo aplicación del control SMC con washout y control PID (detalle de la Figura 4-1) para $\omega_{mref} = 400 \text{ rad/s}$	51
Figura 4-5:	Detalle del comportamiento de la velocidad (ω_m) y el error porcentual de seguimiento en el tiempo, bajo aplicación del control SMC con washout y control PID (detalle de la Figura 4-1) para $\omega_{mref} = 200 \text{ rad/s}$	52
Figura 4-6:	Detalle del comportamiento de la velocidad (ω_m) y el error porcentual de seguimiento en el tiempo, bajo aplicación del control SMC con washout y control PID (detalle de la Figura 4-1) para $\omega_{mref} = -200 \text{ rad/s}$	52
Figura 4-7:	Comportamiento de la velocidad y el ciclo de trabajo en el inversor.	54
Figura 4-8:	Relación del error con el ciclo de trabajo en el inversor.	55
Figura 4-9:	Comportamiento de la velocidad y corriente en el tiempo, sujeto a cambios en la velocidad de referencia ω_{mref}.	56
Figura 4-10:	Comportamiento del sistema en lazo cerrado bajo variaciones del torque de carga (TL) en el tiempo: (a) velocidad mecánica ω_m, (b) porcentaje de error de seguimiento, (c) corriente de armadura i_a, (d) torque de carga TL, (e) ciclo de trabajo, (f) voltaje de entrada del motor V_c.	59
Figura 4-11:	Detalle del comportamiento del sistema en lazo cerrado sujeto a variaciones en el torque de carga TL: (a) velocidad ω_m, (b) Error porcentual, (c) cambios en el torque de carga TL.....	61
Figura 4-12:	Detalle del comportamiento del sistema en lazo cerrado sujeto a variaciones en el torque de carga TL: (a) Ciclo de trabajo, (b) torque de carga TL.	64
Figura 4-13:	Comportamiento del sistema en lazo cerrado bajo variaciones del torque de carga (TL) en el tiempo: (a) velocidad mecánica ω_m, (b) porcentaje de error de seguimiento, (c) voltaje de entrada del motor V_c, (d) torque de carga TL.....	67
Figura A-1:	Implementación del controlador PID en Simulink	70

Lista de tablas

	Pág.
Tabla 3-1: Regla de sintonización de Ziegler-Nichols (primer método) [24].....	45
Tabla 4-1: Parámetros del sistema inversor – motor y el control SMC con washout.	46
Tabla 4-2: Detalle de los cambios de ω_{mref} y el tiempo en el que fueron aplicados.	47
Tabla 4-3: Compilación de características o desempeño o respuesta del sistema usando SMC washout y PID.	53

Lista de Símbolos y abreviaturas

Abreviaturas

Abreviatura	Término
<i>D</i>	Ciclo de trabajo
<i>DC / CC</i>	Corriente directa
<i>MOSFET</i>	Transistor de efecto de campo metal- óxido semiconductor
<i>ODE</i>	Mecanismos de solución de ecuaciones diferenciales ordinarias
<i>PID</i>	Proporcional integral derivativo
<i>PMDC</i>	Motor corriente directa de imán permanente
<i>PWM</i>	Modulación por ancho de pulsos
<i>SMC-w</i>	Control en modo deslizante con filtro washout
ΔV	Variación de voltaje

1.Introducción

Los motores de corriente directa (DC) son utilizados en configuraciones industriales complejas como laminadoras, ascensores, manipuladores robóticos y acerías [4], [5], [1]. Es común realizar el control de motores DC a través de variaciones en la corriente de campo o el voltaje del inducido. Sin embargo, las perturbaciones externas, las incertidumbres, y ciertas características no-lineales afectan el desempeño del control sobre los motores [1]. Actualmente se están utilizando convertidores de potencia, estos facilitan el control de la energía y por ende las variables a controlar.

Las estrategias de control proporcional integral (PI) y proporcional integral derivativo (PID) se han consolidado como las estrategias de control más comunes en entornos industriales dada su simplicidad y buena eficacia. Sin embargo, no son muy robustos cuando se presentan incertidumbres, variaciones de parámetros y cambios rápidos de carga. La óptima sintonización de los parámetros de los controladores PI y PID en sistemas cuyos modelos son inciertos o están sujetos a incertidumbres, se ha constituido en una tarea difícil de llevar a cabo y que incide en el tiempo de respuesta y la precisión de los sistemas de control.

Se han planteado estrategias de control avanzadas para mejorar el desempeño de los sistemas de control aplicados en motores de DC, con la finalidad de evitar ruidos indeseados y tener una mejor eficiencia en el controlador. En la actualidad, los enfoques más comunes en investigación se centran en los siguientes campos: combinación del control PID con otras estrategias de control [2] (generalmente algoritmos evolutivos de inteligencia artificial); control robusto, adaptativo, predictivo, y por modos deslizantes (SMC). Todo esto con el fin de conformar un control eficiente y autoadaptable.

En la literatura, se han propuesto variadas estrategias para mejorar el desempeño de los sistemas de control de motores de corriente directa (DC) alimentados por convertidores de potencia. En [6] se propone un control proporcional integral (PI) no lineal para la regulación de la velocidad en el motor, que mejora el rendimiento dinámico del sistema ante perturbaciones y variaciones de carga. Un control PID de orden fraccional (FO-PID) con optimización por enjambre de partículas (PSO) es tratado en [7] para el control de velocidad de un motor alimentado por un convertidor Buck y que mejora la eficiencia del control con menores esfuerzos.

El control SMC es eficaz para abordar el efecto de las perturbaciones externas y las incertidumbres del modelo, al tiempo que logra una convergencia del error de seguimiento hacia valores pequeños [2], [8] y [9]. No obstante, los controladores basados por modos deslizantes presentan con frecuencia el llamado efecto chattering u oscilaciones de alta frecuencia.

Un enfoque de control por modo deslizante basado en observadores de perturbaciones (DOB-SMC) es propuesto en [10]. Las pruebas de simulación evidenciaron la eficacia del sistema de control en la estimación y el rechazo de perturbaciones en tiempo real. Sin embargo, el incremento de la robustez en la acción de control tuvo la consecuencia del efecto chattering.

Los trabajos [2], [9] y [11] se han enfocado en la solución del problema del chattering y en el mejoramiento del rendimiento del SMC convencional. En [2] se utiliza una función de potencia como reemplazo al método de aproximación exponencial para el control de motores lineales síncronos de imanes permanentes (PMSLM). La utilización de una ley de alcance exponencial mejorada aplicado en variadores PMSM es tratada en [9]. Y un PMSM de segundo orden se controla a través de un control por modo deslizante no singular de tiempo fijo global (GNFTSMC) en [11], los resultados demuestran que el sistema responde de una forma más fluida y rápida, a la vez que evitan el problema de la singularidad.

El ajuste óptimo de los parámetros de los controladores PID, SMC, y sus variantes, se constituye en uno de los temas de estudio con mayor relevancia durante la última década. Y es que las condiciones de trabajo de los sistemas de control por lo general implican características dinámicas, y aleatorias, a las que el sistema de control debe adaptarse para producir unos índices de calidad adecuados en términos de estabilidad. A través de las metaheurísticas se ha abordado esta temática creando estrategias divergentes y algoritmos evolutivos, con el fin de

encontrar la mejor solución posible en tiempo real. Bajo este enfoque en [1], se presenta un control de velocidad para un motor DC basado en un SMC combinado con un algoritmo de optimización de colonia de hormigas. En comparación con el ajuste manual de los parámetros del SMC, la sintonización por medio del algoritmo de optimización permite obtener una respuesta bastante precisa frente a grandes variaciones paramétricas y perturbaciones externas.

La integración de las técnicas de control avanzadas en la industria ha sido limitada, producto entre otras de la complejidad en las reglas de control y el costo computacional necesario para el alcance de la robustez frente a perturbaciones complejas del par de carga en un motor DC. En este sentido se hace necesario la búsqueda de una configuración que proporcione las prestaciones del control lineal (fácil implementación y buen rendimiento) y el control no-lineal (buena respuesta a incertidumbres y variación de parámetros, además de una adaptabilidad dinámica de la configuración de control). El equilibrio entre sencillez de implementación y robustez se constituye como uno de los objetivos de estudio por excelencia, ya que de esta forma se facilita la aplicación de nuevas estrategias de control en entornos prácticos de la industria.

En este sentido existe en la literatura una estrategia de control sencilla y que presta un buen desempeño en los sistemas en los que se aplica. Esta estrategia se fundamenta en el método de control SMC con un filtro de washout (SMC-w). El SMC-w permite el rechazo de perturbaciones y ofrece niveles de robustez frente a variaciones de carga [12], [13], [14], [15].

En [13], un convertidor de potencia se controla a través de un SMC-w, bajo diferentes tipos de cargas como; cargas de impedancia constante (CIL), cargas de potencia constante (CPLs) no-lineales y una combinación de ambas. Además, se realizaron diagramas de bifurcación, representando el valor de estado estacionario del voltaje regulado y el error de seguimiento en función del parámetro de control k , asociado al controlador PWM. Los resultados mostraron que la estrategia propuesta estabiliza el voltaje en la barra DC de una forma más rápida y con un error de estado estable bajo en comparación con técnicas de control como PID y SMC convencionales bajo cargas variables.

En [14], un convertidor Buck-Boost bidireccional CC-CC en un sistema de batería solar con carga CC se controla a través de un SMC-w, logrando un funcionamiento estable de la barra DC y un equilibrio de potencia sostenido del sistema. Además, el desempeño transitorio del SMC-w se

comparó con el PID convencional para los casos de irradiación solar variable y cambios de carga. El SMC-w logró un sobreimpulso de voltaje más bajo y una convergencia más rápida del error de salida a su estado estable.

El análisis de bifurcaciones permite determinar una región de operación segura para el controlador. Este análisis es tratado para un controlador con SMC-w en [13] y [15] mediante el estudio de la robustez de un esquema de rechazo de perturbaciones. El filtro de washout elimina las entradas de estado estable y permite el paso de las entradas transitorias asegurando que todos los puntos de equilibrio del sistema original se conserven.

Si bien existe evidencia de investigaciones que involucran SMC-w para el control de voltaje en microrredes. No se registra evidencia en la literatura de su aplicación para el control de velocidad de motores de DC a través de inversores.

1.1 Planteamiento del problema

En la práctica el control de un motor DC, se realiza en presencia de diversos tipos de cargas e incertidumbres de parámetros. El orden relativamente alto de la dinámica del sistema también dificulta el diseño del control. Con frecuencia, los controladores PID convencionales no ofrecen la robustez requerida para estas condiciones [16]. Entonces, se consideran varias técnicas de control avanzado para el control en motores DC, y que proporcionan una respuesta efectiva frente a las incertidumbres. Sin embargo, estas no han sido adoptadas ampliamente en la práctica ya sea por su complejidad, elevado costo computacional o un significativo número de parámetros de ajuste. Debido a esto, el control de motores DC se convierte en un área de investigación muy activa en electrónica de potencia y en teoría de control.

El alcance de un cierto grado de equilibrio entre robustez y practicidad se constituye como uno de los objetivos de mayor demanda en la búsqueda de nuevas estrategias de control. Bajo esta perspectiva se ha formulado la problemática de la investigación en torno a las siguientes preguntas: ¿Qué ventajas y/o desventajas presenta la estrategia SMC-w, en el control de velocidad de motores DC de imán permanente respecto a arquitecturas de control convencionales como el control PID?; y ¿Es posible el alcance de un cierto grado de equilibrio entre robustez y practicidad con un SMC-w?

1.2 Justificación

La investigación sobre el control de motores corresponde a un área de estudio muy dinámica y de gran importancia dadas sus aplicaciones en múltiples campos. Sin embargo, la búsqueda de configuraciones cada vez más eficientes y óptimas han afectado su valía para una aplicación práctica en la industria. Y es que el logro de un balance entre eficiencia y sencillez de diseño constituye una línea de estudio muy apreciable, sobre todo por su potencial de aplicación y aceptación por parte del sector industrial.

La combinación de convertidores DC-DC con motores DC para el alcance de un arranque suave de accionamientos tiene ventajas en la práctica. Por ejemplo, permite una aplicación justa de voltaje de acuerdo con la demanda de velocidad requerida. No obstante, el alcance de un alto rendimiento en el control de estos sistemas está claramente limitado por la influencia de perturbaciones e incertidumbres de variadas fuentes.

Esta investigación se realiza con el objetivo de analizar si las propiedades y características del control SMC-w, como son: desempeño eficiente, control robusto y sencillez de diseño [12], [13], [17] y [18] son aplicables al control de motores DC de imán permanente, en específico al control de velocidad bajo el efecto de incertidumbres y variaciones paramétricas.

El alcance de los objetivos de control con índices de desempeño eficientes en términos de estabilidad, tiempo de establecimiento, y máximo sobreimpulso sobre arquitecturas de control ya maduras en aplicaciones industriales como el control PID, puede eminentemente contribuir a la apertura de nuevas perspectivas y estrategias para la búsqueda del complejo balance entre costo – robustez.

1.3 Objetivos

1.3.1 Objetivo General

Diseñar un controlador en modo deslizante basado en filtro washout para control de velocidad en un motor DC.

Objetivos específicos

- Implementar un driver de velocidad ajustable para el control del Motor DC.
- Diseñar un controlador basado en filtro washout para el control de la velocidad de un Motor DC.
- Controlar globalmente tanto al inversor como al motor DC con la técnica de control

1.4 Metodología

La metodología de este proyecto de investigación es teórica, con una implementación enfocada en simulaciones. La estrategia, tiene como punto de partida, el análisis, la revisión teórica y los precedentes sobre los conceptos y teorías relevantes para el desarrollo de la investigación, lo que implica el estudio de los diferentes tipos de motores de DC, convertidores Buck y su derivación (puente H). Además, del estudio teórico de la técnica de control por modo deslizante basado en un filtro washout.

La siguiente fase consiste en la simulación de los distintos casos de estudio; en particular variaciones en la referencia de velocidad y en el torque de carga. Estas simulaciones se realizan empleando el software MATLAB y Simulink. Es necesario precisar que los resultados de los diferentes casos de estudio están condicionados por las aproximaciones de los métodos numéricos ya programados en MATLAB (ODE).

La última fase consiste en el análisis y validación de los resultados, para tal efecto se comparan los resultados del control SMC-w contra una estrategia de control convencional como es el control PID. Además, se realiza el contraste contra estudios existentes en la literatura que tratan motores de similares características. Todo esto, con el fin de determinar el desempeño de la técnica de control y el grado de aplicabilidad de la configuración propuesta en este trabajo.

Las contribuciones de este trabajo con respecto a la literatura son las siguientes: 1) se aplica la técnica SMC-w para regular la velocidad en un motor DC de imán permanente a través de un inversor Puente H; 2) se evalúa el comportamiento dinámico del control SMC-w bajo variaciones de la señal de referencia y el torque de carga; y 3) se analiza la eficiencia del SMC-w en comparación con el controlador PID bajo los mismos escenarios.

El trabajo está estructurado de la siguiente forma; en el capítulo 2 se describen y analizan los diferentes tipos de motores DC, así como los fundamentos matemáticos del filtro washout y el control SMC. En el capítulo 3 se implementa tanto el modelo equivalente del motor DC seleccionado como el inversor puente H, y se realiza el diseño e implementación

del método de control SMC-w. En el capítulo 4 se analizan y discuten los resultados, y en el último capítulo se presentan las conclusiones y recomendaciones generales.

2. Marco teórico

2.1 Motores DC

Un motor DC es una máquina eléctrica que transforma la energía eléctrica de corriente directa en energía mecánica para producir movimiento. Entre las ventajas que aportan estos motores se encuentran: operaciones más suaves, control de aceleración y desaceleración, compensación de las variables en procesos cambiantes, permite posicionamientos de alta precisión, control del par del motor y ahorro de energía. Sin embargo, presentan un mayor costo en comparación con los motores de corriente alterna, requieren equipos especiales de arranque y control, y presentan ciertas inestabilidades cuando hay variaciones de carga [19].

En la Figura 2-1 se muestra el circuito equivalente de un motor DC. En esta figura, el circuito del inducido está representado por una fuente ideal de voltaje e_a (voltaje interno generado) y una resistencia R_a , que representan la estructura total del rotor. La inductancia L_F y la resistencia R_F representan las bobinas de campo que producen el flujo magnético en el generador. En el circuito equivalente simplificado, R_F es el resultado de la agrupación de la resistencia interna de las bobinas de campo y una resistencia exterior variable que se utiliza para regular la corriente en el circuito de campo. Además, i_a corresponde a la corriente de armadura (rotor) en el motor [20].

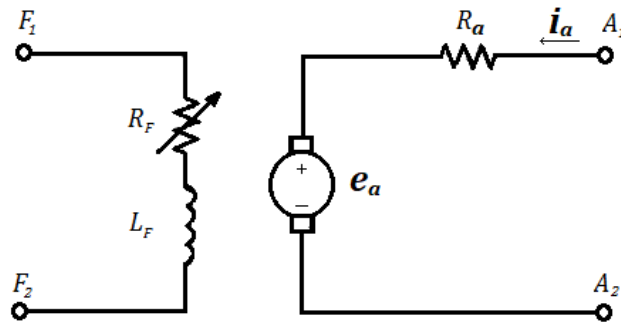


Figura 2-1: Circuito equivalente simplificado de un motor DC [20].

El voltaje interno generado está dado por la ecuación (2.1), donde K es una constante que depende de las características de construcción del motor, ϕ es el flujo y ω es la velocidad de rotación.

$$e_a = K\phi\omega \quad (2.1)$$

y el par inducido está dado por la ecuación (2.2)

$$\tau_{ind} = K\phi i_a \quad (2.2)$$

Curva de magnetización de una máquina DC

De la ecuación (2.1) se puede observar que e_a es directamente proporcional al flujo de la máquina y a la velocidad de rotación de la misma. La corriente de campo i_F genera una fuerza magnetomotriz de campo ($F = N_F i_F$) que produce un flujo en la máquina. Dado que la corriente de campo es directamente proporcional a la fuerza magnetomotriz y e_a es directamente proporcional al flujo, es común representar la curva de magnetización en términos de e_a vs i_F a una velocidad ω (Figura 2-2). La curva de magnetización aporta información para el diseño de los motores DC. Por ejemplo, es común utilizar el punto de saturación como el límite recomendable para la potencia de salida del motor, operar por encima de esta cota no es eficiente ya que se requiere esfuerzos de corriente de campo muy altos para cubrir los requerimientos del voltaje del inducido.

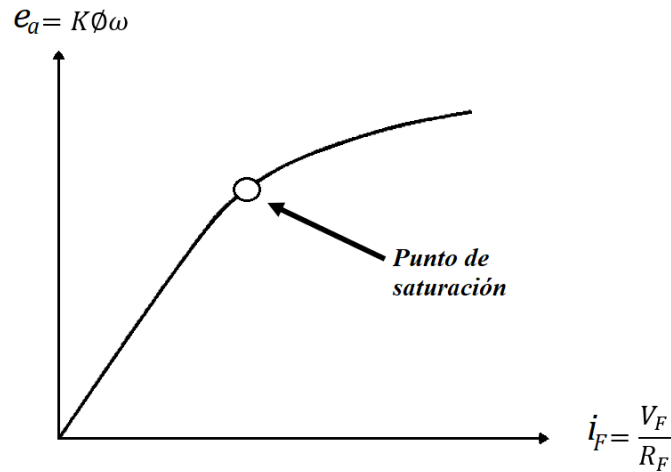


Figura 2-2: Curva de magnetización de un motor DC [20].

En términos generales a través de un análisis de mallas de Kirchhoff del circuito del inducido, la curva de magnetización y las ecuaciones (2.1) y (2.2), se puede analizar el comportamiento y funcionamiento de un motor DC [20].

En la siguiente sección se realiza una clasificación con base en el tipo de excitación presente en los motores DC.

2.1.1 Tipos de motores DC

Suponiendo una entrada de voltaje constante, en [20] se clasifican los motores DC en cinco clases:

Motor DC con excitación separada

Un motor DC con excitación separada es un motor cuyos circuitos de inductor e inducido son alimentados por fuentes de voltaje constantes e independientes, tal y como se describe en la Figura 2-3.

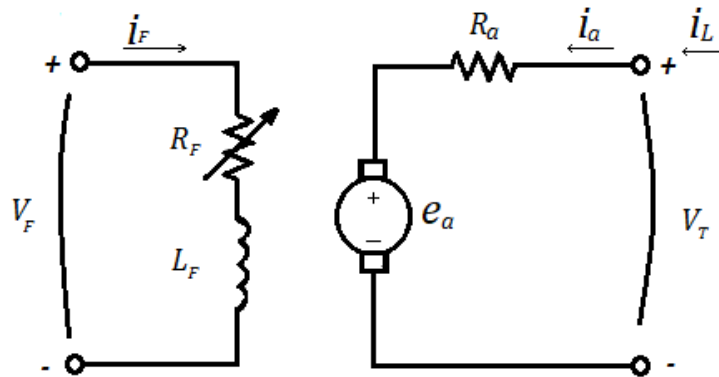


Figura 2-3: Circuito equivalente de un motor DC de excitación independiente [20].

En la Figura 2-3, V_T es el voltaje en los terminales, i_F es la corriente de campo que produce la fuerza magnetomotriz de campo, V_F es el voltaje de campo e i_L es la corriente de línea.

$$V_T = e_a + i_a R_a \quad (2.3)$$

$$i_F = \frac{V_F}{R_F} \quad (2.4)$$

$$i_L = i_a \quad (2.5)$$

Motor DC con excitación en derivación

El motor de excitación en derivación o motor shunt es un motor cuyo circuito de campo (inductor) está conectado en paralelo con los terminales del inducido del motor. Si se supone que el voltaje de alimentación es constante, no hay una diferencia significativa en el comportamiento entre el motor de excitación independiente y el motor en derivación. En la Figura 2-4 se representa el esquemático del circuito equivalente para el motor en derivación.

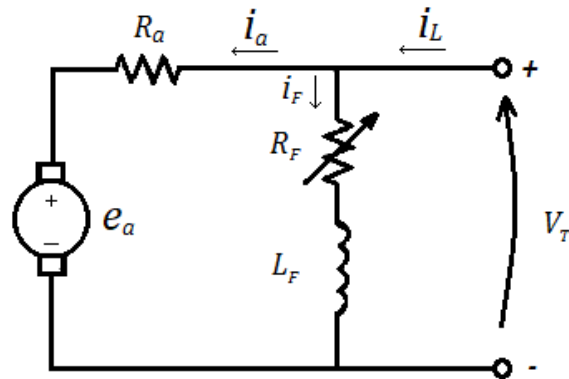


Figura 2-4: Circuito equivalente de un motor DC en derivación [20].

$$V_T = e_a + i_a R_a \quad (2.6)$$

$$i_F = \frac{V_T}{R_F} \quad (2.7)$$

$$i_L = i_a + i_F \quad (2.8)$$

El control de velocidad en motores DC shunt, se puede realizar modificando la resistencia de campo R_F o ajustando el voltaje en los terminales, aplicado al inducido [20].

Motor DC de imán permanente

Un motor DC de imán permanente (PMDC) es un motor cuyos polos están hechos de imanes permanentes. Entre las ventajas más significativas de estos motores es que no requieren de un circuito de campo externo (logrando así adaptarse a configuraciones de espacio y costo limitadas), y no presentan las pérdidas en el cobre de los motores en derivación. Sin embargo, los motores PMDC no pueden producir tan alta densidad de flujo como la de un campo externo en derivación. A causa de lo anterior, el motor PMDC tendrá un par inducido τ_{ind} , menor que el de un motor en derivación. Además, los motores PMDC tienen el riesgo de la desmagnetización. Este fenómeno puede ocurrir por dos causas básicamente: un aumento desproporcionado de la corriente del inducido o por calentamiento excesivo en periodos prolongados de sobrecarga [20].

En un motor PMDC el flujo es fijo. Dada esta característica los únicos métodos de control de velocidad disponibles son los de control de voltaje del inducido y control de la resistencia del inducido [20].

Motor DC serie

En un motor DC serie es un motor cuyo devanado de campo está conectado en serie con el circuito del inducido. En un motor DC serie, la corriente del inducido i_a , la corriente de campo i_F y la corriente de línea i_L son iguales. Por ley de voltajes de Kirchhoff el voltaje en terminales V_T para este motor está determinado por la ecuación (2.9). Donde R_F es la resistencia de campo y R_a es la resistencia de armadura.

$$V_T = e_a + i_a(R_a + R_F) \quad (2.9)$$

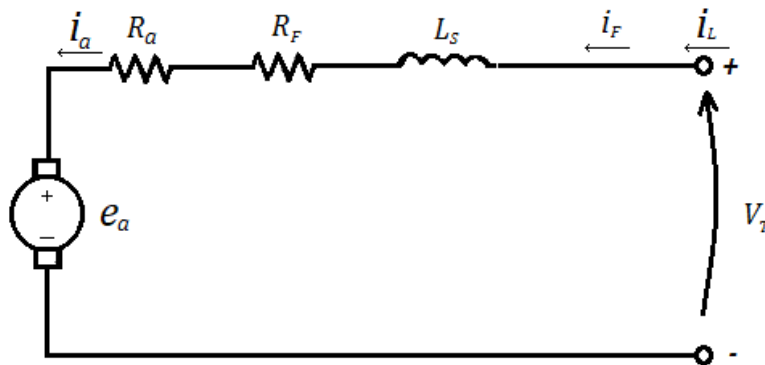


Figura 2-5: Circuito equivalente de un motor DC en serie [20].

El par inducido en esta máquina está dado por la ecuación (2.10)

$$\tau_{ind} = K\phi i_a \quad (2.10)$$

En este motor el flujo ϕ es directamente proporcional a la corriente del inducido i_a . Luego, el flujo puede representarse por:

$$\phi = c i_a \quad (2.11)$$

Donde c es una constante de proporcionalidad. Reemplazando la ecuación (2.11) en (2.10) se tiene:

$$\tau_{ind} = K\phi i_a = Kc i_a^2 \quad (2.12)$$

De la ecuación anterior se puede notar que el par del motor es proporcional al cuadrado de la corriente del inducido, de ahí que el motor serie produzca más par por amperio que cualquier otro motor DC. Esta característica los hace idóneos para aplicaciones que requieren pares muy altos (como los motores de arranque de las máquinas de gran potencia).

Una de las desventajas de este tipo de motores es que el par nunca puede llegar a cero, si no se conecta alguna carga al motor, éste puede girar con una rapidez exagerada causando daños graves en el motor [20].

Motor DC compuesto

Un motor DC compuesto es aquel que tiene campo en derivación y campo en serie. De acuerdo con el flujo de corrientes este tipo de motores se pueden clasificar en motores DC compuesto acumulativo y diferencial. En el acumulativo, las fuerzas magnetomotrices resultantes se suman y el diferencial se restan. En cierto grado, el motor DC compuesto acumulativo combina las mejores características del motor en derivación y del motor serie. Sin embargo, el motor DC compuesto diferencial es inestable, tiende a embalsarse y es imposible arrancarlo.

Dados sus problemas de estabilidad el motor diferencial no es utilizado. Sin embargo, si se invierte la dirección del flujo de potencia en un generador compuesto acumulativo, puede resultar en un motor diferencial. Esta última situación requiere de una acción de disparo en el caso de que se detecte una inversión del flujo de potencia [20].

2.2.2 Circuito equivalente motor DC de imán permanente

En la Figura 2-6 se muestra la conversión entre la potencia eléctrica y mecánica. El flujo de la corriente de armadura i_a produce un torque electromagnético $T_{em} (= k_T i_a)$ necesario para el giro de la carga a una velocidad ω_m . A través de los terminales del inducido, la rotación induce un voltaje $e_a (= k_e \omega_m)$ [21].

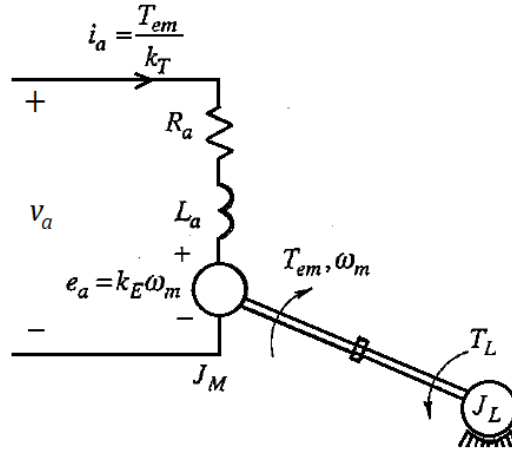


Figura 2-6: Circuito equivalente de un motor DC [21].

En la parte eléctrica cuando v_a supera el voltaje e_a hace que fluya una corriente i_a . En lazo cerrado la ecuación que describe este comportamiento quedaría así:

$$-v_a + R_a i_a + \frac{L_a di_a}{dt} + e_a = 0 \quad (2.13)$$

Como $e_a = k_E \omega_m$, la ecuación (2.13) también se puede escribir como

$$\frac{di_a(t)}{dt} = \frac{-k_e}{L_a} \omega_m(t) + \frac{-R_a}{L_a} i_a(t) + \frac{v_a}{L_a}, \quad (2.14)$$

En la parte mecánica, cuando el torque electromagnético supera al torque de carga T_L , se produce una aceleración $\frac{d\omega_m}{dt}$ que se describe en la siguiente ecuación [17]:

$$\frac{d\omega_m(t)}{dt} = \frac{-\beta \omega_m(t)}{J_{eq}} + \frac{k_T i_a(t)}{J_{eq}} + \frac{-T_{fric}}{J_{eq}} + \frac{-T_L}{J_{eq}}, \quad (2.15)$$

Las ecuaciones (2.14) y (2.15) representan el motor DC y la carga mecánica [17]. Este es un modelo de segundo orden, donde las variables de estado son la velocidad del motor ω_m (rad/s) y la corriente de armadura i_a (A). k_E representa la constante eléctrica del motor (V/rad/s). L_a es la inductancia de armadura (mH). R_a es la resistencia de armadura (Ω). v_a es el voltaje en el motor (V). β es el coeficiente de fricción viscosa (N·m/rad/s). J_{eq} momento de inercia del motor y la carga ($\text{kg}\cdot\text{m}^2$). k_T es la constante de torque del motor (N·m/A). T_{fric} es el torque de fricción (N.m). T_L es el torque de carga (N.m) y J_L es el momento de inercia de la carga ($\text{kg}\cdot\text{m}^2$)

2.2 Convertidor Buck

El convertidor Buck idealizado se muestra en la Figura 2-7. Se supone que el voltaje de entrada V_{in} es constante [22]. El voltaje de salida V_{out} depende del ciclo de trabajo D . Se supone que el condensador C es lo suficientemente grande de modo que V_{out} y la corriente de salida I_{out} son esencialmente constantes. En operación normal, el circuito está en “conducción continua” en tanto que $i_L > 0$.

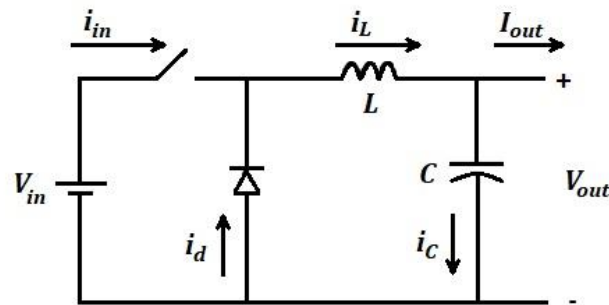


Figura 2-7: Convertidor Buck DC-DC [22].

En la Figura 2-7, i_{in} es la corriente de entrada del convertidor, i_d es la corriente que pasa a través del diodo, i_L es la corriente que pasa por el inductor L , e i_C es la corriente que pasa por el capacitor C .

Se supone que el circuito no tiene pérdidas, por lo tanto $P_{in} = P_{out}$, de modo que:

$$V_{in} \cdot i_{in_promedio} = V_{out} \cdot I_{out} \tag{2.16}$$

Suponiendo conducción continua, el circuito tiene dos topologías: interruptor cerrado e interruptor abierto. La relación entre el V_{in} y el V_{out} viene dado por la siguiente expresión [13].

$$V_{out} = V_{in}D \quad (2.17)$$

En el límite máximo de conducción continua, $D \rightarrow 0$, y L viene dado por la expresión (2.18), donde f es la frecuencia de conmutación [22]:

$$L > \frac{V_{in}}{8I_{out}f} \quad (2.18)$$

La conducción continua se puede alcanzar con mayor facilidad para los casos en los que I_{out} y f son grandes.

Desde que $D(1 - D) \leq \frac{1}{4}$, la fluctuación de voltaje pico a pico en el capacitor ΔV se limita a [22]:

$$\Delta V \leq \frac{V_{in}}{32CLf^2} \quad (2.19)$$

Ahora se despeja C , para encontrar el límite de su valor.

$$C \leq \frac{V_{in}}{32(\Delta V)Lf^2} \quad (2.20)$$

En la Figura 2-7 el diagrama equivalente depende del estado del interruptor. Para el convertidor Buck, el voltaje de salida se puede ajustar manipulando el interruptor entre los estados ON y OFF.

2.3 Puente H

Un convertidor de puente completo o puente H, es un circuito electrónico que consta de cuatro transistores y que permite el control eficiente de velocidad en motores DC en ambos sentidos de giro. Los convertidores de puente completo se derivan de los convertidores Buck [21].

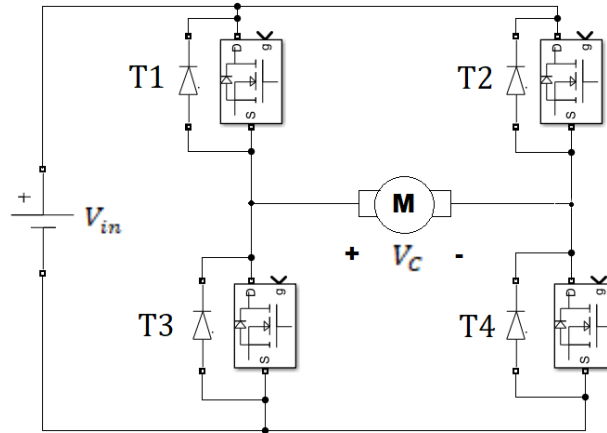


Figura 2-8: Convertidor de puente completo - puente H.

Como se muestra en la Figura 2-8 el circuito permite la conducción en ambos sentidos. Si los transistores T1 y T4 están encendidos simultáneamente, el voltaje de salida V_c es positivo y el motor gira en un sentido, mientras que, si los transistores T2 y T3 están encendidos simultáneamente, el voltaje de salida V_c es negativo. Mediante la técnica de control por modulación de ancho de pulso (PWM) y SMC-w se puede realizar el control de la velocidad en un motor DC, actuando sobre los cuatro transistores del convertidor.

2.4 Control en modo deslizante (SMC) con filtro washout

La aplicación de filtros washout en conjunto con controladores SMC se utilizan para el rechazo de las perturbaciones de carga. Un filtro de washout es un filtro lineal de paso alto que elimina las entradas de estado estable y permite el paso de entradas transitorias. La aplicación del filtro garantiza que todos los puntos de equilibrio del sistema original sean preservados en el sistema controlado [15].

La función de transferencia de un filtro de washout típico viene dada por

$$G_F(s) = \frac{s}{s+w} = 1 - \frac{w}{s+w} \quad (2.21)$$

Donde w denota el recíproco de la constante de tiempo del filtro. En [15] se analiza la estabilidad y robustez de un convertidor Boost DC-DC controlado mediante un SMC con washout. Describen que, al filtrar la corriente del inductor x , es posible generar una nueva señal x_F , donde z es una variable auxiliar que se utiliza para satisfacer la ecuación de salida.

$$x_F = x - z \quad (2.22)$$

Luego, el efecto del filtro de washout se puede representar por medio de una ecuación diferencial adicional, de la siguiente forma

$$\frac{dz}{dt} = w(x - z) \quad (2.23)$$

Donde z representa la componente de baja frecuencia de la señal x . Cuando el sistema está en equilibrio x y z son iguales, por lo que $(x - z)$ trabaja como una medida de error que alimenta al controlador SMC solo durante los transitorios [12].

Luego, se define un límite de conmutación adecuado o colector deslizante Σ , mediante la expresión:

$$h(x) = y - y_r + k(x - z) = 0 \quad (2.24)$$

Donde,

y_r = Voltaje normalizado en el punto de operación.

k = Parámetro de control.

La ley de control de modo deslizante (SMC) se define por [15]:

$$u = \begin{cases} 0, & \text{si } h(x) < 0 \\ 1, & \text{si } h(x) > 0 \end{cases} \quad (2.25)$$

Una de las características del filtro washout radica en que su salida desaparece en estado estable. Provocando que los puntos de pseudo-equilibrio no se vean afectados por los cambios de carga. Esta característica del controlador se menciona en [15].

En la Figura 2-9 se detalla el esquemático de la conexión del inversor con el motor DC. Nótese que la configuración a través del puente H permite la operación del motor en ambos sentidos.

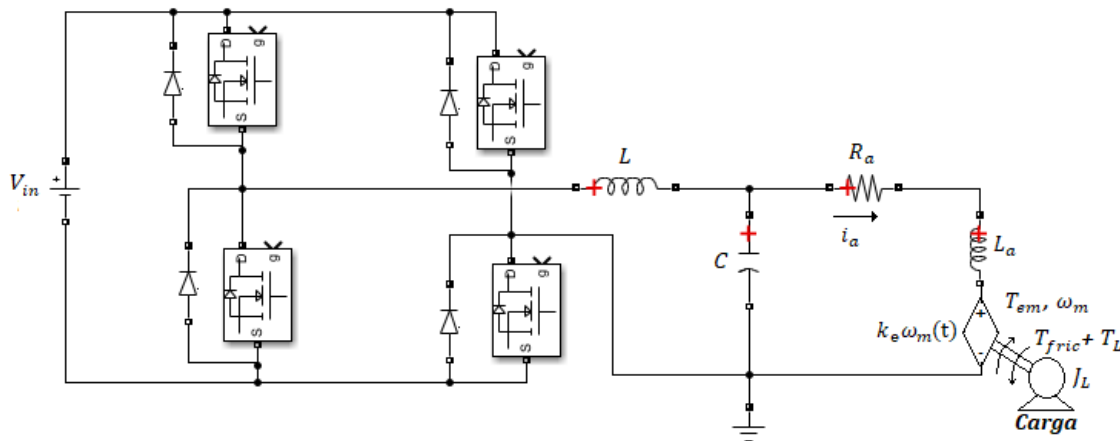


Figura 2-9: Puente H conectado al motor DC [17].

La Figura 2-10 muestra el diagrama general del controlador SMC-w aplicado al puente H para el control de un motor DC. Los sensores miden las señales de velocidad ω_m y corriente i_a en el motor DC, con base en esta información el sistema de control transmite la señal de salida a través de una señal PWM en función de la referencia ω_{mref} , actuando sobre los transistores del puente H de modo que se ajuste los niveles de voltaje en función de la respuesta deseada. Los parámetros k y w corresponden a parámetros de entrada del controlador SMC-w.

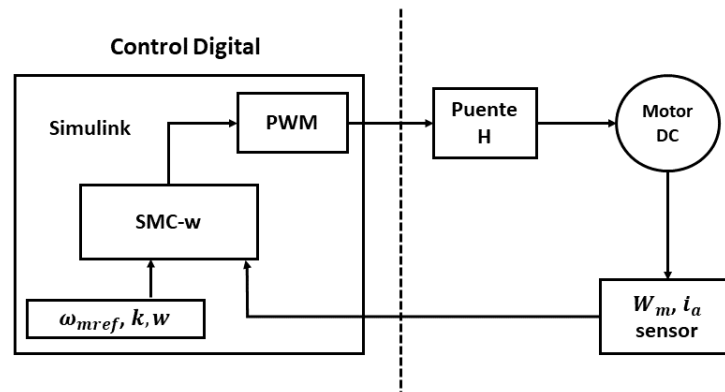


Figura 2-10: Control de velocidad mecánica de un motor DC mediante un SMC con filtro washout [13]

La descripción y análisis de los fundamentos teóricos permite: 1) establecer las principales características de los motores DC; 2) comprender el funcionamiento de los convertidores y los filtros LC; 3) establecer las pautas para el diseño del control SMC-w y su posterior implementación en Simulink.

3. Diseño del sistema de estudio

A continuación, se presenta el diseño del controlador SMC-w para un motor DC de imán permanente, comenzando por la implementación del motor DC, el diseño del filtro LC y finalizando con el diseño del controlador SMC-w.

3.1 Implementación del modelo equivalente motor DC

Para este trabajo se utilizará el motor DC de imán permanente, dadas sus características de estructura simple, bajas pérdidas, alta precisión y un mantenimiento simple [2]. Para la implementación en diagrama de bloques del motor DC en Simulink, inicia con el análisis de la ecuación (2.15). A esta ecuación se le aplica la integral en ambos lados de la ecuación con el fin de obtener la velocidad mecánica del motor $\omega_m(t)$ (ver Ecuación(3.1)).

$$\omega_m(t) = \int \left(\frac{-\beta\omega_m(t) + k_t i_a(t) - T_{fric} - T_L}{J_{eq}} \right) dt \quad (3.1)$$

En la Figura 3-1 se detalla la implementación del modelo equivalente para el motor DC de imán permanente. En esta figura el circuito inducido está representado por una fuente variante de voltaje ($e_a = k_e \omega_m$), una resistencia de armadura R_a y una inductancia de armadura L_a . La constante k_e depende de las características de construcción del motor y la velocidad del rotor ω_m se obtiene aplicando la ecuación (3.1).

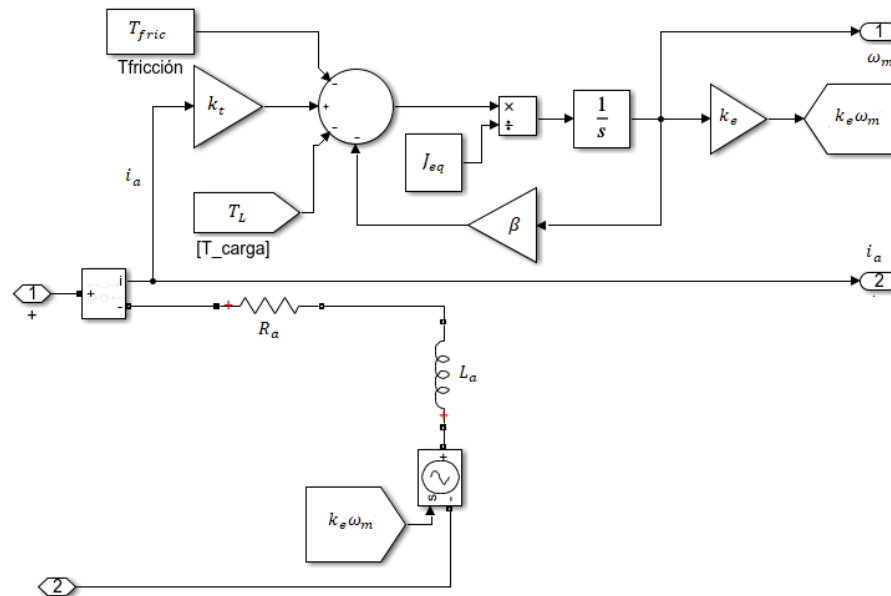


Figura 3-1: Implementación del modelo en diagrama de bloques para el motor DC en Simulink.

Los parámetros del motor DC de imán permanente son los siguientes: 250 W (potencia nominal), 42 V CC (voltaje de entrada), 6 A (corriente) y 4000 RPM (velocidad) [3].

3.2 Filtro de salida del inversor (puente H)

Tiene como objetivo la reducción de los rizados de tensión y corriente procedentes de la conmutación de los transistores. Para el diseño se ha estimado un máximo de rizado del 3%.

3.2.1 Inductancia.

Con el objeto de diseñar un filtro de salida del inversor acorde con las características del sistema analizado; primero se procede a determinar el valor de la inductancia L con base en la ecuación (2.18). Esta expresión relaciona el voltaje de entrada V_{in} , la corriente de salida I_{out} y la frecuencia de muestreo f . Para efectos del diseño del filtro, tanto la corriente de salida I_{out} como el voltaje de entrada V_{in} , se han considerado al 50% de su valor nominal, proporcionando un rango de acción al sistema.

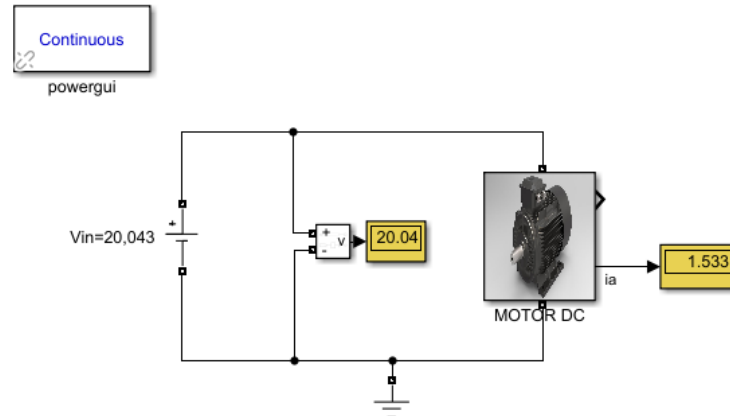


Figura 3-2: Medida de la corriente I_{out} .

$$V_{in} = 20.043 \text{ V}$$

$$I_{out} = 1.533 \text{ A}$$

$$f = 20000 \text{ Hz}$$

Luego, se reemplaza los valores V_{in} , I_{out} , y f en la ecuación (2.18) con el objeto de encontrar un valor adecuado para la inductancia L del filtro LC .

$$L > \frac{20,043}{8(1,533)(20000)}$$

$$L > 0,000081875$$

Como L debe ser mayor al valor calculado, para el diseño se ha considerado $L = 82 \mu\text{H}$.

3.2.2 Condensador

El valor del condensador se ha calculado con base en la ecuación (2.20)

$$C \leq \frac{V_{in}}{32(\Delta V)Lf^2}$$

Con

$$V_{in} = 20,43 \text{ V}$$

$$\Delta V = 3\% \times (20,043) = 0,6 \text{ V}$$

$$L = 82 \text{ } \mu\text{H}$$

$$f = 20000 \text{ Hz}$$

Luego,

$$C \leq \frac{20,043 \text{ V}}{(32)(0,6 \text{ V})(0,000082 \text{ H})(20000 \text{ Hz})^2} \leq 31,83 \text{ } \mu\text{F}$$

Con base en la relación anterior el valor del condensador C debe ser menor o igual a $31,83 \text{ } \mu\text{F}$. Para el diseño se ha considerado $C = 31,83 \text{ } \mu\text{F}$.

3.3 Diseño del controlador SMC basado en filtro washout

3.3.1 Filtro washout

En esta propuesta se hace pasar la corriente de armadura del motor i_a a través de un filtro de washout. Después del filtro se utiliza la función de transferencia $G_f(s)$ [23] para la obtención de la señal I_F para el filtrado de la corriente de armadura.

$$G_f(s) = \frac{I_F(s)}{I_a(s)} = \frac{s}{s+w} = 1 - \frac{w}{s+w} \quad (3.2)$$

El término s corresponde a la expresión de Laplace y w representa el punto de corte de la frecuencia del filtro de paso alto. Después de filtrar la corriente, se plantea una ecuación diferencial y se agrega al sistema (ver Ecuación (3.3)) [17], [23].

$$\frac{dz}{dt} = w(i_a - z) \quad (3.3)$$

Luego, z se obtiene al integrar ambos lados de la ecuación (3.3).

$$z = \int w(i_a - z)dt \quad (3.4)$$

La implementación de la expresión (3.4) en Simulink, se muestra en la Figura 3-3. En esta figura la resultante de la resta ($i_a - z$) se multiplica por w . Luego, a través del bloque integrador ($\frac{1}{s}$) se integra la expresión para obtener la variable z que retroalimenta nuevamente al circuito.

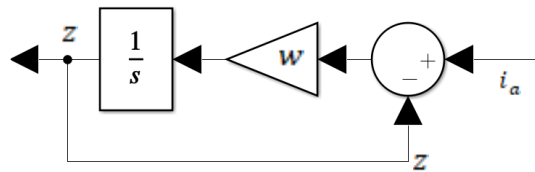


Figura 3-3: Implementación del filtro washout [17].

3.3.2 Control en modo deslizante

La respuesta del sistema se puede definir reemplazando en la expresión (2.24) y , y_r , x por ω_m , ω_{mref} , i_a respectivamente (ver Ecuación (3.5)).

$$h(x) = \omega_m - \omega_{mref} + k(i_a - z) = 0 \quad (3.5)$$

Donde,

ω_m es la velocidad mecánica del motor.

ω_{mref} es la velocidad mecánica de referencia requerida.

i_a es la corriente de armadura del motor.

z es la diferencia de corriente obtenida en la salida del circuito.

k es un parámetro que multiplica la corriente filtrada y toma un valor mayor que cero ($k > 0$).

El valor de k puede ser ajustado para obtener diferentes respuestas e identificar dinámicas del sistema.

El esquema que se muestra en la Figura 3-4. Tiene una respuesta $h(x)$ que recibe dos señales: la primera corresponde a la diferencia entre la velocidad actual y la velocidad de referencia del motor DC ($\omega_m - \omega_{mref}$); y la segunda corresponde al producto entre la corriente de armadura filtrada proveniente del filtro washout I_F (que es el resultado de la diferencia entre i_a y z) y la constante k .

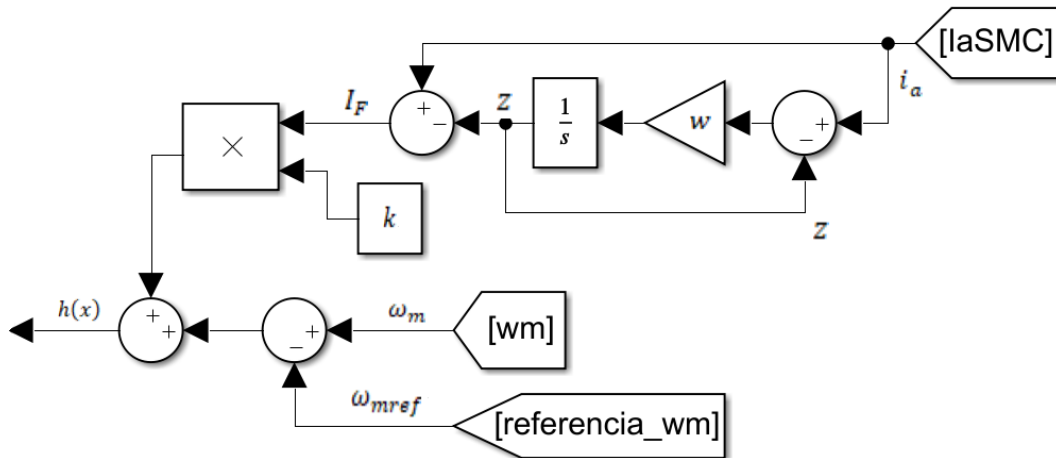


Figura 3-4: Implementación del controlador SMC con washout .

Luego, una ley de control se aplica para determinar la señal de salida final, y que depende de dos etapas de conmutación, como se muestra en la ecuación (3.6) [17].

$$u = \begin{cases} u^- = 0, & \text{si } h(x) > 0 \\ u^+ = 1, & \text{si } h(x) < 0 \end{cases} \quad (3.6)$$

u es un escalar que depende de x . Por lo tanto, se presentan dos condiciones de salida de la función $h(x)$ con $x = \{i_a, \omega_{mref}, z\}$. La implementación en código de ley de control del SMC con washout se muestra en la Figura 3-5.

```

function [u,u_inv] = fcn(hx)
if (hx>0)
u=0;
u_inv=1;
elseif (hx<0)
u=1;
u_inv=0;
else
u=1;
u_inv=0;
end
    
```

Figura 3-5: Ley de control para el SMC con washout.

El diagrama global del sistema se muestra en la Figura 3-6. En la figura V_{in} representa el voltaje de alimentación del circuito (voltaje que permanecerá constante en todos los casos de estudio), en el bloque *función* de MATLAB se aplica una ley de control a la señal $h(x)$ para obtener la salida final del controlador que actuará sobre los transistores MOSFET del puente H. L y C representan los elementos que conforman el filtro de salida del inversor. Del subsistema MOTOR DC salen las medidas de corriente i_a y velocidad ω_m que retroalimentan al controlador SMC-w.

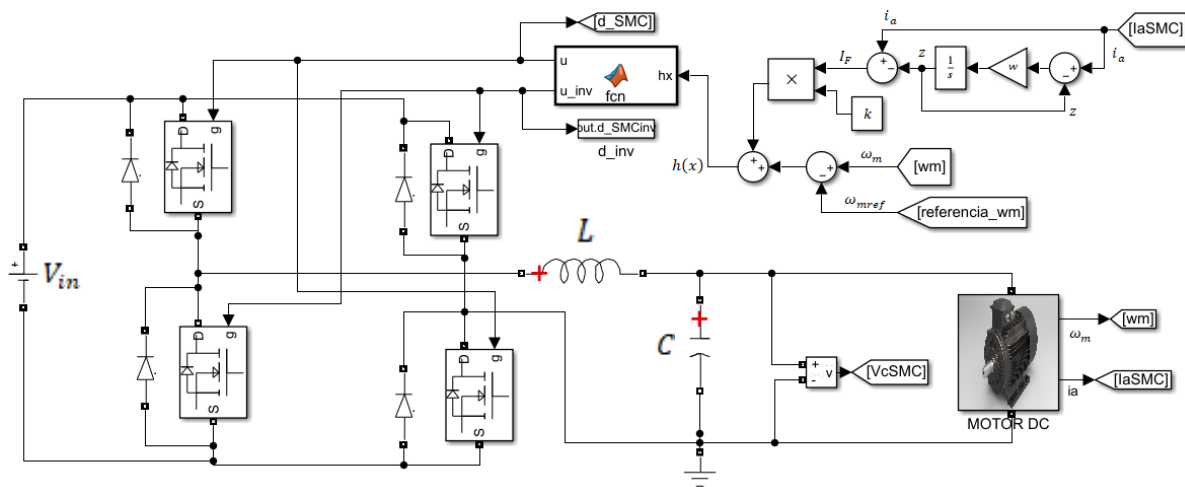


Figura 3-6: Diagrama global del sistema SMC con washout.

3.4 Diseño del controlador PID.

El cálculo de los parámetros de un controlador PID para una planta cuyo modelo matemático sea difícil de obtener es una tarea complicada. En este caso, se debe recurrir a los enfoques experimentales para la sintonización de los controladores PID [24].

Para establecer los valores de las constantes proporcional, integral y derivativa (k_p, k_i, k_d) del controlador PID se aplicó la primera de las reglas de sintonización de Ziegler-Nichols [24]. En este método, a partir de la curva de respuesta de la planta en lazo abierto, se determinó el tiempo de retardo L_{PID} y la constante de tiempo T trazando una recta tangente en el punto de inflexión de la curva como se detalla en la Figura 3-7

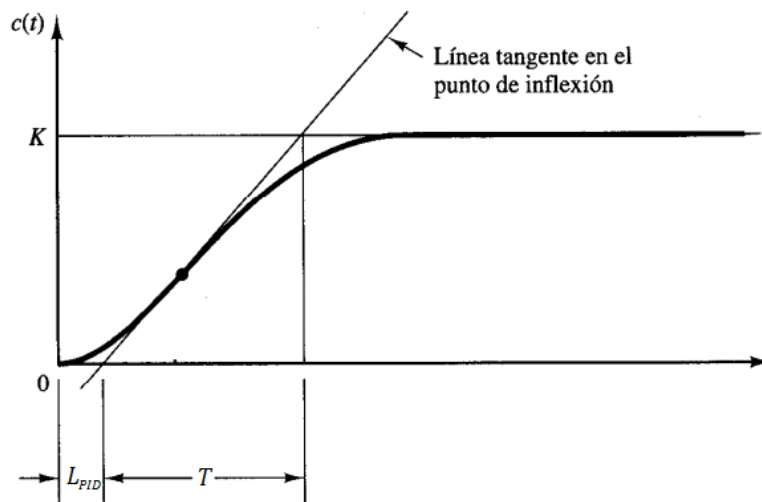


Figura 3-7: Tiempo de retardo L_{PID} y constante de tiempo T en la curva de respuesta [24].

Una vez calculados de forma experimental los parámetros L_{PID} y T , se procede al cálculo de los valores k_p, T_i y T_d de acuerdo con la fórmula sugerida por Ziegler-Nichols en la Tabla 3-1.

Tabla 3-1: Regla de sintonización de Ziegler-Nichols (primer método) [24].

Tipo de controlador	k_p	T_i	T_d
PID	$1.2 \frac{T}{L_{PID}}$	$2L_{PID}$	$0.5L_{PID}$

El cálculo de los parámetros k_i y k_d se realiza con base en las ecuaciones (3.7) y (3.8).

$$k_i = k_p \left(\frac{1}{T_i} \right) \quad (3.7)$$

$$k_d = k_p T_d \quad (3.8)$$

Finalmente, en la Figura 3-8 se muestra la implementación en código del método de sintonización aplicado en MATLAB.

```
%Parámetros PID
T=0.075;
Lpid=0.003;
kp=1.2*(T/Lpid);
Ti=2*Lpid;
Td=0.5*Lpid;
kp=kp;
ki=kp*(1/Ti);
kd=kp*Td;
```

Figura 3-8: Implementación de la regla de sintonización de Ziegler-Nichols (primer método) en MATLAB.

En el Anexo 1 se detalla se detalla el diagrama con la implementación del controlador PID en el sistema de estudio.

Una vez realizada la implementación de los diferentes bloques que componen el sistema de estudio en MATLAB y Simulink, se procede al análisis de los diferentes casos de estudio con el objeto de establecer el nivel de desempeño del sistema de control SMC-w para el control de velocidad en motores DC..

4. Resultados del controlador SMC-w

En este capítulo, se analiza el desempeño del sistema inversor – motor DC utilizando la técnica de control SMC con washout, comparándola con la técnica de control PID. En la Tabla 4-1 se describen los parámetros generales del sistema inversor- motor y el control SMC-w, los cuales fueron tomados de [3].

Tabla 4-1: Parámetros del sistema inversor – motor y el control SMC con washout.

Parámetro	Descripción	Valor
B	Coefficiente de fricción viscosa	0.000138 (Nm/rad/s)
C	Capacitancia	31.83 μ F
V_{in}	Voltaje de entrada	40.086 V
f	Frecuencia de muestreo	20 kHz
J_{eq}	Momento de inercia	0.000115 (kg.m ²)
L	Inductancia	0.082 mH
R_a	Resistencia de armadura	2.7289 Ω
L_a	Inductancia de armadura	1.17 mH
k_t	Constante de torque del motor DC	0.0663 (Nm/A)
k_e	Constante de voltaje del motor DC	0.0663 (V/rad/s)
T_{fric}	Torque de fricción	0.0284 (Nm)
T_L	Torque de carga	Variable (Nm)
ω_{mref}	Referencia de velocidad del motor	Variable(rad/s)
k_p, k_i, k_d, w, k	Parámetros de control	Variables
ω_m	Velocidad del motor [rad/s]	----

Los parámetros del controlador SMC-w en la simulación son $w = 8.04 \frac{1}{\sqrt{LC}} = 157370 \text{ rad/s}$ [12] y $k = 0.8$.

4.1 Efecto del cambio en la señal de referencia ω_{mref}

El efecto del cambio en la señal de referencia ω_{mref} corresponde al primer caso de estudio para este trabajo. Los cambios se realizaron con base en los datos de la Tabla 4-2.

Tabla 4-2: Detalle de los cambios de ω_{mref} y el tiempo en el que fueron aplicados.

ω_{mref} [rad/s]	Tiempo [s]
-200	0
200	0.06
400	0.14
200	0.25
-200	0.33

En la Figura 4-1 se detalla la respuesta de los sistemas de control SMC-w (en color azul) y PID (en color rojo) bajo variaciones de la señal de referencia ω_{mref} (en color negro). En la parte superior de la gráfica se observa que las señales en color azul y en rojo se superponen debido a la escala en la que se está representando las señales. Igualmente, es posible establecer que la variable de control ω_m sigue de forma eficiente a la señal de referencia y con un error en estado estable bajo ($< 0.5\%$) para ambas configuraciones de control (parte inferior de la gráfica). Además, en la gráfica del error porcentual es posible apreciar que la respuesta del controlador SMC-w en estado estable es más estable que la respuesta obtenida por el controlador PID.

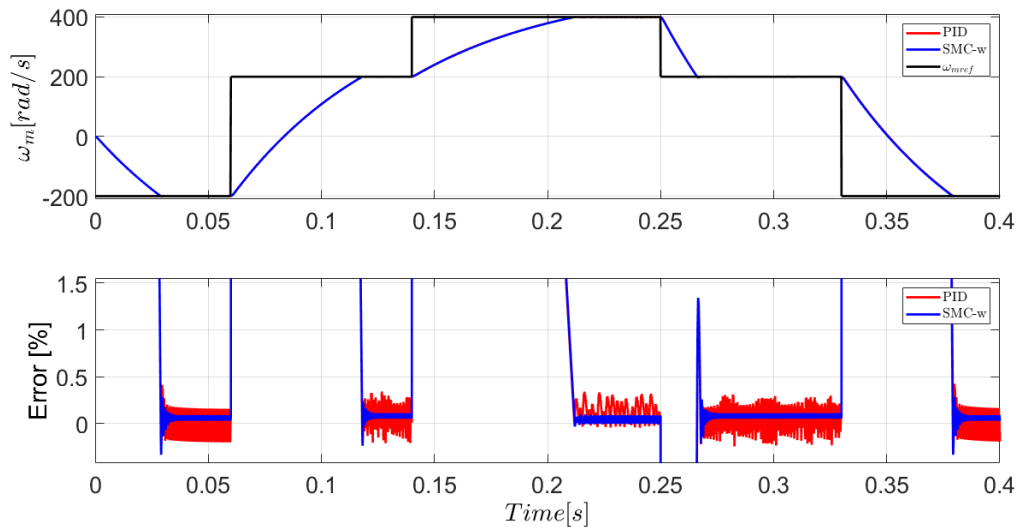


Figura 4-1: Comportamiento de la velocidad (ω_m), y error porcentual de seguimiento en el tiempo, bajo aplicación del control SMC con washout y control PID.

4.1.1 Análisis de resultados en detalle.

En $t = 0$ s, la velocidad de referencia cambia de 0 a -200 rad/s, para esta referencia se presenta un tiempo de establecimiento de 0.034 s, para el control con SMC con washout, y de 0.052 s para el control con PID. El máximo sobreimpulso es de 0.33% para el control SMC con washout y de 0.3% para el control con PID (ver Figura 4-2). El porcentaje de error máximo es de 0.33% para el control con SMC con washout (que coincide con el máximo sobreimpulso) y de 0.41% para el control con PID. El error de estado estacionario (valor absoluto) es menor a 0.1 % para el control con SMC con washout y menor a 0.2 % para el control con PID.

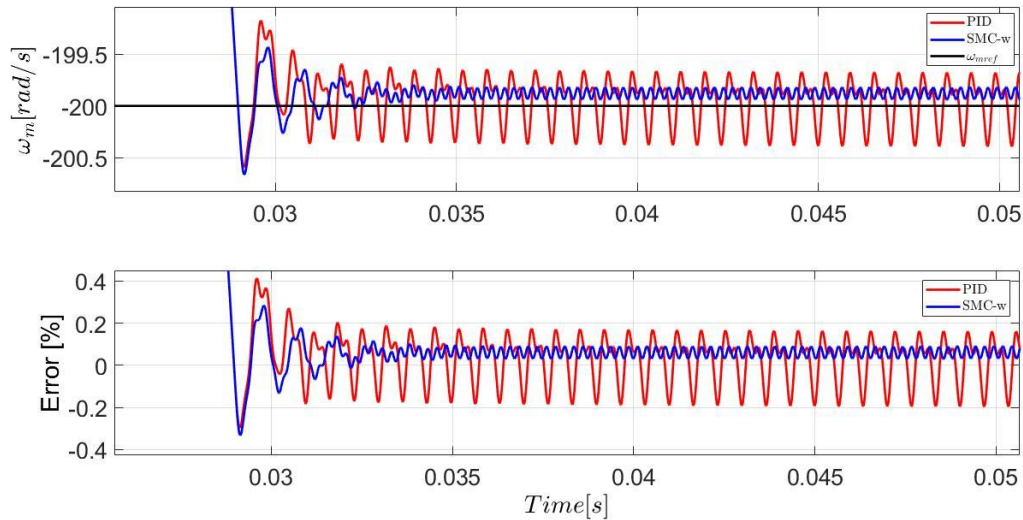


Figura 4-2: Detalle del comportamiento de la velocidad (ω_m) y el error porcentual de seguimiento en el tiempo, bajo aplicación del control SMC con washout y control PID (detalle de la Figura 4-1) para $\omega_{mref} = -200 \text{ rad/s}$.

En $t = 0.06 \text{ s}$, la velocidad de referencia cambia de -200 a 200 rad/s (hay cambio del sentido de giro), para esta referencia se presenta un tiempo de establecimiento de 0.062 s para el control con SMC con washout, y de 0.069 s para el control con PID. El máximo sobreimpulso es de 0.23% para el control con SMC con washout y de 0.2% para el control con PID (ver Figura 4-3). El porcentaje de error máximo es de -0.23% para el control con SMC con washout (que coincide con el máximo sobreimpulso) y de 0.34% para el control con PID. El error de estado estacionario (valor absoluto) es menor a 0.12% para el control con SMC con washout y menor a 0.3% para el control con PID.

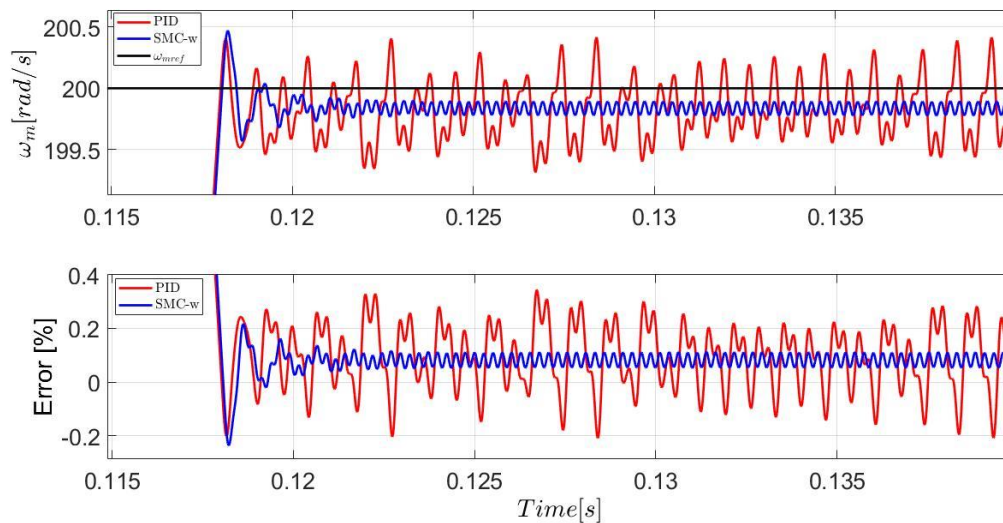


Figura 4-3: Detalle del comportamiento de la velocidad (ω_m) y el error porcentual de seguimiento en el tiempo, bajo aplicación del control SMC con washout y control PID (detalle de la Figura 4-1) para $\omega_{mref} = 200 \text{ rad/s}$.

En $t = 0.14 \text{ s}$, la velocidad de referencia cambia de 200 a 400 rad/s, para esta referencia se presenta un tiempo de establecimiento de 0.0759 s para el control con SMC con washout, y de 0.0904 s para el control con PID. El máximo sobreimpulso para el control con SMC con washout es de 0.03% y de 0.025% para el control con PID (ver Figura 4-4). El porcentaje de error máximo para el cambio de referencia de 200 a 400 rad/s es de 0.1% para el control con SMC con washout y de 0,34% para el control con PID. El error de estado estacionario (valor absoluto) es menor a 0.1 % para el control con SMC con washout y menor a 0.34 % para el control con PID.

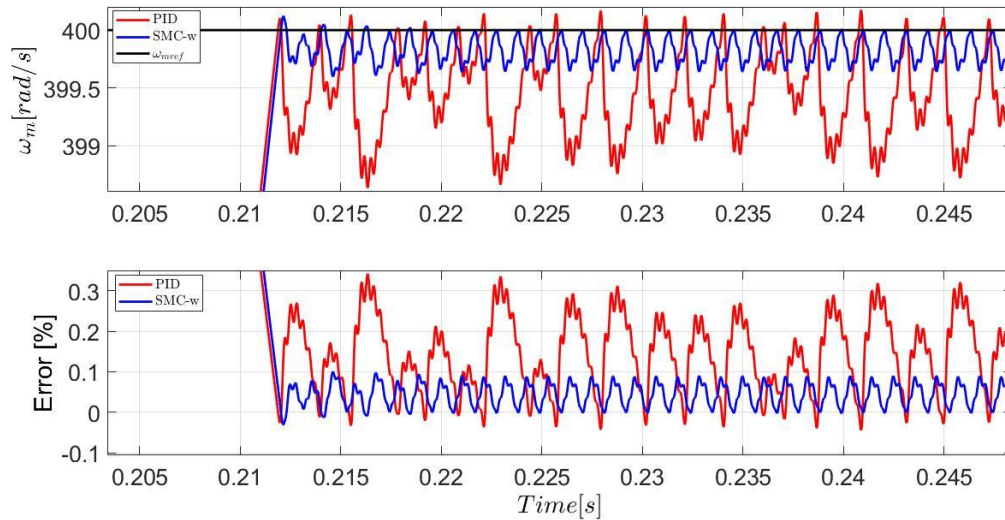


Figura 4-4: Detalle del comportamiento de la velocidad (ω_m) y el error porcentual de seguimiento en el tiempo, bajo aplicación del control SMC con washout y control PID (detalle de la Figura 4-1) para $\omega_{mref} = 400 \text{ rad/s}$.

En $t = 0.25 \text{ s}$, la velocidad de referencia cambia de 400 a 200 rad/s, para esta referencia se presenta un tiempo de establecimiento de 0.0257 s para el control con SMC con washout, y de 0.018 s para el control con PID. El máximo sobreimpulso para el control con SMC con washout es de 1.34% y de 1.29% para el control con PID (ver Figura 4-5). El error de estado estacionario (valor absoluto) es menor a 0.12 % para el control con SMC con washout y menor a 0.32 % para el control con PID.

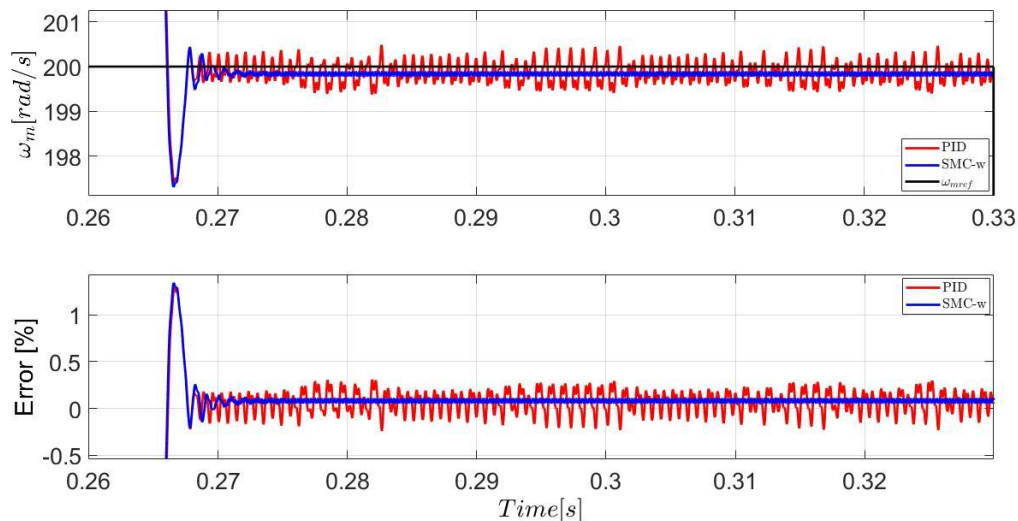


Figura 4-5: Detalle del comportamiento de la velocidad (ω_m) y el error porcentual de seguimiento en el tiempo, bajo aplicación del control SMC con washout y control PID (detalle de la Figura 4-1) para $\omega_{mref} = 200 \text{ rad/s}$.

En $t = 0.33 \text{ s}$, la velocidad de referencia cambia de 200 a -200 rad/s (nuevamente se cambia el sentido de giro del motor), para esta referencia se presenta un tiempo de establecimiento de 0.056 s , para el control con SMC con washout, y 0.078 s , para el control con PID. El máximo sobreimpulso es de 0.33% para el control SMC con washout, y de 0.285% para control con PID (ver Figura 4-6). El porcentaje de error máximo es de -0.33% para el control con SMC con washout (que coincide con el máximo sobreimpulso) y de 0.42% para el control con PID. El error de estado estacionario (valor absoluto) es menor a 0.1% para el control con SMC con washout y menor a 0.2% para el control con PID.

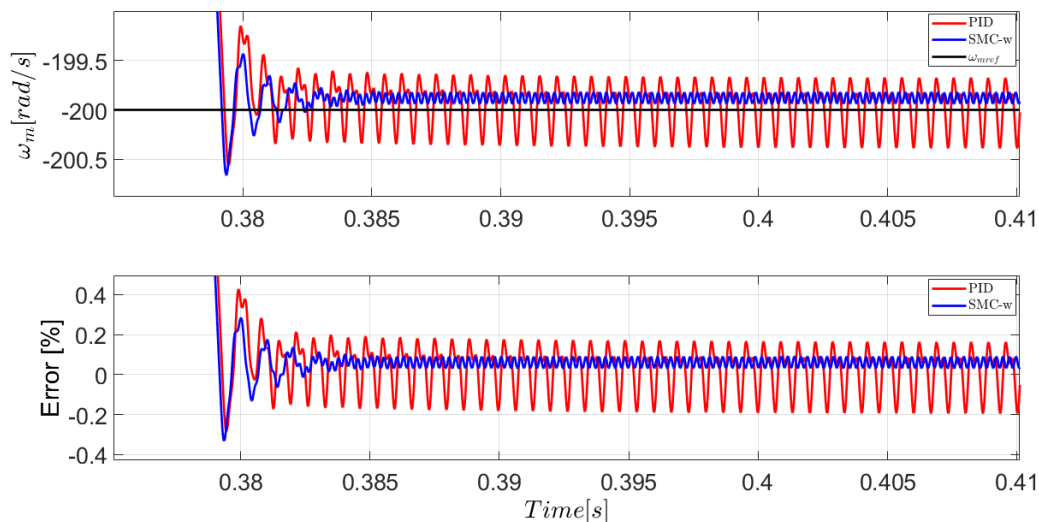


Figura 4-6: Detalle del comportamiento de la velocidad (ω_m) y el error porcentual de seguimiento en el tiempo, bajo aplicación del control SMC con washout y control PID (detalle de la Figura 4-1) para $\omega_{mref} = -200 \text{ rad/s}$.

De la Tabla 4-3 se puede establecer que el mayor tiempo de establecimiento para el control con SMC con washout es de 0.0759 s y de 0.0904 s para el control con PID, en ambos controladores para un cambio de ω_{mref} de 200 a 400 rad/s . El error en estado estable es inferior al 0.12% para

el control con SMC con washout e inferior al 0.34% para el control con PID. Esto indica que el control con SMC con washout es más eficiente que el control con PID, en términos de respuesta en estado estable.

Tabla 4-3: Compilación de características o desempeño o respuesta del sistema usando SMC washout y PID.

ω_{mref} [rad/s]	Tipo de control	Tiempo de establecimiento (s)	Máximo sobreimpulso (%)	Error en estado estable (%)
-200	SMC con washout	0.034	0.33	< 0.1
	PID	0.052	0.3	< 0.2
200	SMC con washout	0.062	0.23	< 0.12
	PID	0.069	0.2	< 0.3
400	SMC con washout	0.0759	0.03	< 0.1
	PID	0.0904	0.025	< 0.34
200	SMC con washout	0.02	1.34	< 0.12
	PID	0.018	1.29	< 0.32
-200	SMC con washout	0.056	0.33	< 0.1
	PID	0.078	0.285	< 0.2

4.1.2 Análisis de ciclo de trabajo

En la Figura 4-7 se muestra la evolución del ciclo de trabajo en función de los cambios de la señal de referencia ω_{mref} . En la parte superior de la gráfica se observa que las respuestas de los sistemas SMC-w (en color azul) y PID (en color rojo) se superponen, dada la escala en la que se está representando la información.

Cada uno de los ciclos de trabajo se mantiene en un solo valor (ya sea 0 o 1) durante momentos en que no se ha alcanzado el estado estable; y cada uno de ellos cambia reiteradamente entre 0 y 1, durante la operación en estado estable.

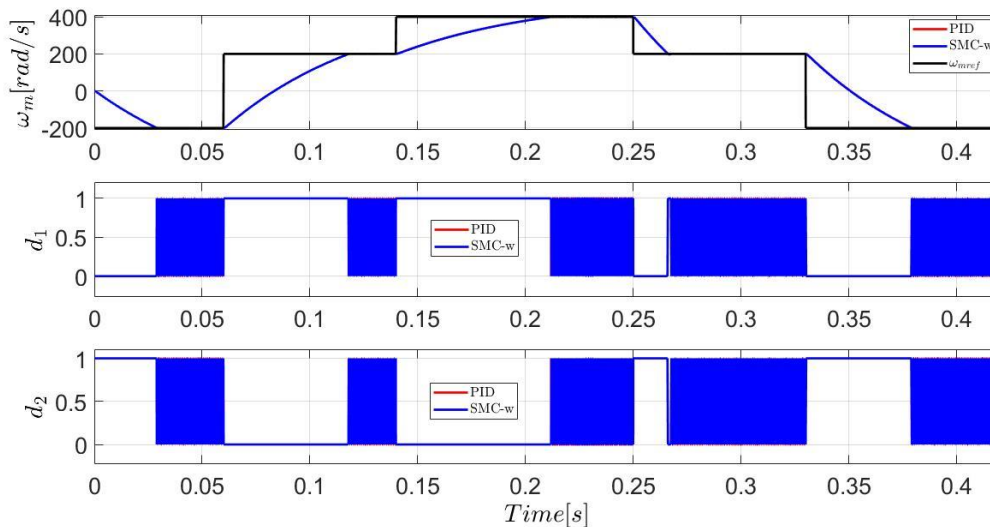


Figura 4-7: Comportamiento de la velocidad y el ciclo de trabajo en el inversor.

La Figura 4-8 muestra la relación del error con el ciclo de trabajo d_1 y d_2 . En la gráfica del error se puede observar que las respuestas de los sistemas SMC-w (en color azul) y PID (en color rojo) se superponen, dada la escala en la que se está representando la información. De las gráficas del ciclo de trabajo, se observa que hay una relación significativa entre el ciclo de trabajo y el error: i) para estado no estacionario del error, cuando el error es negativo, d_1 es cero, y cuando el error es positivo, d_1 es uno; hasta alcanzar el valor de referencia; ii) para estado estacionario del error, d_1 presenta variación reiterada tomando valores cero o uno. Como d_2 es el inverso de d_1 , presenta comportamiento contrario.

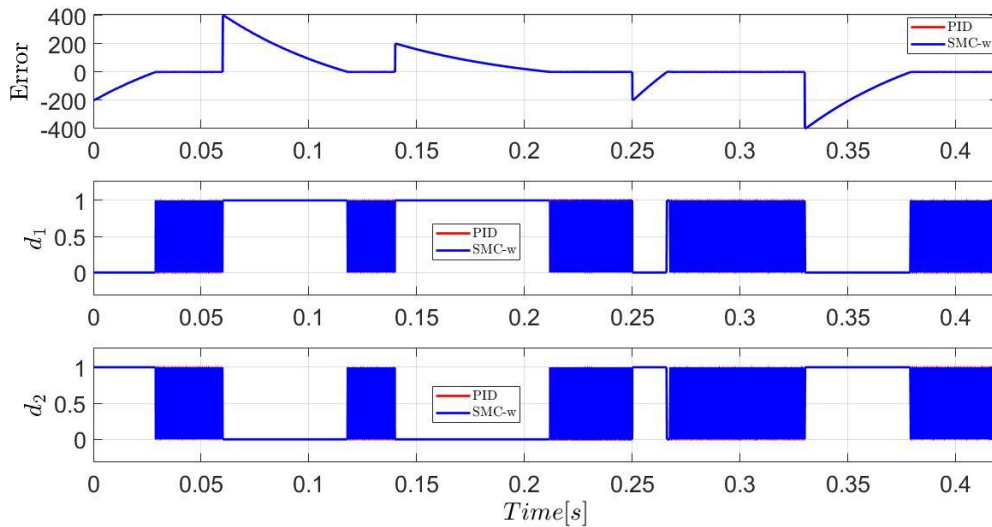


Figura 4-8: Relación del error con el ciclo de trabajo en el inversor.

El comportamiento de la velocidad, el error y la corriente de armadura i_a se muestran en la Figura 4-9. En las gráficas de la velocidad ω_m y el error porcentual, las respuestas de los sistemas SMC-w (en color azul) y PID (en color rojo) se superponen debido a la escala en la cual se están representando. Cuando se modifica la velocidad de referencia ω_{mref} , se observó lo siguiente: i) para estado no estacionario de ω_m , i_a presenta valores negativos cuando la derivada de la referencia $d\omega_{mref}/dt$ es negativa; y presenta valores positivos cuando la derivada de la referencia $d\omega_{mref}/dt$ es positiva; ii) para estado estacionario de ω_m , la corriente i_a presenta oscilación alrededor de cero. Se observó que la corriente i_a tiene más relación con $d\omega_{mref}/dt$ que con el porcentaje de error.

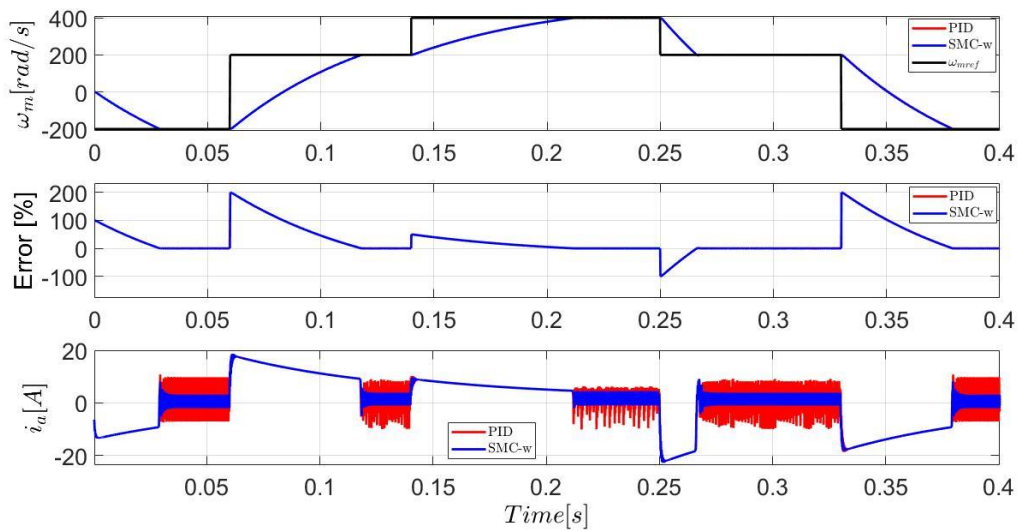
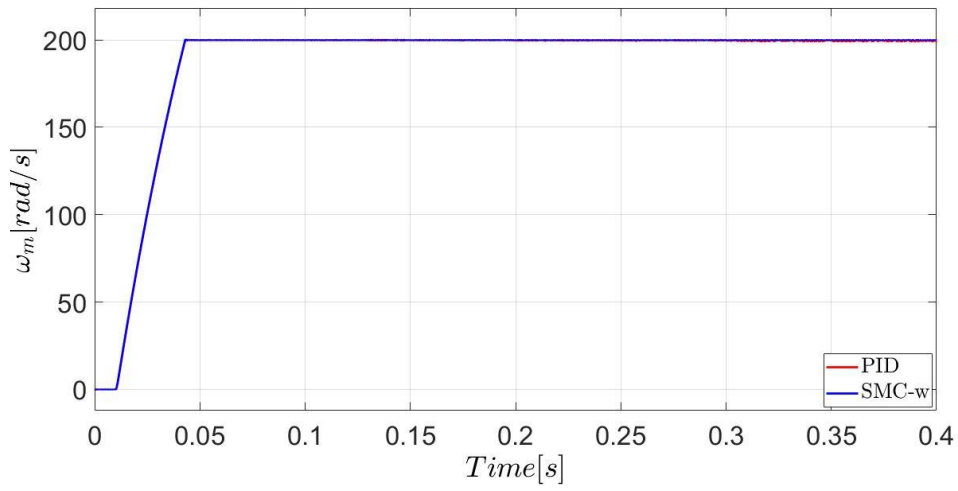


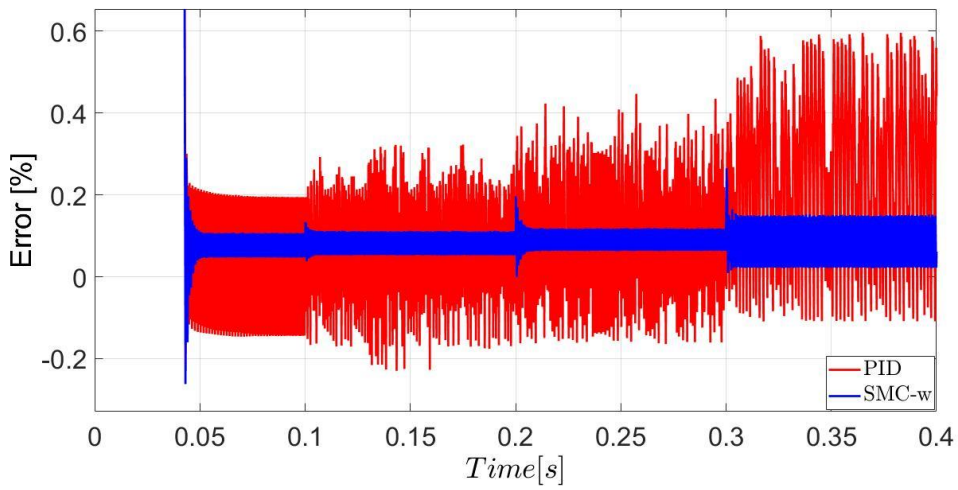
Figura 4-9: Comportamiento de la velocidad y corriente en el tiempo, sujeto a cambios en la velocidad de referencia ω_{mref} .

4.2 Efecto de los cambios del torque de carga

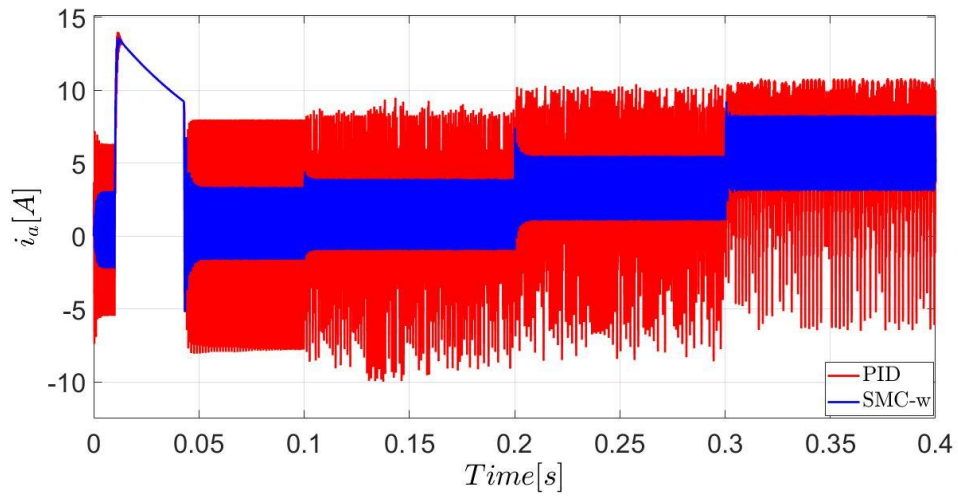
En la Figura 4-10 se muestra el comportamiento del sistema controlado ante variaciones del torque de carga (T_L), incluyendo la velocidad (Figura 4-10a), el error (Figura 4-10b), la corriente de armadura i_a (Figura 4-10c), el torque (Figura 4-10d), el ciclo de trabajo (Figura 4-10e), y el voltaje (Figura 4-10f). El torque de carga se mantuvo en 0 N.m de 0 a 0.1 s; se cambió a 0.04 N.m de 0.1 a 0.2 s; luego se pasó a 0.16 N.m de 0.2 a 0.3 s; y finalmente se cambió a 0.32 N.m de 0.3 a 0.39 s, como se muestra en la Figura 4-10d.



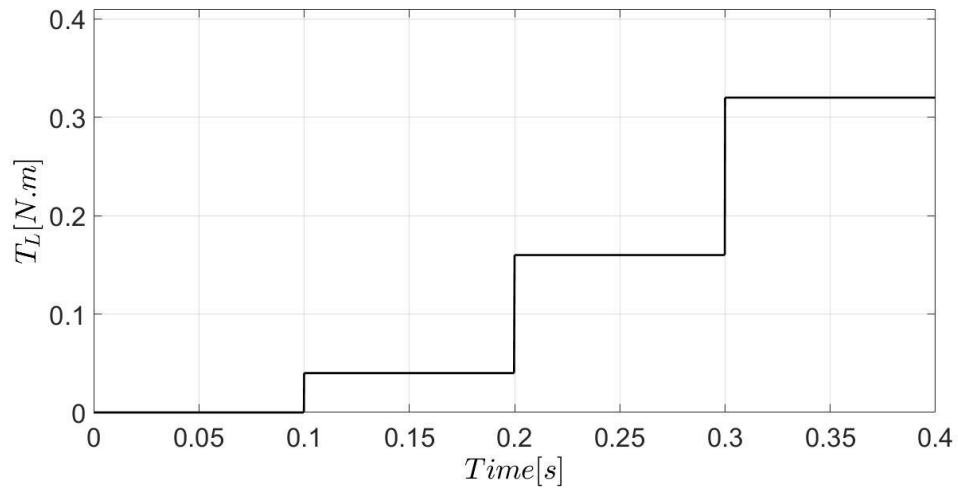
(a)



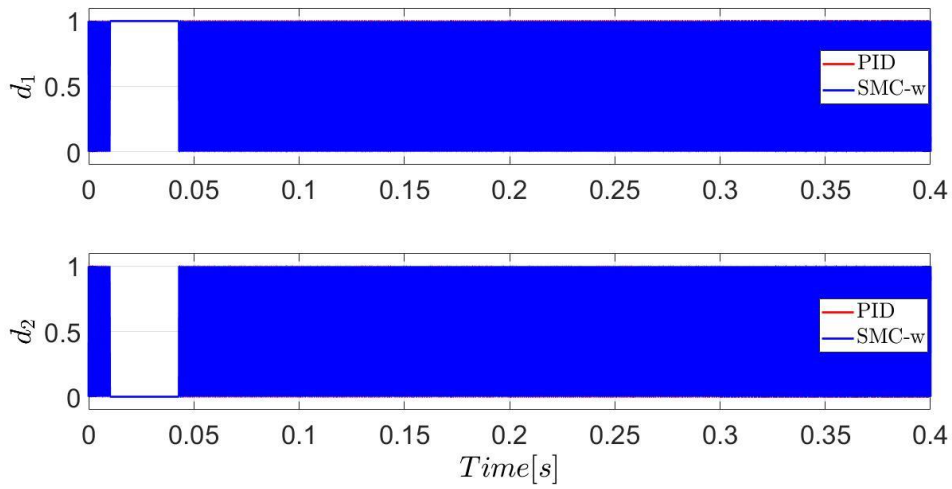
(b)



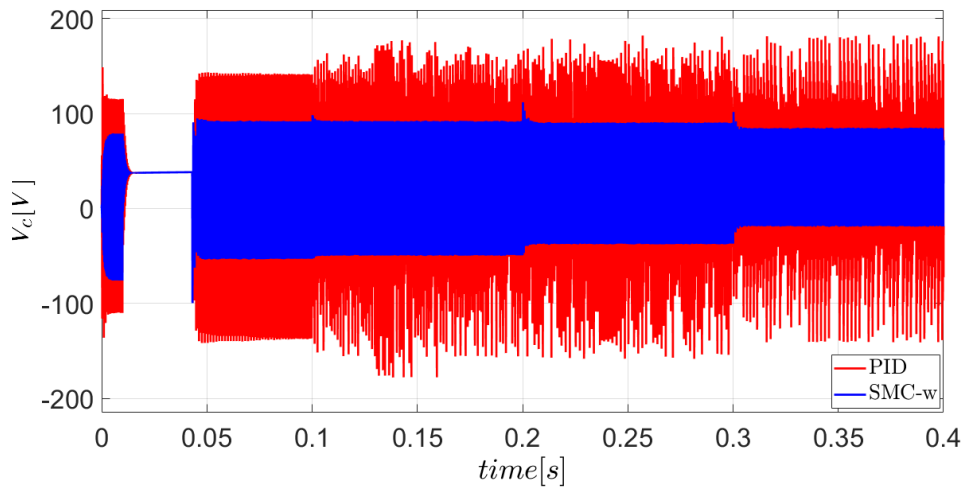
(c)



(d)



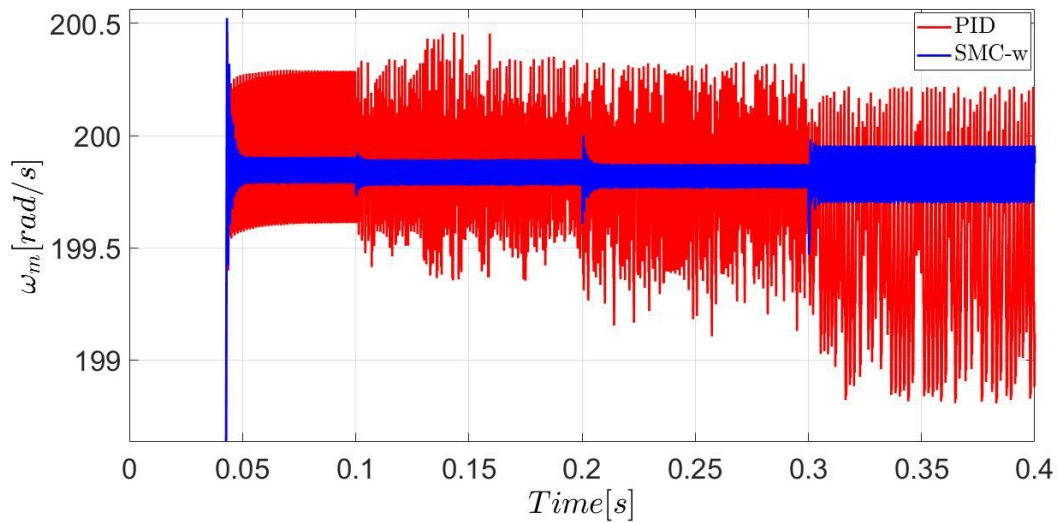
(e)



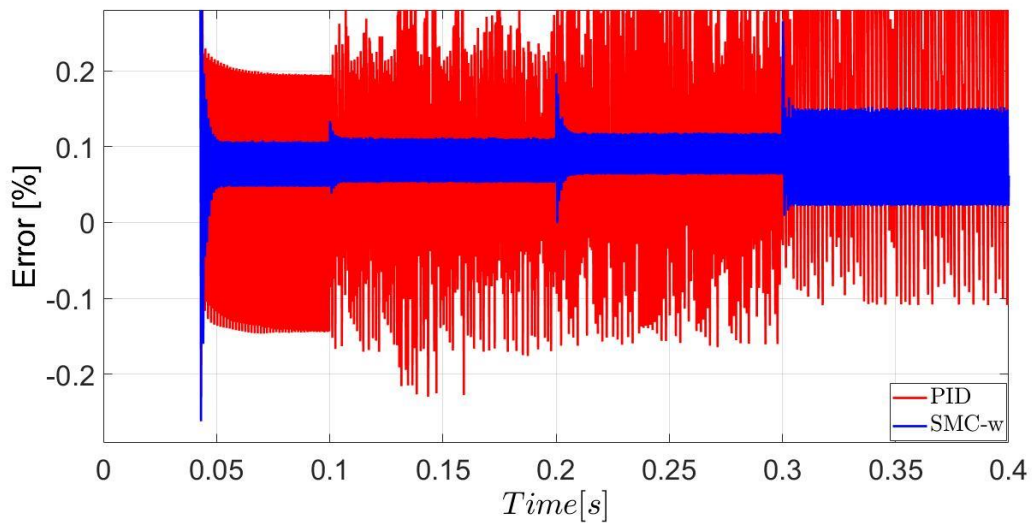
(f)

Figura 4-10: Comportamiento del sistema en lazo cerrado bajo variaciones del torque de carga (T_L) en el tiempo: (a) velocidad mecánica ω_m , (b) porcentaje de error de seguimiento, (c) corriente de armadura i_a , (d) torque de carga T_L , (e) ciclo de trabajo, (f) voltaje de entrada del motor V_c .

Velocidad mecánica. La variable controlada ω_m se muestra en la Figura 4-10a y 4-11a, se evidencia que el efecto de los cambios en el par de carga fue pequeño en la variable controlada ω_m , lo que demuestra que el control es eficaz para mantener la velocidad de salida en su valor de referencia. Además, se presenta un sobreimpulso máximo de 0.27 % cuando T_L cambia de 0.16 N.m a 0.32 N.m, para control con SMC washout; mientras que para el PID, es difícil identificar el sobreimpulso, debido a la presencia reiterada de oscilaciones.



(a)



(b)

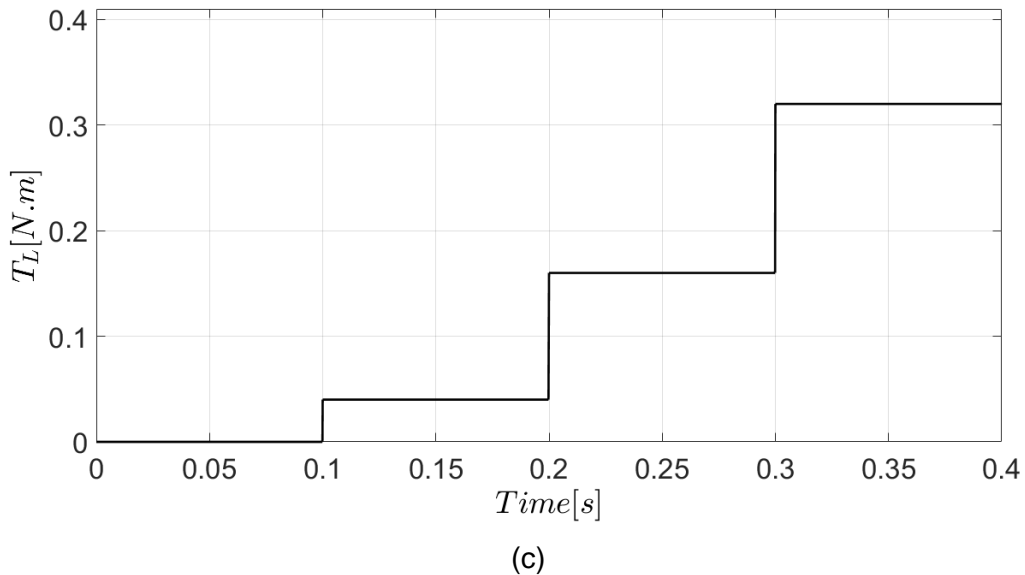


Figura 4-11: Detalle del comportamiento del sistema en lazo cerrado sujeto a variaciones en el torque de carga T_L : (a) velocidad ω_m , (b) Error porcentual, (c) cambios en el torque de carga T_L .

Error de seguimiento. El máximo error de seguimiento en estado estable (en porcentaje) bajo variaciones en el torque de carga fue inferior al 0.15% para el control con SMC con washout e inferior al 0,6% para el caso del PID (Figuras 4-10b y 4-11b). Esto indica que ambos sistemas de control son efectivos para mantener la salida en su valor de referencia (no hay grandes variaciones en la velocidad de salida) a pesar de los cambios en el torque de carga (T_L). Sin embargo, el control con SMC con washout es más eficiente que el control con PID, ya que presenta un error en estado estacionario más bajo. Además, se observa que: i) hay un aumento del error de estado estacionario para el cambio de torque aplicado en $t = 0.3$ s, aumentado más del doble en comparación con su valor antes de este momento; ii) el error de estado estacionario no presenta cambios significativos ante los cambios de torque anteriores (0.04 N.m de 0.1 s a 0.2 s; 0.16 N.m de 0.2 a 0.3 s).

De la Tabla 4-4 se puede establecer que el mayor sobreimpulso para el control con SMC con washout y los mayores errores porcentuales en estado estable tanto para el control SMC con washout y control PID se presentan cuando el torque de carga T_L cambia de $0.16 N.m$ a $0.32 N.m$. Este valor corresponde al mayor torque de carga (T_L) considerado para los casos de estudio. En términos de respuesta en estado estable, el control SMC con washout es más eficiente que el control PID, ya que su respuesta presenta un error porcentual más bajo en todos los casos de estudio en los que se realizaron variaciones en el torque de carga.

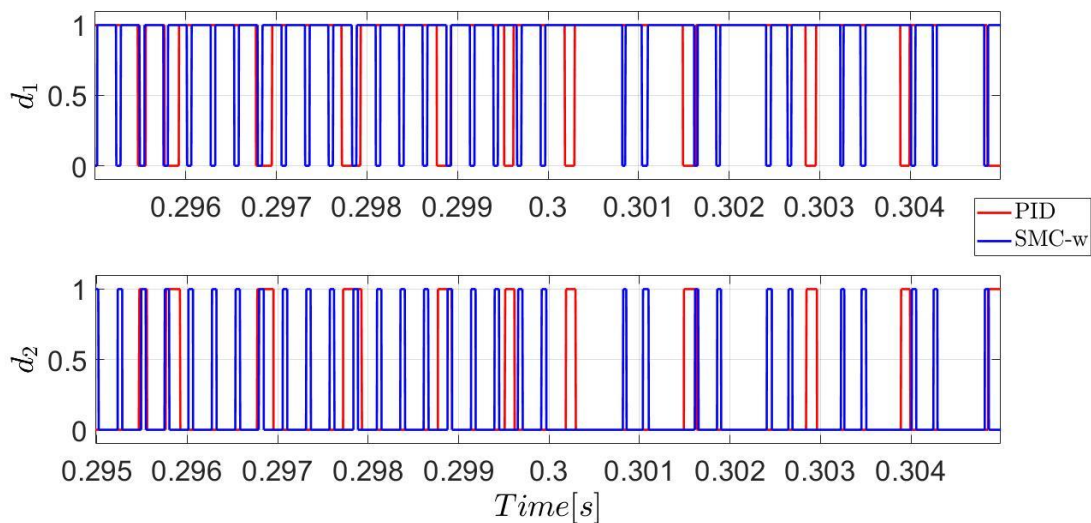
Tabla 4-4: Compilación de características o desempeño o respuesta del sistema usando SMC washout y PID bajo cambios en el torque de carga T_L .

T_L [N•m]	Tipo de control	Máximo sobreimpulso (%)	Error en estado estable (%)
0	SMC con washout	0.262	< 0.11
	PID	0.23	< 0.2
0.04	SMC con washout	0.133	< 0.12
	PID	---	< 0.33
0.16	SMC con washout	0.1959	< 0.12
	PID	---	< 0.44
0.32	SMC con washout	0.27	< 0.15
	PID	---	< 0.6

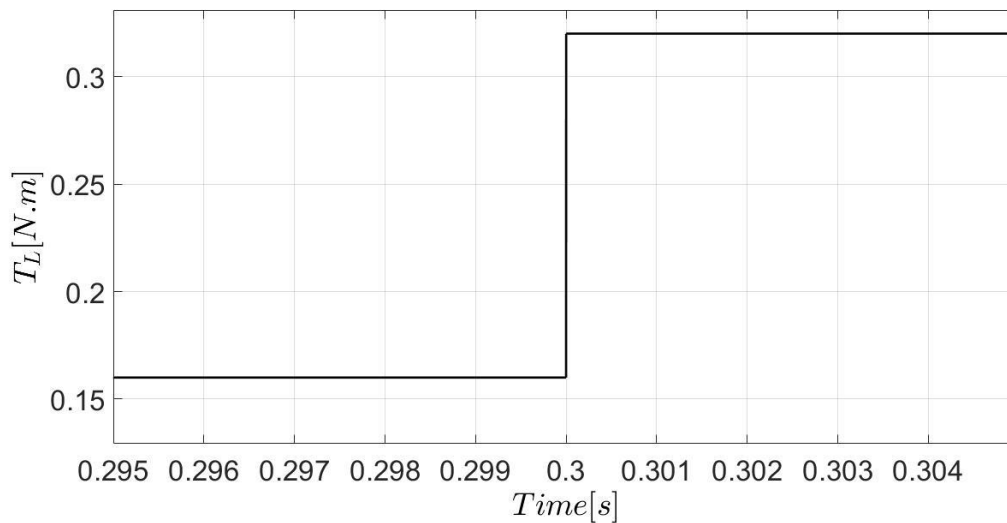
NOTA: los valores de máximo sobreimpulso para el control PID en los cambios de torque de carga; 0.04, 0.16 y 0.32 $N.m$ no son claros debido a la presencia de oscilaciones.

Corriente de armadura. Con respecto a la corriente de armadura i_a , ésta aumenta cuando los requerimientos del par de carga aumentan (Figura 4-10c). Además, i_a presenta unas variaciones más bajas en comparación con las que se presentan con el controlador PID.

Ciclo de trabajo. En la Figura 4-12a se detalla el comportamiento del ciclo de trabajo, cuando se presenta una variación en el torque de carga de 0.16 a 0.32 $N.m$ en $t = 0.3$ s (Figura 4-12b), la selección de este cambio corresponde al intervalo de tiempo durante el cual se aplica el mayor de los torques de carga. Se evidencia que al aumentar el valor del torque de carga, el sistema de control compensa esta variación aumentando el tiempo de encendido del ciclo de trabajo d_1 (posición en 1), mientras que d_2 al ser el inverso de d_1 (por la configuración del puente H) presenta un comportamiento opuesto. Además, no se observan otro tipo de comportamientos en la simulación.



(a)



(b)

Figura 4-12: Detalle del comportamiento del sistema en lazo cerrado sujeto a variaciones en el torque de carga T_L : (a) Ciclo de trabajo, (b) torque de carga T_L .

Voltaje de entrada del motor: en la Figura 4-10f se muestra la variación del voltaje de entrada de alimentación del motor DC. Se observa que el voltaje V_c es más estable y de menor valor con un sobreimpulso más bajo para el SMC con washout en comparación al generado por el PID que es mucho más grande y que puede afectar el funcionamiento adecuado del motor DC.

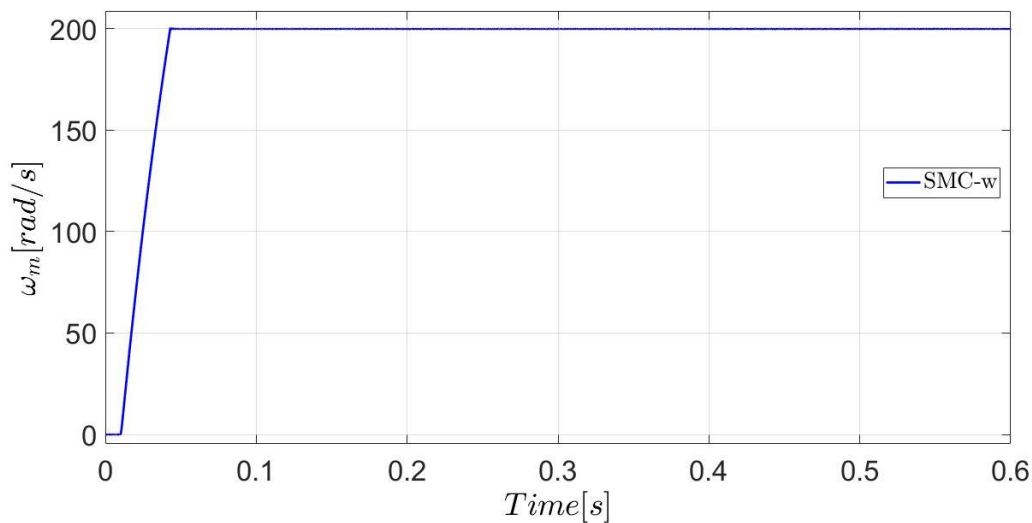
4.3 Contraste de resultados referidos en la literatura

El desempeño del sistema de control SMC-w con un inversor puente H se compara con el trabajo realizado en [3]. Este trabajo utiliza un convertidor Buck con ZAD (zero Average Dynamics por sus siglas en inglés) para el control de velocidad en un motor DC de imán permanente.

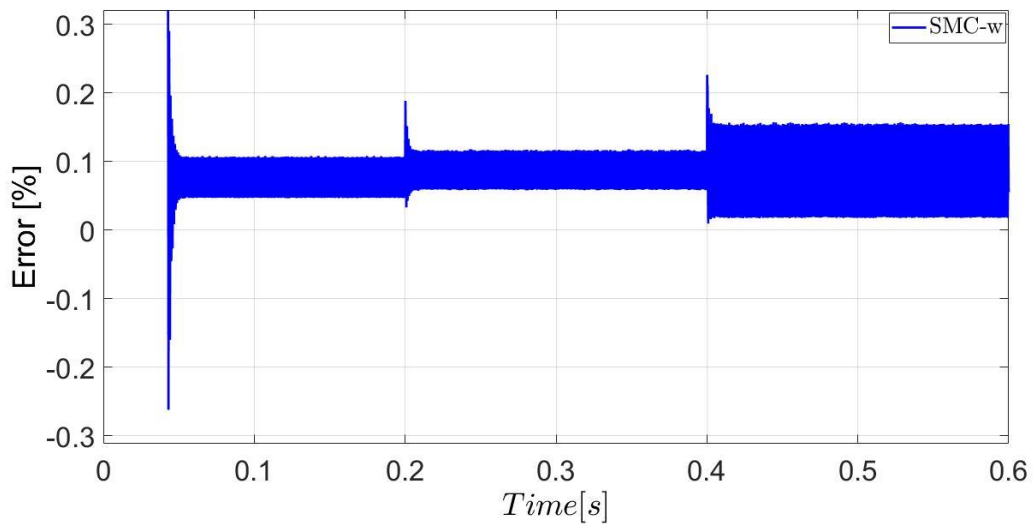
Con el objeto de establecer un punto de referencia para el análisis, se reprodujo el segundo caso de estudio tratado en el artículo con la mayor precisión posible; éste trata de analizar el comportamiento del sistema de control bajo variaciones en el torque de carga (Figura 4-13d).

El sistema de control SMC-w sigue la referencia ($\omega_{mref} = 200 \text{ rad/s}$) a pesar de los cambios en el torque de carga T_L (Figura 4-13a) y con un sobreimpulso más bajo que el reportado en la referencia. En [3] el porcentaje de error entre la velocidad de salida ω_m y la referencia ω_{mref} fue inferior al 2%, mientras que para este trabajo el porcentaje de error fue inferior al 0.3% (Figura 4-13b). Estos valores permiten establecer que la técnica de control SMC-w es eficiente en términos de comportamiento de la variable de control. Sin embargo, la configuración del sistema puente H con SMC-w presenta unas variaciones significativas en el voltaje que alimenta al motor DC (Figura 4-13c). Este efecto se produce por la variación constante del ciclo de trabajo entre valores de 0 y 1 para el PWM.

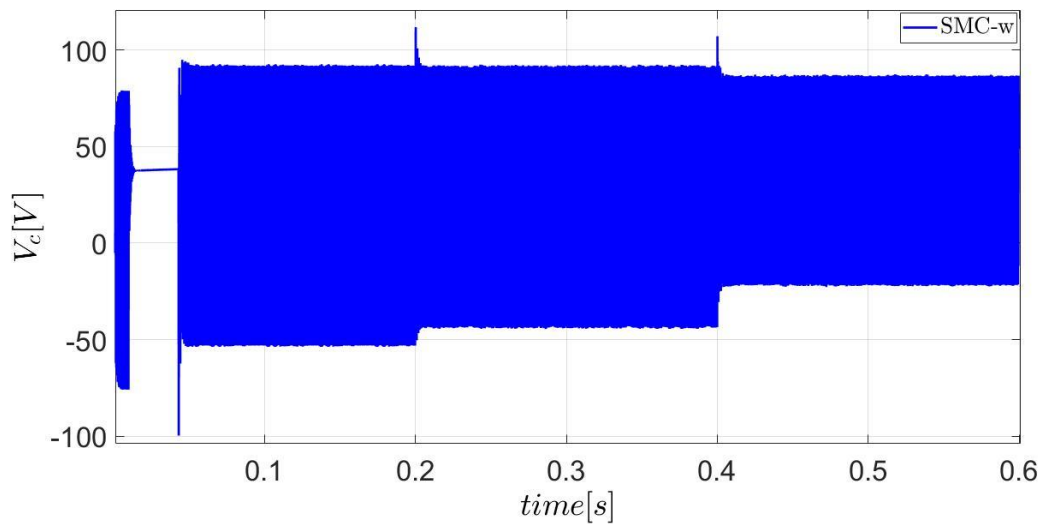
La no consideración de las resistencias internas de los componentes también incide en los resultados. Esta situación, constituye uno de los enfoques a tratar para investigaciones posteriores que apliquen el control SMC-w con inversores puente H para el control de velocidad en motores DC de imán permanentes en entornos reales.



(a)



(b)



(c)

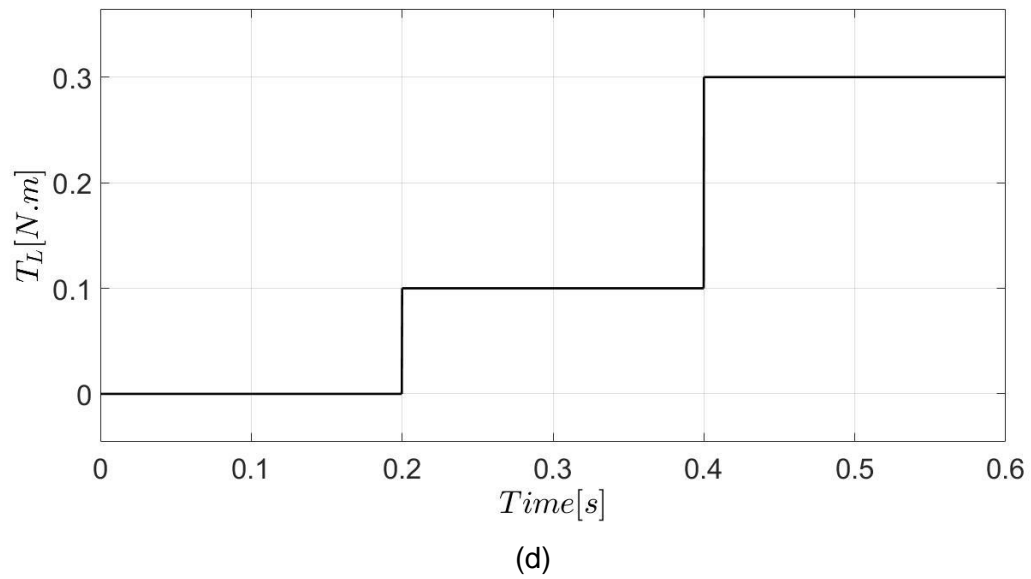


Figura 4-13: Comportamiento del sistema en lazo cerrado bajo variaciones del torque de carga (T_L) en el tiempo: (a) velocidad mecánica ω_m , (b) porcentaje de error de seguimiento, (c) voltaje de entrada del motor V_c , (d) torque de carga T_L .

5. Conclusiones y recomendaciones

5.1 Conclusiones

En este trabajo se aplicó la técnica de control SMC-w a un inversor puente H, para el control de velocidad en un motor DC de imán permanente. Los resultados de simulación permiten establecer que el controlador alcanza un desempeño eficiente en el seguimiento de la velocidad bajo variaciones en la señal de referencia y ante perturbaciones en el par de carga. En términos de error y comportamiento de la variable controlada (velocidad ω_m) en estado estable, el control SMC-w exhibe un desempeño superior, ya que reduce el error entre un 50 a un 60 % en comparación con el control PID.

En comparación con resultados previos, el sistema puente H con SMC-w presenta un tiempo de establecimiento y un máximo sobreimpulso inferior al reportado en la referencia [3]. Sin embargo, el voltaje de entrada del motor DC presenta significativas variaciones durante el funcionamiento en estado estable. Lo que se constituye en un caso de estudio para trabajos futuros.

Cuando se presentan cambios en la señal de referencia, el control por medio de inversores puente H, presenta un tiempo de establecimiento más rápido en comparación con configuraciones en las que se utilizan convertidores Buck clásicos. Esta característica se debe a que el sistema tiene la opción de frenado mediante la alimentación inversa, por esta razón alcanza referencias de valores inferiores de forma más rápida.

Existe un significativo número de propuestas y estrategias de control robustas entorno al rechazo de perturbaciones y respuesta eficiente frente a incertidumbres, variaciones paramétricas y no-linealidades. No obstante, éstas agregan complejas reglas de control y grandes esfuerzos computacionales. La técnica de control SMC-w tiene potencial para su aplicación industrial, ya que permite alcanzar los objetivos de control de una forma

eficiente, con un costo computacional bajo y un diseño sencillo, lo que favorece su implementación en entornos prácticos.

5.2 Recomendaciones

A pesar de que se proponen estrategias y recomendaciones para la elección de los parámetros del controlador con SMC-w, su sintonización puede ser optimizada mediante la utilización de algoritmos evolutivos. Además, un análisis de estabilidad del sistema a través de bifurcaciones puede también contribuir a la elección de los parámetros del controlador. La combinación de las estrategias heurísticas con análisis de bifurcaciones para la óptima sintonización de los parámetros del controlador SMC-w pueden proporcionar regiones de convergencia hacia soluciones óptimas con un costo computacional tolerable para aplicaciones prácticas.

Anexo 1: implementación del controlador PID en Simulink.

En este anexo se detalla el diagrama con la implementación del controlador PID en el sistema de estudio.

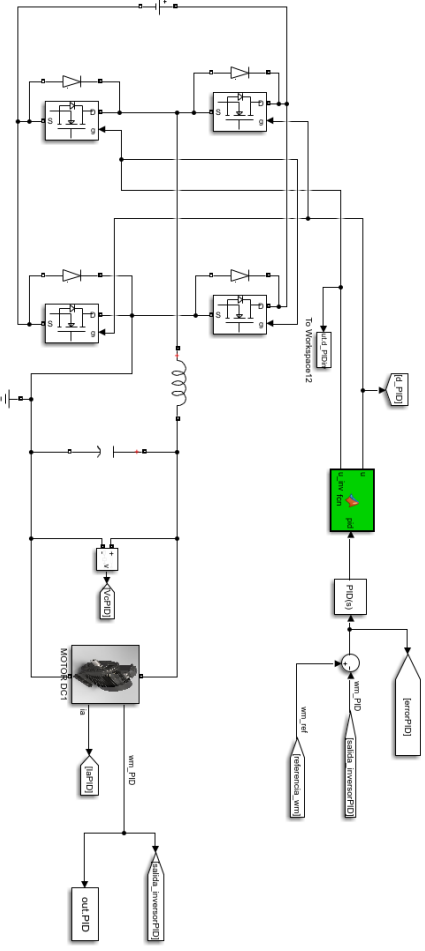


Figura A-1: Implementación del controlador PID en Simulink

6. Bibliografía

- [1] K. Jammousi, M. Bouzguenda, Y. Dhieb, M. Ghariani, and M. Yaich, "Gain optimization of sliding mode speed control for DC motor," in *2020 6th IEEE International Energy Conference (ENERGYCon)*, 2020, pp. 159–163, doi: 10.1109/ENERGYCon48941.2020.9236508.
- [2] D. Jiang, W. Yu, J. Wang, Y. Zhao, Y. Li, and Y. Lu, "A Speed Disturbance Control Method Based on Sliding Mode Control of Permanent Magnet Synchronous Linear Motor," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 82424–82433, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2922765.
- [3] F. E. Hoyos, J. E. Candelo-Becerra, and A. Rincón, "Zero Average Dynamic Controller for Speed Control of DC Motor," *Applied Sciences*, vol. 11, no. 12, 2021, doi: 10.3390/app11125608.
- [4] A. Durdu and E. H. Dursun, "Sliding mode control for position tracking of servo system with a variable loaded DC motor," *Elektron. ir Elektrotechnika*, vol. 25, no. 4, pp. 8–16, 2019, doi: 10.5755/j01.eie.25.4.23964.
- [5] A. Rauf, S. Li, R. Madonski, and J. Yang, "Continuous dynamic sliding mode control of converter-fed DC motor system with high order mismatched disturbance compensation," *Trans. Inst. Meas. Control*, vol. 42, no. 14, pp. 2812–2821, 2020, doi: 10.1177/0142331220933415.
- [6] A. T. Alexandridis and G. C. Konstantopoulos, "Modified PI speed controllers for series-excited dc motors fed by dc/dc boost converters," *Control Eng. Pract.*, vol. 23, pp. 14–21, 2014, doi: <https://doi.org/10.1016/j.conengprac.2013.10.009>.
- [7] S. Khubalkar, A. Chopade, A. Junghare, M. Aware, and S. Das, "Design and Realization of Stand-Alone Digital Fractional Order PID Controller for Buck Converter Fed DC Motor," *Circuits, Syst. Signal Process.*, vol. 35, no. 6, pp. 2189–2211, 2016, doi: 10.1007/s00034-016-0262-2.
- [8] W. Slotine, J.; Li, *Applied Nonlinear Control*. NJ, USA, 1991.
- [9] A. Wang and S. Wei, "Sliding Mode Control for Permanent Magnet Synchronous Motor Drive Based on an Improved Exponential Reaching Law," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 146866–146875, 2019, doi:

10.1109/ACCESS.2019.2946349.

- [10] A. Rauf, J. Yang, R. Madonski, S. Li, and Z. Wang, "Sliding Mode Control of Converter-fed DC Motor with Mismatched Load Torque Compensation," in *2019 IEEE 28th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, 2019, pp. 653–657, doi: 10.1109/ISIE.2019.8781436.
- [11] S. Wu, X. Su, and K. Wang, "Time-Dependent Global Nonsingular Fixed-Time Terminal Sliding Mode Control-Based Speed Tracking of Permanent Magnet Synchronous Motor," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 186408–186420, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.3030279.
- [12] A. P. N. Tahim, D. J. Pagano, and E. Ponce, "Nonlinear control of dc-dc bidirectional converters in stand-alone dc Microgrids," in *2012 IEEE 51st IEEE Conference on Decision and Control (CDC)*, 2012, pp. 3068–3073, doi: 10.1109/CDC.2012.6426298.
- [13] M. Monsalve-Rueda, E. J. Candelo-Becerra, and E. F. Hoyos, "Dynamic Behavior of a Sliding-Mode Control Based on a Washout Filter with Constant Impedance and Nonlinear Constant Power Loads," *Applied Sciences*, vol. 9, no. 21. 2019, doi: 10.3390/app9214548.
- [14] S. Bagherwal, M. Badoni, S. Semwal, and S. Singh, "Design and development of standalone solar photovoltaic battery system with adaptive sliding mode controller," *Int. J. Renew. Energy Res.*, vol. 10, no. 1, pp. 243–250, 2020, [Online]. Available: <https://www.scopus.com/inward/record.uri?eid=2-s2.0-85085165871&partnerID=40&md5=bf104da2236cc61e167861a447734a6a>.
- [15] D. J. Pagano and E. Ponce, "On the robustness of the DC-DC boost converter under washout SMC," in *2009 Brazilian Power Electronics Conference, COBEP2009*, 2009, pp. 110–115, doi: 10.1109/COBEP.2009.5347639.
- [16] R. Madonski, K. Łakomy, M. Stankovic, S. Shao, J. Yang, and S. Li, "Robust converter-fed motor control based on active rejection of multiple disturbances," *Control Eng. Pract.*, vol. 107, p. 104696, 2021, doi: <https://doi.org/10.1016/j.conengprac.2020.104696>.
- [17] F. E. Hoyos Velasco, J. E. Candelo-Becerra, and A. Rincón Santamaría, "Dynamic Analysis of a Permanent Magnet DC Motor Using a Buck Converter Controlled by ZAD-FPIC," *Energies*, vol. 11, no. 12. 2018, doi: 10.3390/en11123388.
- [18] L. Setyawan, W. Peng, and X. Jianfang, "Implementation of sliding mode control in DC microgrids," in *2014 9th IEEE Conference on Industrial*

- Electronics and Applications*, 2014, pp. 578–583, doi: 10.1109/ICIEA.2014.6931231.
- [19] J. R. Vilorio, *Motores de corriente continua. Motorización de máquinas y vehículos.*, Ediciones. 2014.
- [20] S. J. Chapman, *Máquinas eléctricas*, Tercera ed. 2000.
- [21] Ned Mohan, *Electric Drives an integrative approach*. Minneapolis, 2001.
- [22] “EE362L, Power Electronics, Lab Experiment 3: DC-DC Buck Converter,” 2008.
- [23] A. P. N. Tahim, D. J. Pagano, M. L. Heldwein, and E. Ponce, “Control of interconnected power electronic converters in dc distribution systems,” in *XI Brazilian Power Electronics Conference*, 2011, pp. 269–274, doi: 10.1109/COBEP.2011.6085269.
- [24] K. Ogata, *Ingeniería de control moderna*, 3a. ed. MADRID: PRENTICE HALL HISPANOAMERICANA, 1998.