

UNIVERSIDAD NACIONAL DEL CALLAO

ESCUELA DE POSGRADO

**UNIDAD DE POSGRADO DE LA FACULTAD
DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA**



**“CONTROL ADAPTATIVO Y DIFUSO DE POSICIÓN DE UN
MOTOR BRUSHLESS PARA EL ACCIONAMIENTO DE UNA
CARGA NO LINEAL”**

**TESIS PARA OPTAR EL GRADO ACADÉMICO
DE MAESTRO EN CIENCIAS DE LA ELECTRÓNICA CON
MENCIÓN EN CONTROL Y AUTOMATIZACIÓN**

JORGE LUIS BELTRÁN VENTURA

A handwritten signature in blue ink, appearing to read "JLV", located at the bottom left of the page.

**Callao, 2022
PERÚ**

A handwritten signature in black ink, appearing to read "Beltrán", located at the bottom right of the page.

HOJA DE REFERENCIA DEL JURADO

MIEMBROS DEL JURADO

Dr.	: JACOB ASTOCONDOR VILLAR	PRESIDENTE
Mg.	: JORGE ELÍAS MOSCOSO SANCHEZ	SECRETARIO
MSc.	: CARLOS HUMBERTO ALFARO RODRIGUEZ	MIEMBRO
Mg.	: JUAN NEIL MENDOZA NOLORBE	MIEMBRO
Dr.	: NICANOR RAÚL BENITES SARA VIA	ASESOR

ACTA N°	: 12
N° DE LIBRO	: 1
FOLIO	: 125
FECHA DE APROBACIÓN	: 01-09-2022
RESOLUCIÓN DIRECTORAL	: 041 – 2022-DUPFIEE

DEDICATORIA

A Dios por darme la vida e inteligencia, a mi Esposa e hijos, a mis Padres, a mi familia y amigos por el apoyo incondicional.

AGRADECIMIENTO

Agradezco primero a Dios por darme esta gran oportunidad para seguir aprendiendo. A mi Esposa e hijos, gracias por todo el apoyo incondicional día a día que me han servido para llegar hasta donde estoy y ser la persona que soy. Madre, agradecerle por todas las enseñanzas y consejos que me brindaste, y la protección desde pequeño. Gratificación a mis colegas y amigos por su gran apoyo, deseo expresar mi agradecimiento a mi Asesor Dr. Nicanor Raúl Benites Saravia por su apoyo incondicional en revisión de la Tesis.

ÍNDICE

TABLAS DE CONTENIDO	5
TABLAS DE GRÁFICOS	6
RESUMEN	8
ABSTRACT	9
INTRODUCCIÓN	10
I. PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA	13
1.1 Descripción de la realidad problemática	13
1.2 Formulación del problema.....	14
1.2.1 Problema general	14
1.2.2 Problemas específicos	14
1.3 Objetivos de la investigación.....	14
1.3.1 Objetivo General	14
1.3.2 Objetivos específicos	14
1.4 Justificación	15
1.4.1 Justificación teórica	15
1.4.2 Justificación tecnológica	15
1.4.3 Justificación económica	15
1.4.4 Justificación institucional	15
1.4.5 Justificación social	16
1.5 Limitantes.....	16
1.5.1 Teórico	16
1.5.2 Temporal.....	16
1.5.3 Espacial	16
II. MARCO TEÓRICO	17
2.1 Antecedentes	17
2.1.1 Investigaciones Internacionales	17
2.1.2 Investigaciones Nacionales	23
2.2 Bases teóricas	24
2.2.1 Introducción	25
2.2.2 Motor DC Brushless.....	26
2.2.3 Estructura del motor BLDC.....	27
2.2.4 Operación del motor DC.....	29

2.2.5	Esquema de conmutación.....	31
2.2.6	Etapa de potencia.	32
2.3	Conceptual.....	33
2.3.1	Modelo general del motor BLDC.....	33
2.3.2	Fundamentos del control MRAC.....	36
2.3.3	Fundamentos del control FLC	39
2.4	Definición de términos básicos.....	41
2.4.1	Glosario de términos básicos	41
2.4.2	Abreviaturas utilizadas.....	43
III.	HIPÓTESIS Y VARIABLES.....	44
3.1	Hipótesis.....	44
3.1.1	Hipótesis general	44
3.1.2	Hipótesis específicas.....	44
3.1.3	Definición conceptual de las variables	44
3.1.4	Operacionalización de variables.....	45
IV.	DISEÑO METODOLÓGICO	46
4.1	Tipo y diseño de investigación.....	46
4.2	Método de investigación	46
4.2.1	Desarrollo de la metodología.....	46
4.2.2	Modelo del motor BLDC	47
4.2.3	Modelo del motor BLDC en Simulink.....	49
4.2.4	Diseño del controlador FLC	51
4.2.4.1	Conjunto difuso.....	51
4.2.4.2	Funciones de pertenencia.....	52
4.2.4.3	Operaciones con conjuntos difusos	52
4.2.4.4	Inferencia difusa de Mamdani.....	53
4.2.5	Diseño del controlador MRAC	56
4.2.5.1	Control con modelo de referencia	57
4.2.5.2	Algoritmo de control MRAC	58
4.2.5.3	Regla de MIT.....	59
4.2.6	Análisis de la Convergencia	62
4.3	Población y muestra.....	63
4.4	Lugar de estudio y periodo desarrollado	63
4.5	Técnicas e instrumentos para la recolección de la información.....	63

4.6	Análisis y procesamiento de datos	63
V.	RESULTADOS	64
5.1	Resultados descriptivos.....	64
5.2	Resultados inferenciales.....	64
5.2.1	Modelo del Motor BLDC	65
5.2.2	Desempeño de los Controladores	66
5.2.3	Criterio de las 4 Reglas difusas.....	74
5.2.4	Criterio de las ganancias del controlador difuso.....	74
5.2.5	Escalador α	75
VI.	DISCUSIÓN DE RESULTADOS	76
6.1	Contrastación y demostración de la hipótesis con los resultados	76
6.1.1	Contrastación de hipótesis específica 1:.....	76
6.1.2	Contrastación de hipótesis específica 2:.....	79
6.1.2.1	Simulaciones del control FLC.....	79
6.1.2.2	Simulaciones del control MRAC.....	80
6.2	Responsabilidad ética de acuerdo con los reglamentos vigentes	83
	CONCLUSIONES	84
	RECOMENDACIONES	85
	REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	86
	ANEXO 1.....	88
	Matriz de Consistencia.....	88
	ANEXO 2.....	90
	Programas en MATLAB.....	90
	Programa 1: Control a lazo abierto y sintonía PID paralelo.....	91
	Programa 2: Funciones de conmutación	92
	Programa 3: Programas FLC.....	94
	Programa 4: Programas MRAC.....	97
	ANEXO 3.....	99
	Programas en Simulink.....	99
	Programa 1: Modelo BLDC en Simulink.....	100
	Subsistema 1: Conmutador e inversor	100
	Subsistema 2: Motor BLDC	101
	ANEXO 4.....	104
	Motor BLDC.....	104

ANEXO 5.....	106
Parámetros de Diseño.....	106

TABLAS DE CONTENIDO

Tabla 1. Secuencias de Switch.....	30
Tabla 2. Características de las variables.	45
Tabla 3: Parámetros del motor BLDC por fase.....	68

TABLAS DE GRÁFICOS

Figura 1. Motor DC Brushless.	26
Figura 2. Estructura del Motor DC Brushless.	28
Figura 3. Formas de onda de voltaje de fase, corriente y sensor Hall.	29
Figura 4. Interacción de rotor y estator.	30
Figura 5. Esquema BLDC driver.....	31
Figura 6. Circuito inversor trifásico.	32
Figura 7. Circuito equivalente del motor DC Brushless.	33
Figura 8. Diagrama esquemático del motor BLDC.....	34
Figura 9. Circuito equivalente simplificado del motor BLDC.....	34
Figura 10. Sistema de control MRAC.....	38
Figura 11. Sistema de inferencia difusa.	40
Figura 12. Sistema de inferencia difusa.	41
Figura 13. Diagrama de bloques simplificado del motor BLDC.....	49
Figura 14. Subsistemas del motor BLDC equivalente.	50
Figura 15. Circuito drive del motor BLDC.....	50
Figura 16. Funciones de pertenencia.....	52
Figura 17. Idea del esquema de control con modelo de referencia.....	57
Figura 18. Esquema de control MRAC.....	58
Figura 19. Evolución del coeficiente de adaptación.....	60
Figura 20. Convergencia de los parámetros de adaptación.....	60
Figura 21. Diagrama de bloques MRAC simplificado.	61
Figura 22. Modelo BLDC.....	65
Figura 23. Respuesta en lazo abierto.....	65
Figura 24. Sistema MRAC con la regla MIT.	66
Figura 25. Sistema MRAC con la regla MIT Normalizada.	66
Figura 26. Diagrama de bloques del sistema de control PID Digital.....	71
Figura 27. Sistema de inferencia en MATLAB.....	72
Figura 28. Funciones de pertenencia.....	73
Figura 29. Regla base.	73
Figura 30. Data objeto de entrada y salida del motor BLDC.	77
Figura 31. Respuesta del sistema de control en lazo abierto.	77
Figura 32. Comparación de respuesta del sistema de control en LA.....	78
Figura 33. Comparación de respuesta del sistema de control en LA.....	78
Figura 34. Comparación control PID y FLC de tipo PD+I.....	79

Figura 35. Ley de control FLC de tipo PD+I.....	80
Figura 36. Respuesta del sistema de control MRAC.	80
Figura 37. Respuesta del sistema de control MRAC para trayectorias.	81
Figura 38. Diagrama de bloques para simular el control MRAC.	82
Figura 39. Respuesta del sistema de control MRAC normalizado.....	82

RESUMEN

El presente proyecto de tesis de maestría expone una comparación del desempeño de técnicas de control diferentes aplicadas a un motor Brushless (BLDC, Brushless Direct Current) de alta performance. Los motores BLDC de imanes permanentes síncronos impulsados por voltaje DC, la conmutación de corriente se logra mediante interruptores de estado sólido. El instante de conmutación está determinado por la posición del rotor que se detecta ya sea por sensores de posición o por técnicas sin sensores. El primer esquema es un controlador PID difuso adaptivo y el segundo es un esquema de control adaptativo de modelo de referencia (MRAC, Model Reference Adaptive Control). El propósito del algoritmo de control es forzar a la velocidad del rotor a seguir la velocidad de referencia deseada con buena precisión todo el tiempo. Este objetivo debe lograrse para diferentes velocidades e independientemente de la perturbación de una carga no lineal. Los resultados de la simulación a simular nos mostraran ambas performances, y realizar una comparativa de ambas técnicas.

Palabras claves: Modelo BLDC, Control Difuso, Control Adaptativo.

ABSTRACT

This master's thesis project presents a comparison of the performance of different control techniques applied to a high-performance Brushless motor (BLDC, Brushless Direct Current). DC voltage driven synchronous permanent magnet BLDC motors, current switching is achieved by solid state switches. The switching instant is determined by the rotor position which is detected either by position sensors or by sensorless techniques. The first scheme is an adaptive fuzzy PID controller and the second is a reference model adaptive control (MRAC, Model Reference Adaptive Control) scheme. The purpose of the control algorithm is to force the rotor speed to follow the desired reference speed with good precision all the time. This objective must be achieved for different speeds and regardless of the disturbance of a non-linear load. The results of the simulation to simulate will show us both performances, and make a comparison of both techniques.

Keywords: BLDC Model, Fuzzy Control, Adaptive Control.

INTRODUCCIÓN

El proyecto de tesis de maestría corresponde al área de ingeniería aplicada correspondiente al estudio del control de los motores BLDC (Brushless DC motor). Los motores BLDC, son de imanes permanentes síncronos, son impulsados por voltaje DC, y la conmutación de corriente se logra mediante interruptores de estado sólido. El instante de conmutación está determinado por la posición del rotor que se detecta ya sea por sensores de posición o por técnicas sin sensores. Los motores BLDC tienen muchas ventajas, entre ellas citamos, al desarrollo de accionamientos de motor de alta performance, siendo este factor muy importante en aplicaciones industriales, así como otras aplicaciones tales como laminadores de acero, trenes eléctricos, automoción eléctrica, aviación y robótica, [1].

Se han fabricado varios tipos de motores eléctricos para aplicaciones industriales. Entre estos tipos, están los motores de corriente continua convencionales que son conocidos por su excelente característica. Por otro lado, está el motor DC (Direct Current) convencional, que tiene algunas desventajas, como el mantenimiento de rutina de conmutadores, sustitución periódica frecuente de escobillas y un alta coste, [2], [3]. Sin embargo, los motores DC convencionales no se utilizan en o ambiente explosivo.

También está el motor de inducción de jaula de ardilla como una alternativa al motor DC convencional, que nos ofrece la robustez con bajo costo. Sin embargo, sus desventajas tienen un deficiente par y bajo factor de potencia [4]. Además, los motores DC convencionales y los motores de inducción no son utilizados en aplicaciones de alta velocidad. En este sentido, la alternativa tanto al motor DC convencional y el motor de inducción es el motor BLDC, que es ser considerado el motor eléctrico con más performance para estas aplicaciones, [4]. Estos motores, son impulsados por voltaje DC, pero la corriente la conmutación se realiza mediante interruptores de estado sólido. La conmutación instantes están determinados por la posición del rotor y la

posición del rotor es detectado por sensores de posición o por técnicas sin sensores. [4].

El modelo de espacio de estados del motor BLDC se analiza ampliamente en [4]. Este modelo derivado para motor BLDC presenta uno de los principales inconvenientes, como es la dependencia de los coeficientes de las variables de estado en la posición del rotor (dependiente del tiempo), lo que dificulta la implementación. Este problema se alivia considerando el modelo presentado en [5] y base del presente proyecto. Además, los coeficientes de las variables de estado que utilizan este modelo son constantes en el tiempo. Esto es la principal ventaja de tal modelo.

En aplicaciones de accionamientos de alta performance como la robótica, actuación dinámica y manipulación guiada, moviendo el extremo efector de una posición a otra no es el único objetivo, el efector final mientras viaja debe seguir un tiempo preseleccionado trayectoria marcada en todo momento. Esto debe lograrse incluso cuando el sistema se carga, la inercia y los parámetros varían, para lograr este objetivo la estrategia de control debe ser adaptativa, robusto, preciso y sencillo de implementar.

Por otro lado, el controlador PID se aplica en varios campos de la ingeniería debido a sus parámetros de simplicidad, robustez, fiabilidad y fácil ajuste. El conocido método para encontrar parámetros PID mediante la regla de Ziegler-Nichols, no siempre son los mejores para una alta performance. Entonces, se realiza usando técnicas alternativas de control, ya que el principal obstáculo que enfrenta la técnica de control PID es un cambio repentino en el conjunto variación de puntos y parámetros, hace que el control PID dé mala respuesta. Este problema se mitiga al implementar técnicas de control avanzadas como control adaptativo por modelo de referencia, y el control difuso propuestas en el presente proyecto.

Uno de los principales problemas con el desarrollo de técnicas de autoajuste de control adaptativo es la incapacidad de lograr el control de trayectoria en presencia de perturbaciones repentinas o grandes ruidos. Esto se debe a que el estimador de parámetros proporcionan resultados erróneos en presencia

de alteraciones repentinas o grandes ruidos, sin embargo, existen otras alternativas de control MRAC (Model Reference Adaptive Control) cuya performance es robusta, en nuestro caso ante presencia de perturbaciones en los accionamientos en la carga no lineal, pone a prueba su performance, [4].

La teoría del control FLC (Fuzzy Logic Control) suele proporcionar controladores no lineales que son capaces de realizar acción de control no lineal compleja diferente incluso para situaciones inciertas sistemas no lineales. A diferencia del diseño de control convencional, un FLC no requiere un conocimiento preciso del modelo del sistema como los polos y ceros de la función de transferencia del sistema [1]. Un sistema de control de lógica difusa basado en conocimientos expertos la base de datos necesita menos cálculos, pero carece de capacidad suficiente para las nuevas reglas [4]. Entonces, la combinación entre difusa y controlador PID para ajustar los parámetros PID de acuerdo con el error y el cambio de error son una buena alternativa simple, robusto y adaptable.

I. PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA

1.1 Descripción de la realidad problemática

El presente trabajo de investigación concierne al estudio de los motores de DC sin escobillas (motor Brushless), también denominados motores síncronos DC de imán permanente, son uno de los tipos de motores que se han popularizado rápidamente, principalmente debido a sus mejores características y rendimiento. La especialidad del motor sin escobillas es que utilizan imanes permanentes en lugar de electroimanes en la armadura. Por lo tanto, la energía requerida para hacer funcionar el motor se reduce, pero para fines de conmutación se necesitan circuitos especiales. En la actualidad, los motores de inducción, los motores de corriente continua sin escobillas y los motores síncronos han ganado un uso generalizado en los sistemas de tracción eléctrica. La velocidad de los motores de inducción de CA (Alternating Current) tradicionales es limitada. Estos motores deben deslizar la velocidad síncrona para desarrollar el par. La velocidad síncrona está determinada por la frecuencia de la fuente de alimentación. Para un número fijo de polos, la velocidad del motor está limitada. Además, cuando el motor gira a velocidad síncrona, el par se vuelve cero. Por otro lado, la velocidad del motor DC con escobillas está determinada por el voltaje aplicado en las escobillas. Las diferencias de voltaje entre las escobillas y la salida de control del motor varían con la carga, la velocidad varía con la carga. Como los motores de DC sin escobillas no utilizan escobillas, superan el problema de las diferencias de voltaje entre las escobillas y las salidas de control del motor. Estos motores funcionan siguiendo la rotación del campo magnético, que opera a través de un circuito eléctrico. Entonces, la velocidad está fijada por la propiedad del circuito eléctrico, también el motor sin escobillas desarrolla un par constante a través de su operación. Por esta razón es que aplican diferentes teorías de control mostrando una alta performance, [2].

1.2 Formulación del problema

1.2.1 Problema general

¿De qué manera el desarrollo de los algoritmos de control difuso y control adaptativo aplicando un sistema BLDC contribuirán a la mejora de la performance del control de posición frente a cargas no lineales?

1.2.2 Problemas específicos

- a. Problema específico 1: ¿Cómo influye el modelo del sistema BLDC en la actuación del control de posición?
- b. Problema específico 2: ¿Cómo afectan en la medida de la performance al aplicar y comparar al control adaptativo y control difuso en el motor BLDC frente a las cargas no lineales?

1.3 Objetivos de la investigación

1.3.1 Objetivo General

Realizar el diseño de controlador de motor DC sin escobillas sin sensores y desarrollar un mecanismo de control para el accionamiento de una carga no lineal.

1.3.2 Objetivos específicos

- a. **Objetivo Específico 1:** Desarrollar y simular el modelo BLDC y verificar el desempeño frente al accionamiento a lazo abierto.
- b. **Objetivo Específico 2:** Desarrollar los sistemas de control Adaptativo por Modelo de Referencia (MRAC) y control Difuso, y evaluar las performances en el desempeño del par con la medición de la fuerza contraelectromotriz.

1.4 Justificación

1.4.1 Justificación teórica

El desarrollo de los algoritmos de control FLC propuesto por E. Mamdani, y control MRAC, ambos contribuirán de manera significativa al desempeño de una alta performance en la acción de control que guiará al control en forma “suave” a lo largo de la trayectoria impuesta con mínimo sobre impulso y un error en estado estacionario nulo.

1.4.2 Justificación tecnológica

En el aspecto tecnológico se integra un esquema como una propuesta de aplicaciones en el entorno industrial, considerando como una contribución indispensable en el caso futuro que se lleve a una implementación y realizar pruebas de tiempo real.

1.4.3 Justificación económica

Considerando una visión económica el trabajo radica en el desarrollo de obtener las leyes de control que actúen guiando al sistema de control de alta performance a obtener el máximo rendimiento del motor sin escobillas.

1.4.4 Justificación institucional

La tesis de maestría será desarrollada en los ambientes de la Unidad de Posgrado de la Universidad Nacional del Callao, de la Facultad de Ingeniería Eléctrica y Electrónica.

1.4.5 Justificación social

El trabajo de investigación tendrá como beneficiarios a los estudiantes de la Unidad de Posgrado de la FIEE UNAC.

1.5 Limitantes

1.5.1 Teórico

Como, limitaciones teóricas se establece que no se cuenta con el motor BLDC sin escobillas; en ese sentido fue necesario acudir a las fuentes informativas, libros, artículos, papers, o portales de internet.

1.5.2 Temporal

En nuestro proyecto de tesis, se requiere métodos cuantitativos, consiste en estudiar los fenómenos experimentales que pudieran ocurrir como es el periodo de tiempo de la procedencia de los datos.

1.5.3 Espacial

Una limitante espacial concierne al área geográfica en donde se desarrollará la investigación. Siempre será una limitante no contar con laboratorios, instrumentos, equipos y dispositivos que nos permitan realizar las pruebas experimentales y poder validar los resultados.

II. MARCO TEÓRICO

2.1 Antecedentes

2.1.1 Investigaciones Internacionales

- J. Zhang, N. Wang and S. Wang, "A developed method of tuning PID controllers with fuzzy rules for integrating process," Proceedings of the American Control Conference, Boston, 2004, pp. 1109-1114, Los controladores de derivada integral proporcional (PID) se aplican ampliamente en procesos industriales, y el método de ajuste de los parámetros del controlador PID sigue siendo un área de investigación actual. En este documento se desarrolla un esquema de ajuste difuso para la configuración del controlador PID para los procesos de integrador más retardo de tiempo, en el que se utiliza un método de razonamiento basado en reglas difusas en línea para determinar un parámetro de ajuste. [1].
- M. A. EL-Sharkawi, "Development and Implementation of High-Performance Variable Structure Tracking Control for Brushless Motors", IEEE Transaction on Energy Conversion, Vol. 6, no. 1 March 1991, pp, 114-119, Se propone un controlador de alto rendimiento para motores sin escobillas de CC. El controlador se basa en las teorías del seguimiento de estructuras variables. Con el método propuesto, la posición del rotor rastrear cualquier pista seleccionada arbitrariamente con un alto grado de precisión y sin sobrepasar o sobrecargar el hardware del sistema. La estrategia de control es adaptativa y muy robusta. Las alteraciones externas y las variaciones en los parámetros del sistema se compensan de forma adaptativa mediante el controlador de seguimiento. El controlador propuesto es adecuado para aplicaciones tales como robótica, actuación y manipulación, donde la mayoría de los métodos actuales de control posicional de parámetros fijos son inadecuados, [2].

- W. R. Pearson and Paresh C. Sen, "Brushless DC Motor Propulsion Using Synchronous Motor for Transient System," IEEE Transection on Industrial Electronics, Vol. IE 31, No. 4, nov. 1984, pp.326-351, Esta tesis presenta un controlador de lógica difusa (FLC) para el control de velocidad de un BLDC mediante utilizando. El enfoque de lógica difusa (FL) aplicado al control de velocidad conduce a una mejora comportamiento dinámico del sistema de accionamiento del motor e inmune a las perturbaciones de carga y variaciones de los parámetros. El FLC está diseñado utilizando una simple analogía entre las superficies de control del FLC y un controlador proporcional-integral. El control de lógica difusa ofrece una mejora en la calidad de la respuesta de velocidad, en comparación con el control PI, [3].
- C.-L. Xia, "Permanent Magnet Brushless DC Motor Drives and Controls". Singapore: John Wiley & Sons Singapore Pte. Ltd., 2012, Este libro, una referencia exhaustiva sobre la simulación y la implementación de hardware de variadores de motor BLDC, cubre los avances recientes en el control de variadores de motor BLDC, incluido el control inteligente, el control sin sensores, la reducción de la ondulación del par y la implementación de hardware. Con la guía del equipo de autores expertos, los lectores comprenderán el principio, el modelado, el diseño y el control de los accionamientos de motor BLDC. También se presentan los métodos de control avanzados y los nuevos logros de los accionamientos de motor BLDC, de interés para los lectores más avanzados. Se centra en el control de los motores de corriente continua sin escobillas PM, brindando a los lectores los fundamentos del tema en el que se desarrolla a través de una lectura más avanzada, [4].
- M. Thesis, "BLDC Motor Modelling and Control – A Matlab ® /Simulink ® Implementation", 2005, Esta tesis presenta un modelo de corriente continua sin escobillas (BLCD) trifásica conectada en estrella al motor. La construcción y el funcionamiento de los motores de CC convencionales y

los motores BLCD se presentan modelos de espacio de estado y se derivan para cada uno. Los modelos Matlab® / Simulink® son desarrollado para cada tipo de motor y se verifica su validez. Par, velocidad y posición El control se aplica mediante el control de banda de histéresis, el control de pwm y el voltaje de enlace de CC variable control, [5].

- Ming Liang Chen “Multi-Layer Self Tuning Powe System Stabilizer,” Ph.D. Thesis, University of Washington, 1989, En este artículo se propone un estabilizador de sistema de potencia (PSS) basado en lógica difusa con capacidad de aprendizaje. El PSS propuesto emplea una red adaptativa multicapa. La red se entrena directamente desde la entrada y la salida de la unidad generadora. El algoritmo combina las ventajas de las redes neuronales artificiales (ANN) y los esquemas de control de lógica difusa (FLC). Los estudios muestran que el PSS de lógica difusa basado en red adaptable propuesto (ANF PSS) proporciona una buena amortiguación de los sistemas de energía en una amplia gama de condiciones de operación y mejorar el rendimiento dinámico del sistema de energía. [6].
- A. Mohamed, “Optimization Techniques for Tuning the Controller of a Permanent Magnet Brushless Motor,” Cairo, master of science, 2012, Los controladores proporcional-integral-derivativo (PID) fueron los controladores más populares de este siglo debido a su notable efectividad, simplicidad de implementación y amplia aplicabilidad. Sin embargo, los controladores PID están mal sintonizados en la práctica y la mayor parte del ajuste se realiza manualmente, lo cual es difícil y requiere mucho tiempo. La inteligencia computacional ha propuesto algoritmos genéticos (GA) y optimización de enjambre de partículas (PSO) como caminos abiertos hacia una nueva generación de control de procesos avanzado. El principal objetivo de estas técnicas es diseñar un sistema de control industrial capaz de lograr un rendimiento óptimo frente a tipos variables de perturbaciones desconocidas en las aplicaciones prácticas. [7].

- H.X.Li and S.K.Tso, “Quantitative design and analysis of Fuzzy Proportional-Integral- Derivative Control- a Step Towards Autotuning”, International journal of system science, Vol.31, No.5, 2000, pp.545-553, En este artículo, se propone un análisis matemático completo para diseñar y afinar control proporcional-integral-derivativo (FZ-PID) para lograr un mejor rendimiento y diseño más simple. El modelo cuantitativo de FZ-PID, derivado para el análisis matemático y diseño de ganancia, consta de un relé no lineal y un relé no lineal proporcional-integral- controlador derivativo (PID), [8].
- G.R.Chen and T.T.Pham, “Introduction to fuzzy sets, fuzzy logic, Fuzzy control system”, CRC.Press,Boac Raton,FL,USA,2000, A principios de la década de 1970, los sistemas difusos y las teorías de control difuso agregaron una nueva dimensión a la ingeniería de sistemas de control. Desde sus inicios como en su mayoría heurísticos y algo ad hoc, los enfoques más recientes y rigurosos de la teoría del control difuso han ayudado a convertirla en una parte integral de la teoría del control moderna y han producido muchos resultados interesantes. El “arte” de ayer de construir un controlador difuso que funcione se ha convertido en la “ciencia” actual del diseño sistemático. [9].
- I. Science, “PID Parameters Optimization by Using Genetic Algorithm” Andri Mirzal, Shinichiro Yoshii, Masashi Furukawa”, Los retrasos son componentes que provocan retrasos en la respuesta de los sistemas. Surgen en sistemas físicos, químicos, biológicos y económicos, así como en el proceso de medición y cálculo. En este trabajo, implementamos el algoritmo genético (GA) en determinar los parámetros del controlador PID para compensar el retardo en el retardo de primer orden más el tiempo Retrasar (FOLPD) y comparar los resultados con el método iterativo y la regla de Ziegler-Nichols resultados, [10].

- M. Omar, M. Soliman, A. M. A. Ghany, and F. Bendary, “Optimal Tuning of PID Controllers for Hydrothermal Load Frequency Control Using Ant Colony Optimization,” vol. 5, no. 3, pp. 348–360, 2013, Este artículo propone una novedosa técnica de Inteligencia Artificial conocida como Ant Colony Optimización (ACO) para un ajuste óptimo de los controladores PID para el control de frecuencia de carga. Los El algoritmo de diseño se aplica a un sistema de energía hidrotermal que consta de dos áreas de control. Una hidro y la otra térmica con etapa de recalentamiento. Para hacer que el sistema tenga una forma realista, las no linealidades del sistema representadas por la restricción de la tasa de generación (GRC), la banda muerta, se introduce una amplia gama de parámetros, [11].
- J. P. Anderson, A. Julian, F. Approved, and O. M. B. No, “NAVAL POSTGRADUATE AND CONTROL OF A 4th ORDER ROTATIONAL”, by Jeremiah P. Anderson, December, 2009, En esta tesis, una planta mecánica rotacional de cuarto orden proporcionada por Educational Control Products se modela a partir de los primeros principios y se representa en forma de espacio de estado. La identificación de los parámetros del espacio de estado se logró utilizando la función de estimación de parámetros en Matlabs System Identification Toolbox utilizando datos experimentales de entrada / salida. [12].
- R. Kandiban and R. Arulmozhiyal, “Speed Control of BLDC Motor Using Adaptive Fuzzy PID Controller,” Procedia Eng., vol. 38, pp. 306–313, Jan. 2012, Los motores de CC sin picos (BLDCM) se utilizan ampliamente para muchas aplicaciones industriales debido a su alta eficiencia, alto par y bajo volumen. Este documento propuso un controlador PID difuso adaptativo mejorado para controlar la velocidad de BLDCM. Este documento proporciona una descripción general del rendimiento del controlador PID convencional, el controlador PID difuso y el controlador PID difuso adaptable. Es difícil ajustar los parámetros y obtener características de

control satisfechas mediante el uso de un controlador PID convencional normal. Como Adaptive Fuzzy tiene la capacidad de satisfacer las características de control y es fácil de calcular. Los resultados experimentales verifican que un controlador PID difuso adaptativo tiene un mejor rendimiento de control que el controlador PID difuso y el controlador PID convencional. El modelado, control y simulación del motor BLDC se ha realizado mediante el paquete de software MATLAB / SIMULINK. [13].

- N. Tadrict, H. Zeroug, and B. Boukais, "Development of Brushless DC Motor Drive System for Teaching Purposes using Various PWM Control Techniques," *Int. J. Electr. Eng. Educ.*, vol. 49, no. 3, pp. 210–231, jul.2012, En este artículo, se desarrolló un banco de pruebas con fines didácticos para mejorar la electrónica de potencia y el control en tiempo real de un CC sin escobillas. Motor. Se hizo especial hincapié en las técnicas PWM y la generación de señales teóricas utilizando un entorno MATLAB / Simulink y experimentalmente con un kit de programación DSP. Primero, se desarrolló un modelo en MATLAB / Simulink derivado de ecuaciones eléctricas y mecánicas. Las estrategias de control implementadas involucraron dos técnicas PWM, a saber, conmutación suave y dura. El sistema fue construido de tal manera que los estudiantes realicen modelos y confirmar sus resultados a través del banco de pruebas utilizando estas técnicas. El enfoque utilizado ha sido eficaz para generar satisfacción en los estudiantes. Las mejoras en el aprendizaje de los estudiantes son evidentes con respecto a las aplicaciones de control de variadores, ya sea como variadores de velocidad o en sistemas integrados. [14].
- P. Agarwal and A. Bose, "Brushless Dc Motor Speed Control Using Proportional-Integral and Fuzzy Controller," vol. 5, no. 5, pp. 68–78, 2013, Los motores BLDC tienen conmutador electrónico, en lugar de escobillas, por lo que tienen mayor eficiencia, larga vida útil, construcción robusta y funcionamiento silencioso. El motor BLDC implementa el principio básico

de motores de CC convencionales, excepto que el estator tiene devanados trifásicos, mientras que el rotor tiene imanes de polo. Los sensores Hall integrados en el motor detectan la posición del rotor. El decodificador decodifica la posición del rotor y produce pulsos de compuerta para activar el inversor de seis interruptores para producir voltaje de CA que energiza los devanados del estator para producir corriente, [15].

- O. J. Oguntoyinbo, “PID Control of Brushless DC Motor and Robot Trajectory Planning and Simulation With MATLAB/Simulink,” 2009, Este reporte presenta un modelo PID del motor Brushless y un robot de planeamiento de trayectoria. Se da una breve descripción del motor BLCD empleando modelo matemático y realizando las simulaciones en conjunto con el PID que acompaña a esta investigación, [16].

2.1.2 Investigaciones Nacionales

- HANS EDINSON VÁSQUEZ MORALES, “Control De Posición y Velocidad de un Motor DC sin Escobillas de Imán Permanente usando el Controlador Lógico Difuso”, Universidad Nacional De Ingeniería Facultad De Ingeniería Eléctrica Y Electrónica, 2014, En el presente trabajo se describe el control de posición y velocidad de un motor DC sin escobillas de imán permanente aplicando teoría de “Lógica difusa”. Inicialmente el “Controlador lógico difuso” (FLC, por sus siglas en inglés) se desarrolla utilizando el Toolbox de “Lógica difusa” de Matlab y luego se incorpora en el modelo del sistema controlador-motor elaborado en Simulink, en este controlador se utiliza la información del sensor de posición y estableciendo una base de “reglas difusas” se determina la ley de control, que se transmite al controlador de corriente el cual mediante una regulación de corriente por histéresis genera la señal de control de pulsos y se transmiten al inversor, esto permite que el sistema responda siguiendo una señal de referencia arbitraria, de este modo las características dinámicas del motor DC sin escobillas tales como la velocidad, el torque, las corrientes y voltajes son observados y

analizados utilizando el modelo desarrollado en Matlab. El motor DC sin escobillas presenta algunas ventajas en comparación con otros tipos de motores, sin embargo, la no linealidad de las características de su accionamiento hace que sea difícil de controlar mediante el uso de un controlador proporcional-integral (PI) convencional. Con el fin de superar este problema, el control mediante "Lógica Difusa" se convierte en el más apropiado. Mediante la lógica difusa se logra reducir las oscilaciones en el periodo transitorio y se mejora la robustez del sistema de control. El "Sistema difuso" se ha desarrollado para proporcionar una transición más suave, menos sobre pico de la respuesta y mejor capacidad de rechazo a las perturbaciones, tales como cambios de los parámetros del motor o cambios en la carga del sistema. Los resultados obtenidos demuestran que el controlador lógico difuso es robusto y confiable frente a cambios de velocidad, variaciones de carga y variaciones de los parámetros internos del motor. Este sistema de control permite seguir de forma eficiente y con precisión las diferentes magnitudes y formas de velocidad de referencia. [17].

2.2 Bases teóricas

El desarrollo del algoritmo de control en conjunto con la medida de la performance del control del motor sin escobillas dependerá también de la precisión del circuito de accionamiento. El accionamiento del motor de alta performance es esencial para aplicaciones industriales. En el sector industrial, los motores de inducción y los motores DC con escobillas están siendo reemplazados por motores DC sin escobillas. Los motores DC sin escobillas tienen bajo costo, alta eficiencia y mejores características de torque, lo cual es crucial para aplicaciones industriales. También es importante un sistema de accionamiento de motor confiable, que se realicen estas tareas industriales. El motor DC sin escobillas se opera en modo sensor o sin sensor. Para la operación con sensores se requieren dispositivos sensores de posición, lo que aumenta el costo. Pero en la técnica sin sensores se omite la

parte de detección, además, una técnica sin sensores agrega más confiabilidad al sistema de transmisión. El problema del sistema sin sensores es la mayor complejidad en la electrónica de accionamiento. Pero considerando el costo y la confiabilidad, es mejor usar un sistema de control sin sensores para motores DC sin escobillas.

2.2.1 Introducción

El desarrollo de un sistema de accionamiento de motor adecuado es necesario con el desarrollo de motores eléctricos. Los motores sin escobillas tienen varias ventajas sobre otros tipos de motores. Un cambio importante en el funcionamiento de los motores sin escobillas es que funcionan mediante conmutación electrónica, por lo que necesitan un circuito de accionamiento electrónico. La performance del motor sin escobillas depende principalmente de la precisión del circuito de accionamiento. Por lo tanto, la mejora del circuito de accionamiento es importante para obtener la máxima performance del motor sin escobillas.

El accionamiento del motor de alta performance es esencial para aplicaciones industriales. En el sector industrial, los motores de inducción y los motores DC con escobillas están siendo reemplazados por motores DC sin escobillas. Los motores DC sin escobillas tienen bajo costo, alta eficiencia y mejores características de torque, lo cual es crucial para aplicaciones industriales. También es importante un sistema de accionamiento de motor confiable, que realice estas tareas industriales.

El motor DC sin escobillas se opera en modo sensor o sin sensor. Para la operación con sensores se requieren dispositivos sensores de posición, lo que aumenta el costo. Pero en la técnica sin sensores se omite la parte de detección, además, una técnica sin sensores agrega más confiabilidad al sistema de transmisión. El problema del sistema sin sensores es la mayor complejidad en la electrónica de accionamiento. Pero considerando el costo y

la confiabilidad, es mejor usar un sistema de control sin sensores para motores DC sin escobillas.

2.2.2 Motor DC Brushless

Un motor eléctrico es una máquina que convierte la energía eléctrica en energía mecánica. Hay una variedad de tipos de motores, incluidos motores de inducción, servomotores y motores DC. Los motores sin escobillas son un tipo especial de motor en la categoría de motor DC (ver Figura 1).

Figura 1. Motor DC Brushless.



Fuente [6]

Los motores de corriente continua sin escobillas o comúnmente conocidos como motores BLDC están ganando popularidad rápidamente. Los motores BLDC no tienen escobillas para conmutación, sino que utilizan conmutador electrónico. Los motores BLDC tienen una amplia variedad de usos y tienen muchas ventajas sobre los motores con escobillas. En este capítulo se ofrece una breve descripción de la estructura y el principio de funcionamiento del motor sin escobillas. También se analiza el funcionamiento con sensores y sin sensores del motor BLDC.

Los motores de corriente continua sin escobillas o comúnmente conocidos como motores BLDC están ganando popularidad rápidamente. Los motores BLDC no tienen escobillas para conmutación, sino que utilizan conmutador

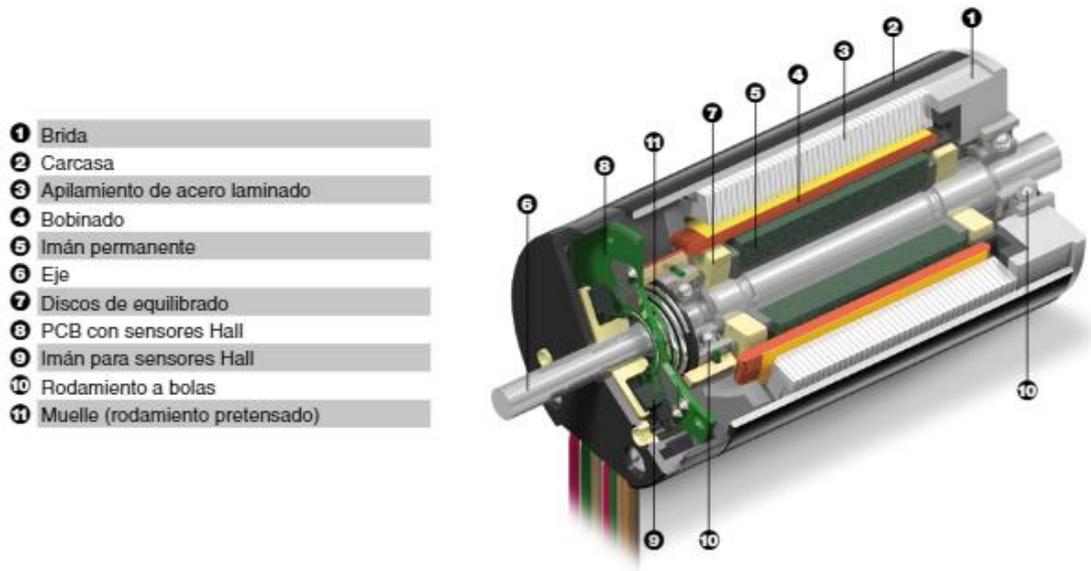
electrónico. Los motores BLDC tienen una amplia variedad de usos y tienen muchas ventajas sobre los motores con escobillas. En este capítulo se ofrece una breve descripción de la estructura y el principio de funcionamiento del motor sin escobillas. También se analiza el funcionamiento con sensores y sin sensores del motor BLDC.

2.2.3 Estructura del motor BLDC

En general, un motor DC con escobillas tiene un inducido giratorio y un campo magnético fijo y su conmutación es mecánica. Sin embargo, por lo general, un motor DC sin escobillas es un motor DC de adentro hacia afuera, cuya armadura está en el estator y los imanes están en el rotor, y utiliza los sensores de posición y un inversor para conmutar eléctricamente, lo que lo convierte prácticamente en un mantenimiento. Motor libre. Los componentes principales del motor BLDC son el estator y el rotor donde se instalan el devanado del inducido y los imanes permanentes, respectivamente.

Como podemos ver en la Figura 2, el rotor con el imán permanente montado en el eje en el centro. El equilibrio dinámico se logra quitando material de los dos anillos de equilibrio hechos de latón. El equilibrio es importante para reducir la vibración y el ruido y para aumentar la vida útil de los rodamientos, especialmente a las altas velocidades que se obtienen con los motores sin escobillas.

Figura 2. Estructura del Motor DC Brushless.



Fuente: https://moam.info/maxon-ec-motor-bobinado-de-rotor-sin-hierro-tecnologia-breve-y-_5a2976081723ddcc0d1e4655.html

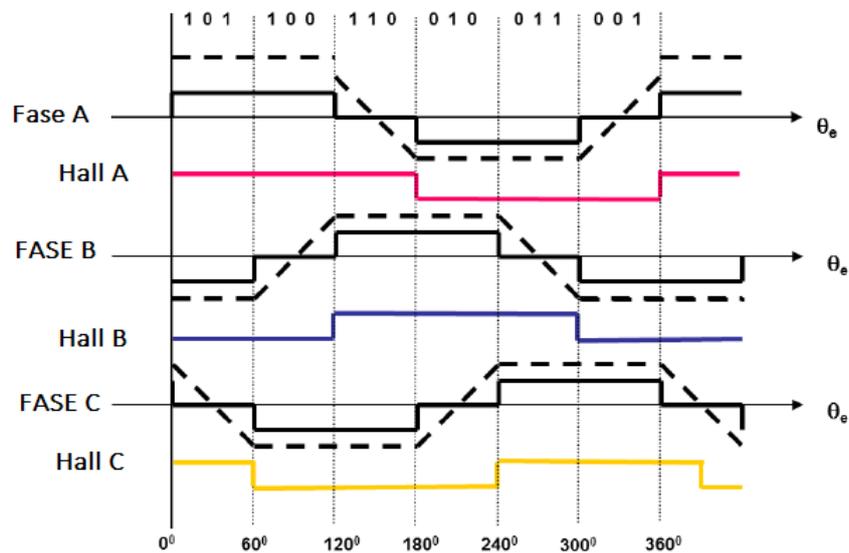
El estator contiene la carcasa con el retorno magnético. El retorno magnético está hecho de una pila de hierro laminado para reducir las pérdidas de hierro debido al imán permanente giratorio. Dentro de la pila de hierro tenemos el devanado Maxon, las tres fases se contactan a través de la placa de circuito impreso (PCB) a las conexiones del devanado eléctrico.

La retroalimentación de la posición del rotor a menudo se logra mediante un sistema de tres sensores Hall montados en la PCB. Los sensores Hall detectan el campo magnético de un imán de control que está unido al eje. En algunos casos, el campo magnético del imán permanente principal se controla directamente. Los sensores Hall tienen 5 conexiones eléctricas adicionales: 2 para la tensión de alimentación y 3 para las señales del sensor Hall.

2.2.4 Operación del motor DC

El motor BLDC trifásico se opera en dos fases, es decir, las dos fases que producen el par más alto se energizan mientras la tercera fase está apagada. Las dos fases que se activan dependen de la posición del rotor. Las señales de los sensores de posición producen un número de tres dígitos que cambia cada 60° (grados eléctricos) como se muestra en la Figura 3 que también muestra las formas de onda de corriente y contraelectromotriz ideales.

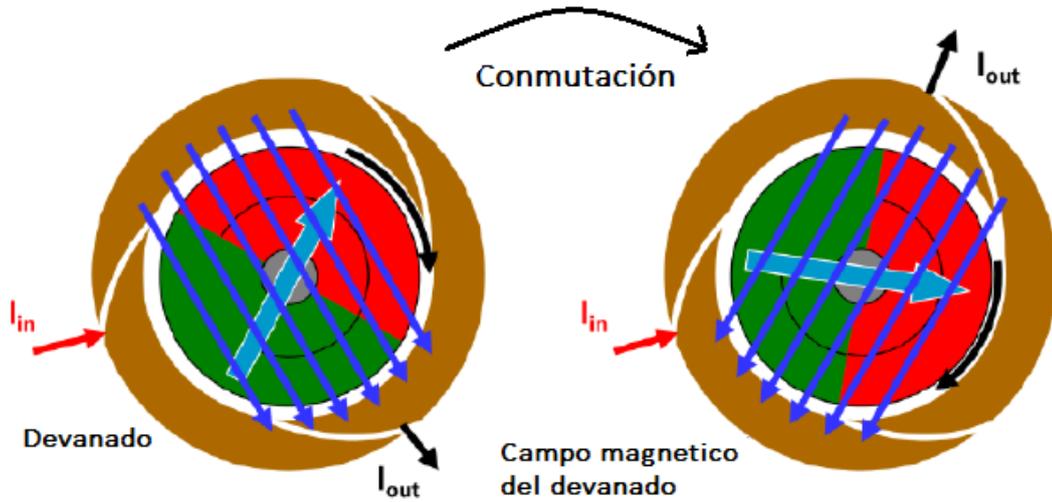
Figura 3. Formas de onda de voltaje de fase, corriente y sensor Hall.



Fuente: Elaboración propia.

La Figura 4 muestra un motor trifásico conectado en estrella junto con su secuencia de activación de fase. Cada intervalo comienza con las líneas de campo del rotor y del estator separados por 120° y termina cuando están separados por 60° . El par máximo se alcanza cuando las líneas de campo son perpendiculares. La conmutación de corriente se realiza mediante un inversor de seis pasos, como se muestra de forma simplificada en la figura. Los interruptores se muestran como transistores de unión bipolar, pero los interruptores MOSFET son más comunes.

Figura 4. Interacción de rotor y estator.



Fuente: [13].

La Tabla 1 muestra la secuencia de conmutación, la dirección de la corriente y las señales del sensor de posición.

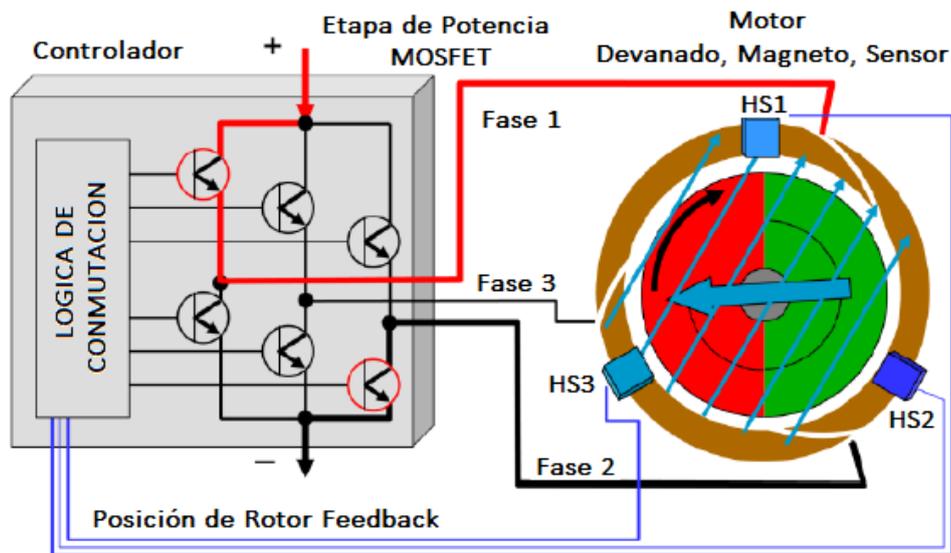
Tabla 1. Secuencias de Switch.

Angulo Eléctrico	Fase Conductiva	Sensores Hall			Corriente de Fase			Switch Cerrado	
		H_1	H_2	H_3	I_a	I_b	I_c	Q_1	Q_4
$0^\circ - 60^\circ$	1	1	0	1	+	-	OFF	Q_1	Q_4
$60^\circ - 120^\circ$	2	1	0	0	+	OFF	-	Q_1	Q_6
$120^\circ - 180^\circ$	3	1	1	0	OFF	+	-	Q_3	Q_6
$180^\circ - 240^\circ$	4	0	1	0	-	+	OFF	Q_3	Q_2
$240^\circ - 300^\circ$	5	0	1	1	-	OFF	+	Q_5	Q_2
$300^\circ - 360^\circ$	6	0	0	1	OFF	-	+	Q_5	Q_4

2.2.5 Esquema de conmutación

El método más simple y que se usa de forma habitual para controlar los motores sin escobillas es el conocido como control trapezoidal o six steps mode (modo de los seis pasos). En esta técnica se controla la corriente que circula por los terminales del motor, excitando un par simultáneamente y manteniendo el tercer terminal desconectado. Sucesivamente se va alternando el par de terminales que conducen hasta completar un período con seis combinaciones distintas. En la Figura 5, se muestran los seis posibles caminos de circulación de la corriente en el control trapezoidal [13].

Figura 5. Esquema BLDC driver.



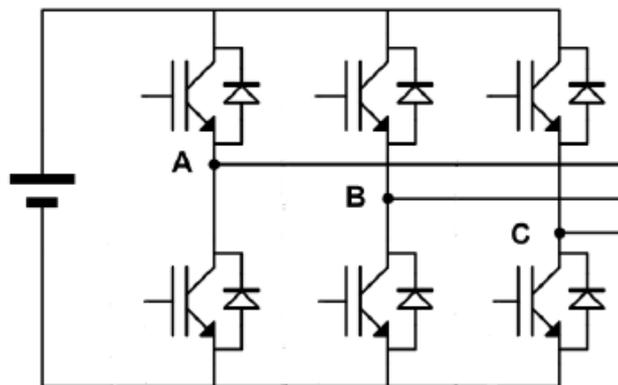
Fuente: [13].

Este método se aplica tanto a motores con sensores de posición, como a motores que usan técnicas de control sin sensores. Entre sus ventajas destacamos que es sencillo y fácil de implementar, por lo que es muy usado en motores de pequeño tamaño. Pese a esto, tiene un problema inherente a la conmutación de las corrientes que es un rizado en el torque de salida. En aplicaciones donde se requieran fuerzas uniformes o bajas velocidades, siendo esto es un inconveniente.

2.2.6 Etapa de potencia.

Para realizar el control trapezoidal se usa generalmente un inversor trifásico en la etapa de potencia. La unidad básica de este inversor es conocida como medio puente. Se conoce como medio puente debido a que un conjunto de dos de estos módulos forma un puente completo con forma de H. El inversor está compuesto por tres unidades de medio puente, una para cada fase, como podemos observar en la Figura 6. A su vez, cada medio puente está formado por dos transistores. En estos inversores trifásicos se utilizan transistores IGBT (del inglés, Insulated Gate Bipolar Transistor) o transistores MOSFET (Transistor de Efecto de Campo de Metal Óxido Semiconductor).

Figura 6. Circuito inversor trifásico.



Fuente: Elaboración propia.

Los MOSFET son dispositivos semiconductores controlados por tensión, que requieren únicamente una pequeña intensidad de entrada. Esta situación provoca una elevada velocidad de conmutación, con tiempos de conmutación del orden de nanosegundos. Dispone de tres terminales denominados: drenador (D), surtidor (S) y puerta (G). El drenador y el surtidor son los polos del interruptor equivalente, mientras que la puerta sirve como elemento de control [14]. El MOSFET tiene incorporado en su encapsulado un diodo, que es muy útil en los sistemas conmutados de corriente, ya que impide la retroalimentación destructiva que se origina en este tipo de aplicaciones.

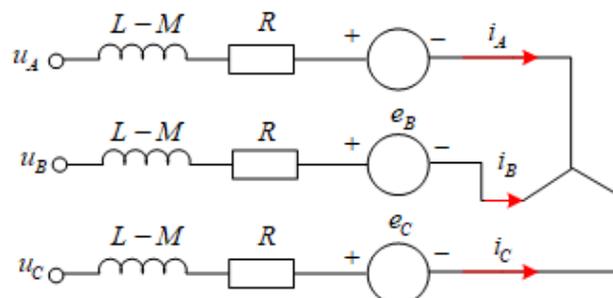
2.3 Conceptual

En el marco conceptual, suponemos que el rotor y el eje son rígidos. Además, se supone que el modelo es un modelo de fricción viscoso. Por lo tanto, el par de fricción es proporcional a la velocidad angular del eje. Según la segunda ley de Newton y la ley de voltaje de Kirchhoff, el motor BLDC trifásico conectado en estrella se describe mediante cuatro ecuaciones que rigen la dinámica. También están los diseños de los controladores MRAC y FLC que se encargaran de darle la performance comparativa al control de posición de un motor Brushless para el accionamiento de una carga no lineal.

2.3.1 Modelo general del motor BLDC

La función de transferencia es uno de los conceptos más importantes de la teoría de control, y la matemática basada en la función de transferencia de los modelos se utilizan ampliamente en los campos de control automático. Algo de control métodos de diseño y análisis, como el método del lugar de las raíces y el método de respuesta en frecuencia, también se desarrollan sobre la base de la función de transferencia del sistema. Suponga que el motor BLDC trifásico (ver Figura 7) está controlado por la conducción de puente completo en el modo de conducción de dos fases [4].

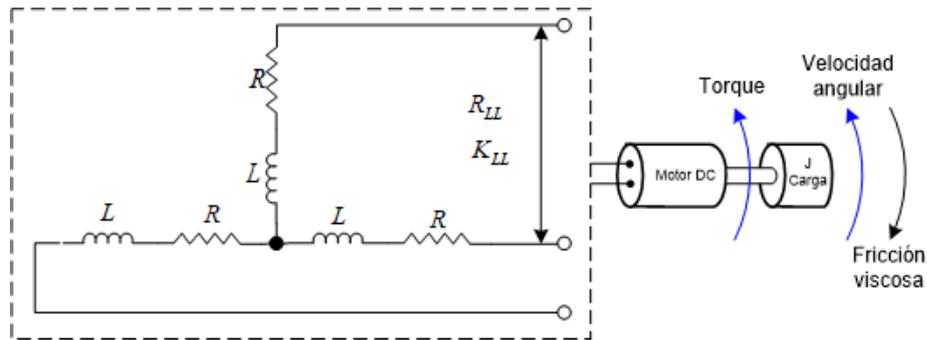
Figura 7. Circuito equivalente del motor DC Brushless.



Fuente: Elaboración propia.

Los mecanismos de fuerza contraelectromotriz y par electromagnético son lo mismo con los del motor DC cepillado tradicional, por lo que se adoptan métodos de análisis similares (ver Figura 8).

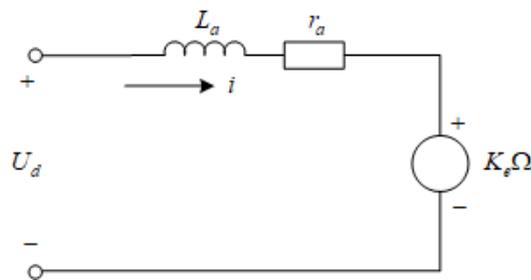
Figura 8. Diagrama esquemático del motor BLDC.



Fuente: Elaboración propia.

En cualquier momento las dos fases se excitan AB o BC o CA . El circuito equivalente simplificado mostrado en la Figura 9.

Figura 9. Circuito equivalente simplificado del motor BLDC.



Fuente: Elaboración propia.

La respuesta de velocidad del motor BLDC afectada en conjunto por tensión aplicada y par de carga.

$$\Omega(s) = G_u(s)U_d(s) + G_L(s)T_L(s) \quad (1)$$

Las funciones de transferencias se resumen en los términos según (2).

$$\Omega(s) = \frac{K_T U_d(s)}{L_a J s^2 + (r_a J + L_a B_v) s + (r_a B_v + K_e K_T)} - \frac{r_a + L_a s}{L_a J s^2 + (r_a J + L_a B_v) s + (r_a B_v + K_e K_T)} \quad (2)$$

Dónde:

U_d : tensión del bus DC

e_a : Reducir la fuerza contraelectromotriz

r_a : Resistencia de línea del devanado

L_a : Inductancia de línea equivalente del devanado

J : Momento de inercia del rotor

T_L : Torque de carga

i : corriente de línea.

Ω : velocidad del rotor

B_v : Coeficiente de fricción viscoso.

K_e : Coeficiente de línea de fondo-EMF

K_T : Coeficiente de la constante de par de línea

M : Inductancia mutua

En los datos con el rotor girado sin ninguna carga a un determinado régimen se obtuvo un consumo de corriente menor, a medida que se le aplica carga opositora al rotor la corriente consumida por el mismo se incrementa, por lo que el voltaje de alimentación tiende a reducirse. Considerando un motor BLDC con sensores, el consumo de corriente se incrementa a medida que existe una fuerza opositora que sería la resistencia a la rodadura, el duty de los sensores hall se mantendrá constantes en un valor de 50% para producir mayor velocidad angular se varia la frecuencia del PWM de los gate de los transistores tanto en altos como en bajos, el periodo y la frecuencia también cambiaran en los sensores hall. Algunos motores BLDC están equipados con tres sensores internos de efecto Hall que proporcionan retroalimentación a circuitos externos que facilitan el control preciso de las bobinas magnéticas en el estátor. Algunos tipos de controladores BLDC utilizan

la EMF (fuerza electromotriz) posterior del motor y dejan los sensores de efecto Hall sin usar. En ambos casos, los sensores Hall también se pueden utilizar para la detección precisa de las posiciones.

2.3.2 Fundamentos del control MRAC

La estrategia de control adaptativo MRAC, se utiliza para diseñar el controlador adaptativo que funciona según el principio de ajuste de los parámetros del controlador para que la salida de la planta real siga la salida de un modelo de referencia que tiene la misma entrada de referencia.

Un modelo de referencia, se utiliza un modelo de referencia para especificar una respuesta deseada de un sistema de control adaptativo debido a una entrada de comando. Es esencialmente un modelo de un filtro. El control adaptativo se formula como un comando que sigue o controla el seguimiento, la adaptación se opera en el error de seguimiento entre el modelo de referencia y la salida del sistema. El modelo de referencia debe diseñarse correctamente para que un sistema de control adaptativo siga normalmente al modelo de referencia que es formulado como un modelo lineal e invariante en el tiempo (LTI, Linear Time Invariant), también se utiliza un modelo de referencia no lineal, aunque un diseño no lineal siempre plantea muchos problemas complejos. Un modelo de referencia LTI debe capturar todas las especificaciones de performance importantes, como el tiempo de subida y el tiempo de asentamiento, así como las especificaciones de robustez como el margen de fase ganancia para el análisis de la estabilidad.

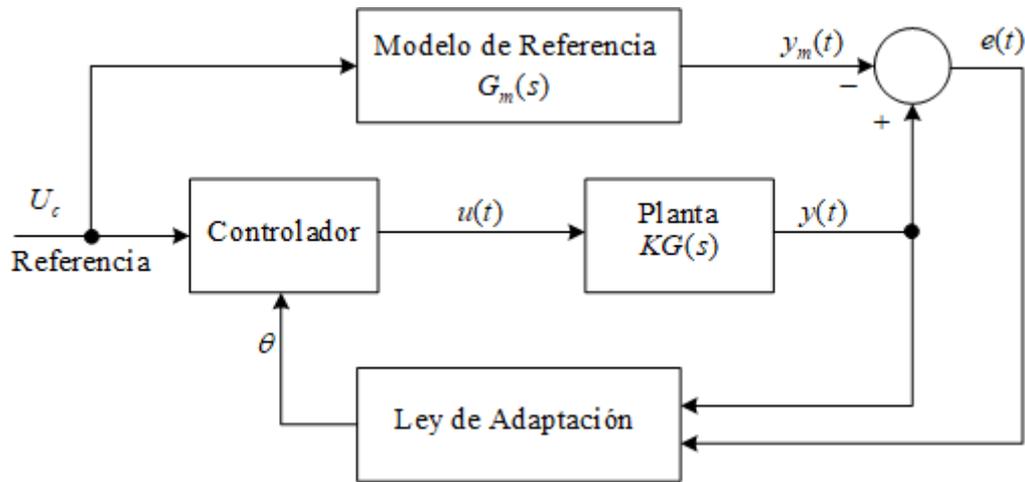
Ley de Control Adaptiva

Una ley adaptativa es una relación matemática que expresa explícitamente cómo los parámetros deben ajustarse para mantener el error de seguimiento lo más pequeño posible. Una ley adaptativa es lineal variable en el tiempo o no lineal. En cualquier caso, la estabilidad de un sistema de control adaptativo normalmente debe analizarse utilizando la teoría de estabilidad de Lyapunov.

Se han desarrollado muchas leyes de adaptación diferentes y cada una tiene sus propias ventajas, así como desventajas. En última instancia, el diseño de un sistema de control adaptativo se da hasta encontrar un equilibrio entre performance y la robustez. Esta compensación se hace mediante una selección adecuada de una ley adaptativa y un conjunto de parámetros de ajuste que se construyen en una ley adaptativa.

La ley de adaptación (mecanismo de ajuste), se utiliza para alterar los parámetros del controlador para que la planta real pudiera rastrear el modelo de referencia. Los enfoques matemáticos utilizan la regla del MIT, la teoría de Lyapunov, y la teoría del error aumentado. Para desarrollar el mecanismo de ajuste usaremos la regla MIT con el algoritmo normalizado y la técnica se denominan regla MIT modificada. El diagrama de bloques básico del sistema MRAC se muestra en la Figura 10.

Figura 10. Sistema de control MRAC.



Fuente: Elaboración propia.

Se utiliza un modelo de referencia para especificar una respuesta deseada de un sistema de control adaptativo debido a una entrada de comando. Es esencialmente un modelo de un filtro. El control adaptativo se formula como un comando que sigue o controla el seguimiento, la adaptación se opera en el error de seguimiento entre el modelo de referencia y la salida del sistema. El modelo de referencia debe diseñarse correctamente para que un sistema de control adaptativo pueda seguir normalmente al modelo de referencia que es formulado como un modelo lineal e invariante en el tiempo (LTI, Linear Time Invariant), también se utiliza un modelo de referencia no lineal aunque un diseño no lineal siempre plantea muchos problemas complejos. Un modelo de referencia LTI debe capturar todas las especificaciones de performance importantes, como el tiempo de subida y el tiempo de asentamiento, así como las especificaciones de robustez como el margen de fase ganancia para el análisis de la estabilidad. El modelo de referencia para un sistema de control adaptativo podría seleccionarse para ser un sistema de segundo orden como:

$$\ddot{x}_m + 2\xi_m\omega_m\dot{x}_m + \omega_m^2x_m = \omega_m^2r$$

Donde x_m es una señal de referencia de modelo que solo depende del comando de referencia, también se introduce el comando de la referencia $r(t)$. El error de seguimiento (ver Figura 10) se define como:

$$e = y(t) - y_m(t) \quad (3)$$

El objetivo de un sistema de control adaptativo es adaptarse a la incertidumbre del sistema para que para mantener el error de seguimiento lo más pequeño posible. En un caso ideal cuando $e \rightarrow 0$, entonces el estado del sistema sigue perfectamente la señal de referencia del modelo, es decir, $x(t) \rightarrow x_m(t)$.

2.3.3 Fundamentos del control FLC

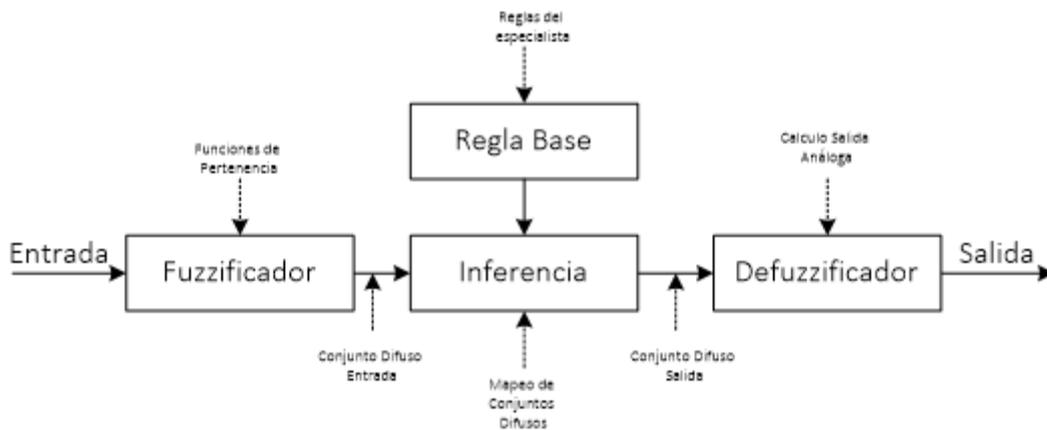
Un sistema se define tradicionalmente como un conjunto de elementos en donde cada uno de ellos se relaciona entre sí para realizar una función determinada. Los sistemas difusos son aquellos, que, bajo la definición anterior, están fundamentados en el conocimiento de un experto humano. La parte fundamental de un sistema difuso consiste de reglas difusas de la siguiente forma:

IF antecedente THEN consecuente ELSE

La primera parte de la regla denominada antecedente o premisa contiene una o más condiciones relacionadas a las entradas del sistema, mientras que la segunda parte denominada consecuente es la acción o función de salida que ejecutará el sistema. Estas reglas forman lo que se denomina base de reglas del sistema, donde tanto el antecedente como el consecuente tienen asociado por cada variable lingüística un conjunto difuso que describe un determinado estado para dicha variable.

Lo que caracteriza a un sistema FLC, es el mecanismo de inferencia que utiliza para procedimientos de control u otras aplicaciones, el diagrama es mostrado en la Figura 11.

Figura 11. Sistema de inferencia difusa.



Fuente: Elaboración propia.

El modelo que emplea la inferencia de Mamdani, el cual se caracteriza por usar conjuntos difusos en los antecedentes y consecuentes de las reglas difusas (Ambos son mapeados mediante conjuntos difusos). Una regla típica en el modelo de Mamdani posee la forma IF-THEN y tienen la siguiente forma:

$$\text{if } x \text{ is } A \text{ then } y \text{ is } B \quad (4)$$

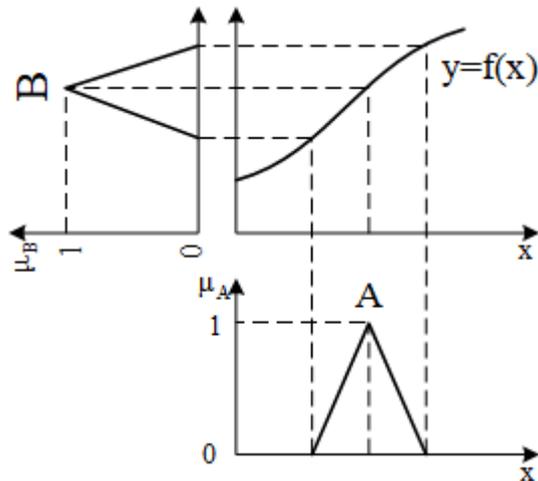
Por otra parte, si la regla base tiene dos entradas y una salida tendrá la siguiente forma:

$$\text{if } x \text{ is } A \text{ and/or } y \text{ is } B \text{ then } z \text{ is } C \quad (5)$$

La formulación del algoritmo difuso mediante la inferencia de Mamdani es de mucho interés ya que el procedimiento definirá el diseño del controlador difuso. Considerando la regla base para dos entradas y una salida (Sistema MISO: múltiples entradas, una sola salida) que representa el más usual. Un sistema de inferencia difusa mapea la información de los conjuntos difusos de

entrada y salida como parte importante del principio de L. Zadeh, como se observa en la Figura 12.

Figura 12. Sistema de inferencia difusa.



Fuente: Elaboración propia.

2.4 Definición de términos básicos

2.4.1 Glosario de términos básicos

- **EMF:** Back-EMF o Back Electro Motive Force es la resistencia electromagnética que se acumula en los motores en proporción directa a la velocidad a la que giran. La frecuencia de la fuerza contraelectromotriz es directamente proporcional a la velocidad del motor, es posible utilizarla como un medio para medir la velocidad del motor. Esto es especialmente importante con los controladores de motor sin escobillas sin sensores.
- **Modelo:** Un motor que ha sido diseñado sin el uso de escobillas. Normalmente, los imanes permanentes se incluyen en el rotor con electroimanes montados alrededor del estator en pares de polos. El motor se hace girar mediante un controlador que enciende y apaga alternativamente los pares de polos.

- **Controlador de un motor sin escobillas:** Un dispositivo electrónico diseñado para controlar directamente la rotación de un motor de CC sin escobillas. Un controlador de motor sin escobillas normalmente ofrecerá un mayor control del motor que un simple ESC sin escobillas.
- **PWM:** es una señal de voltaje que se enciende y apaga rápidamente para crear un voltaje promedio. Se usa como un método de señal (donde la frecuencia se relaciona con un requisito de velocidad particular) pero también se usa como un medio para accionar el motor. Cuanto mayor sea la frecuencia PWM, más voltaje se pondrá en las bobinas del motor.
- **Operación de lazo cerrado:** Un sistema en el que el controlador hace girar el motor, pero usa uno de varios métodos para monitorear activamente la velocidad real del motor. Luego, el controlador toma esta información y es utilizado para ajustar el control del motor dependiendo de la naturaleza de la aplicación. Por ejemplo, si se requiriera que una bomba opere continuamente a la misma velocidad independientemente de la presión de entrada, un sistema de circuito cerrado podría monitorear la velocidad real del motor y, a medida que la presión cayera, reduciría la potencia (y por lo tanto la velocidad) que entra en funcionamiento. El motor. Los métodos para monitorear la velocidad incluyen sensores de efecto Hall (que se encuentran típicamente en motores de CC sin escobillas), codificadores, codificadores absolutos y potenciómetros.

2.4.2 Abreviaturas utilizadas

DC : Direct current (corriente directa)

BLDC : Brushless DC

EMF : Electromotive Force

RPM : Revolutions Per Minute

PID : Proportion Integration Differentiation

MRAC: Model Reference Adaptive Control

FLC : Fuzzy Logic Control

PWM : Pulse Width Modulation

III. HIPÓTESIS Y VARIABLES

3.1 Hipótesis

3.1.1 Hipótesis general

Desarrollando el modelamiento y el diseño de las leyes de control adaptiva y difusa aplicadas a un motor DC sin escobillas y sin sensores permitirá accionar cargas no lineales haciendo posible que la señal de error en estado estacionario sea nula.

3.1.2 Hipótesis específicas

- a. **Hipótesis específica 1:** Empleando un estudio matemático y obtener un modelo del motor BLDC con alta exactitud, de modo que nos permitirá mostrar el alto desempeño frente a los accionamientos a lazo abierto.
- b. **Hipótesis específica 2:** Utilizar técnicas de control en lazo cerrado para alcanzar los niveles óptimos en la medida de la performance de los sistemas de control Adaptativo por Modelo de Referencia (MRAC) y Control Difuso, en la evaluación del desempeño del par de la fuerza contraelectromotriz.

3.1.3 Definición conceptual de las variables

Variables Independientes

Es la variable de acción de control u , del actuador del motor BLDC que proporciona el torque necesario para los accionamientos de cargas no lineales.

Variables dependientes

Esta variable θ representa la posición angular y dependerá de la acción de control obtenida por los controladores.

3.1.4 Operacionalización de variables

Para demostrar y comprobar la formulación de la hipótesis, procedemos a realizar el proceso metodológico que consiste en descomponer deductivamente las variables que componen el problema de investigación, partiendo desde lo más general a lo más específico (ver Tabla 2).

Tabla 2. Características de las variables.

Variables	Dimensiones	Indicadores	Escala Medición
Variable Independiente X: voltaje	X.1. Formulación de las leyes de control	Componente del sistema de control	Cuantitativa
	X.2. Medida de la acción de control MRAC	Proporciona mínimo tiempo de estabilización	Cuantitativa
	X.3. Medida de la acción de control FLC	Proporciona mínimo tiempo de estabilización	Cuantitativa
Variable dependiente Y: posición angular	Y.1 Medida de la posición angular	Valor observable que origina un error en estado estacionario nulo	Cuantitativa

IV. DISEÑO METODOLÓGICO

4.1 Tipo y diseño de investigación

El desarrollo del presente trabajo de investigación es de tipo tecnológico y es aplicada con I + D, al simular el sistema de control adaptativo y difuso de posición de un motor Brushless para el accionamiento de una carga no lineal, realizándose el análisis de su accionamiento de la carga y valorar la performance del diseño para mejorar la exactitud del control mediante las técnicas MRAC y FLC.

4.2 Método de investigación

4.2.1 Desarrollo de la metodología

La metodología empleada es la siguiente:

- El desarrollo de la tesis se inició con la investigación en la búsqueda de los diferentes tipos de material bibliográfico relacionados con el control de los motores Brushless.
- Se investigó los trabajos acerca de implementación de prototipos de sistemas de control en motores Brushless y su operabilidad en los procesos industriales.
- Se investigó el comportamiento del sistema de control y su estabilidad, esto con la finalidad de plantear mejor la acción de control que será la indicada para darle una alta performance.
- Se desarrolló programas de modelo y control MRAC y FLC para controlar la posición en los motores Brushless, y de ese modo validar la ley de control.

4.2.2 Modelo del motor BLDC

Se supone que el rotor y el eje son rígidos. Además, se supone que el modelo es un modelo de fricción viscoso. Por lo tanto, el par de fricción es proporcional a la velocidad angular del eje. Según la segunda ley de Newton y la ley de voltaje de Kirchhoff, el motor BLDC trifásico conectado en estrella se describe mediante las siguientes cuatro ecuaciones que rigen:

$$T_e = J\ddot{\theta}_m + b\dot{\theta}_m + T_L \quad (6)$$

$$V_{ab} = R(i_a - i_b) + L\frac{d}{dt}(i_a - i_b) + e_a - e_b \quad (7)$$

$$V_{bc} = R(i_b - i_c) + L\frac{d}{dt}(i_b - i_c) + e_b - e_c \quad (8)$$

$$V_{ca} = R(i_c - i_a) + L\frac{d}{dt}(i_c - i_a) + e_c - e_a \quad (9)$$

Donde T_e , $\dot{\theta}_m$, b , J , T_L , V , R , i , L y e denotan el par eléctrico, la velocidad de rotación mecánica, la constante de fricción viscosa, la inercia del rotor, el par de carga mecánica, la fase voltaje, la resistencia de fase, la inductancia de fase y la fem de fase inversa respectivamente.

$$V_{ab} + V_{bc} + V_{ca} = 0 \quad (10)$$

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (11)$$

Por lo tanto, para simplificar el modelado, solo se necesitan dos ecuaciones de voltaje. Se deriva de la siguiente manera:

$$2V_{ab} + V_{bc} = 3Ri_a + 3L \frac{d}{dt} i_a + 2e_a - e_b - e_c \quad (12)$$

$$T_e = \frac{e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c}{\dot{\theta}_m} \quad (13)$$

En general, el par generado por un motor BLDC trifásico conectado en estrella también se expresa mediante la siguiente ecuación:

$$-V_{ab} + V_{bc} = 3Ri_b + 3L \frac{d}{dt} i_b + 2e_b - e_a - e_c \quad (14)$$

La fem trasera trapezoidal se expresa según:

$$e_a = \frac{K_e}{2} \dot{\theta}_m Tra(\theta_e) \quad (15)$$

$$e_b = \frac{K_e}{2} \dot{\theta}_m Tra\left(\theta_e - \frac{2}{3}\pi\right) \quad (16)$$

$$e_c = \frac{K_e}{2} \dot{\theta}_m Tra\left(\theta_e - \frac{4}{3}\pi\right) \quad (17)$$

Aquí, K_e es la constante de fem y θ_e es el ángulo eléctrico que es igual al ángulo mecánico multiplicado por el número de pares de polos ($\theta_e = p\theta_m$). $Tra(\theta_e)$ es la función de forma de onda trapezoidal y un período de la función se describe de la siguiente manera:

$$Tra(\theta_e) = \begin{cases} 1 & 0 \leq \theta_e < \frac{2}{3}\pi \\ 1 - \frac{6}{\pi} \left(\theta_e - \frac{2}{3}\pi \right) & \frac{2}{3}\pi \leq \theta_e < \pi \\ -1 & \pi \leq \theta_e < \frac{5}{3}\pi \\ -1 - \frac{6}{\pi} \left(\theta_e - \frac{5}{3}\pi \right) & \frac{5}{3}\pi \leq \theta_e < 2\pi \end{cases} \quad (18)$$

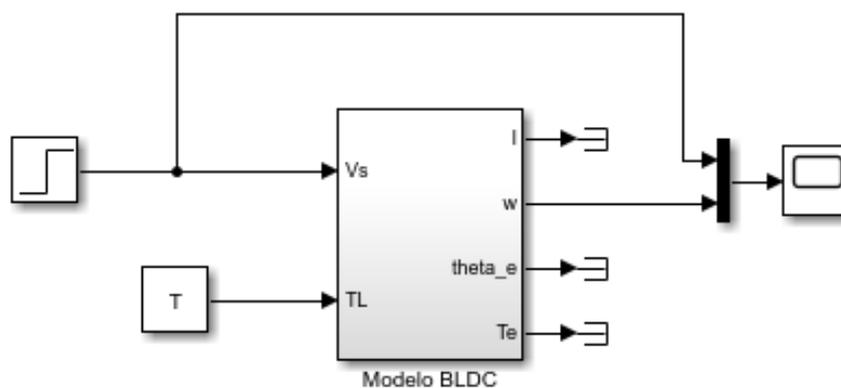
Además, podemos simplificar (10) usando (11)-(13) y podemos derivar la siguiente ecuación que hace que el modelado sea más conveniente:

$$T_e = \frac{K_e}{2} \left(Tra(\theta_e) i_a + Tra\left(\theta_e - \frac{2}{3}\pi\right) i_b + Tra\left(\theta_e - \frac{4}{3}\pi\right) i_c \right) \quad (19)$$

4.2.3 Modelo del motor BLDC en Simulink

En esta sección realizaremos el modelamiento del motor BLDC (ver Figura 13) usando el software de simulación de Simulink. El motor BLDC empleado es Maxon EC45 Flat 200142 (ver Anexo D).

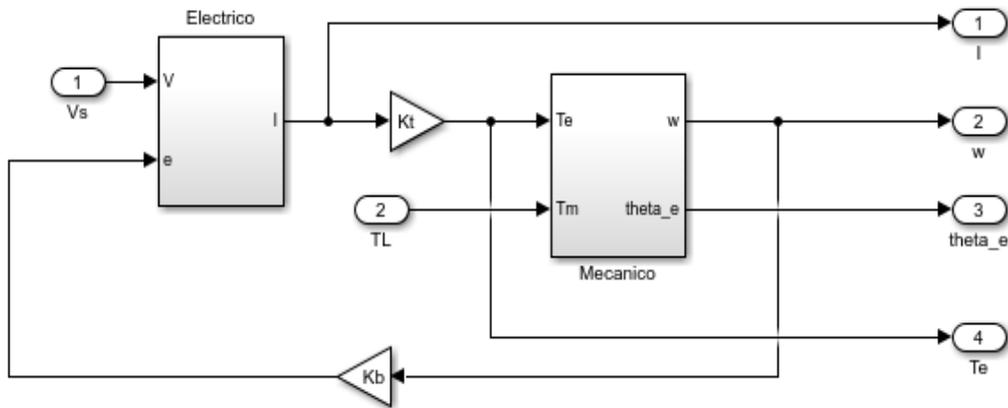
Figura 13. Diagrama de bloques simplificado del motor BLDC.



Fuente: Elaboración propia.

En este caso presentaremos un modelo del motor BLDC equivalente al de un motor DC con escobillas compuesto por las etapas del subsistema eléctrico y subsistema mecánico mostrados en la Figura 14.

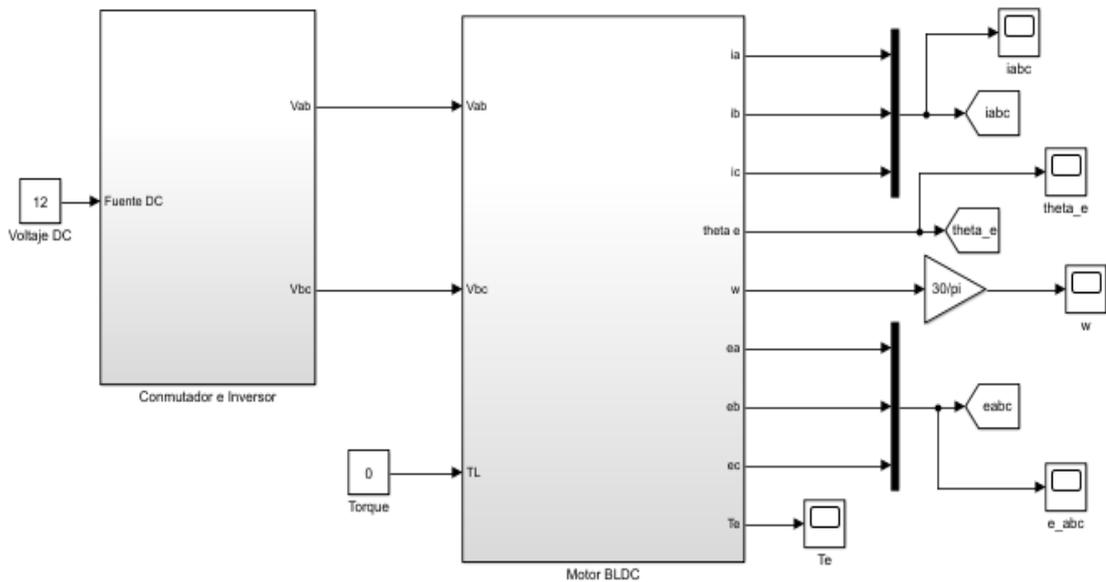
Figura 14. Subsistemas del motor BLDC equivalente.



Fuente: Elaboración propia.

El modelo general del motor BLDC es mostrado en la Figura 15 consta de dos partes principales, el modelo del motor BLDC y el circuito de conmutación e inversor.

Figura 15. Circuito drive del motor BLDC.



Fuente: Elaboración propia.

En el apéndice C se mostrarán los subsistemas del circuito del motor BLDC.

4.2.4 Diseño del controlador FLC

La lógica difusa es una rama de la inteligencia artificial así como una extensión de la lógica tradicional (Booleana), que permite a un computador analizar la información del mundo real en una escala entre lo “verdadero” y lo “falso”. Este concepto fue introducido en 1965 como una generalización de la lógica clásica por Lotfi Zadeh para la revista “Information and control”. La lógica difusa está asociada con la manera en que las personas perciben su entorno, pues a diferencia de la lógica tradicional que emplea conceptos absolutos para referirse a la realidad, la lógica difusa define los conceptos en grados variables de pertenencia utilizando patrones de razonamiento similares a los del pensamiento humano.

4.2.4.1 Conjunto difuso

Un conjunto difuso se define como una colección de elementos que existen dentro de un universo donde cada uno de sus elementos pertenecen o no pertenecen a este conjunto en cierto grado. Este grado de pertenencia es definido mediante una función llamada función de pertenencia. A diferencia de los conjuntos clásicos, donde sus elementos pertenecen o no a dicho conjunto y no se definen situaciones intermedias, en los conjuntos difusos un elemento pertenece parcialmente a más de un conjunto. Un conjunto difuso en universo de discurso U es establecido por una función de pertenencia $\mu_A(x)$ toma todos los valores reales comprendidos en un rango de 0 a 1. El universo de discurso es el rango de valores en los cuales se encuentra definido dicho conjunto difuso y viene delimitado por los valores físicos de la variable que lo describe. Un conjunto difuso A en U se define por un conjunto de pares ordenados de elementos x de la siguiente manera:

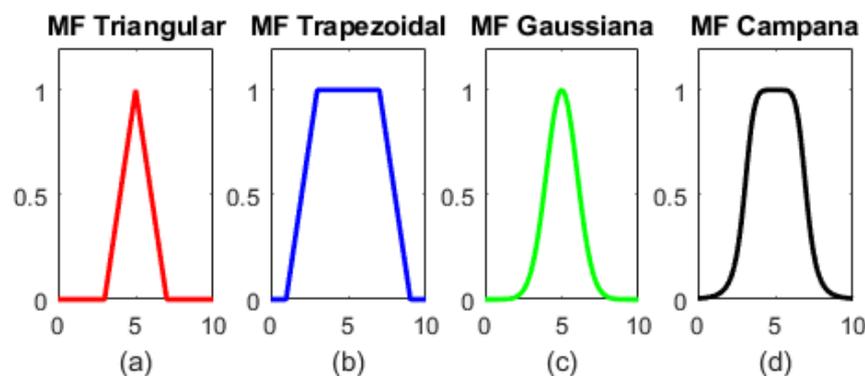
$$A = \{(x, \mu_A(x)) / x \in U\} \quad (20)$$

Donde $\mu_A(x)$ es el grado de pertenencia en el universo de discurso U .

4.2.4.2 Funciones de pertenencia.

Las funciones de pertenencia o membresía representan el grado de pertenencia de un elemento a un conjunto difuso, el cual tiene un valor en un rango de 0 a 1. El empleo de una función de pertenencia dependerá del contexto de su aplicación. Por lo general, es de preferencia utilizar funciones de pertenencia simples, debido a la facilidad de computación, simplifican muchos cálculos y no pierden la exactitud; pues precisamente definen al conjunto difuso asociado (definen un concepto difuso). Existen muchas funciones de pertenencia, de las cuales las más comunes son las de tipo triangular, trapezoidal, gaussianas y sigmoideal mostradas en la Figura 16.

Figura 16. Funciones de pertenencia.



Fuente: Elaboracion propia.

4.2.4.3 Operaciones con conjuntos difusos

De forma similar que las operaciones en los conjuntos clásicos, en los conjuntos difusos existen las mismas operaciones de igualdad, contención, complemento, unión e intersección de conjuntos. Sin embargo, a causa de estas nuevas características definidas en su campo, la formulación de estas operaciones es diferente. Para dos conjuntos difusos A y B definidos en un mismo universo de discurso U , las operaciones mencionadas anteriormente se define de la siguiente manera:

Igualdad: Los conjuntos difusos A y B serán igual si y solo si:

$$\mu_A(x) = \mu_B(x), \forall x \in U \quad (21)$$

Contención: Se dice que B contiene a A ($A \subset B$), si y solo si:

$$\mu_A(x) \leq \mu_B(x), \forall x \in U \quad (22)$$

Complemento: Se denota al complemento del conjunto A como \bar{A} definido también en el universo de discurso U , cuya función de pertenencia es definida por:

$$\mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x) \Rightarrow \mu_A(x) \quad (23)$$

Unión: La unión o disyunción de dos conjuntos difusos A y B definidos en U , es otro conjunto difuso definido en el mismo universo de discurso cuya función de pertenencia es dada por:

$$\mu_{A \cup B}(x) = \max[\mu_A(x), \mu_B(x)] \quad (24)$$

Intersección: La intersección o conjunción de dos conjuntos difusos A y B definidos en U , es otro conjunto difuso definido en el mismo universo de discurso cuya función de pertenencia es dada por:

$$\mu_{A \cap B}(x) = \min[\mu_A(x), \mu_B(x)] \quad (25)$$

4.2.4.4 Inferencia difusa de Mamdani.

Existen diversos modelos de sistemas difusos, en los cuales los antecedentes de las reglas que lo conforman están formados por conjuntos difusos, y la diferencia entre estos modelos se origina en la formulación del “consecuente” de la regla base. El modelo que emplea la inferencia de Mamdani, dicha inferencia se da mediante proposiciones difusas, mientras que la inferencia

del modelo de Sugeno, se da por interpolación. El modelo del sistema difuso empleado en la presente tesis es el modelo de Mamdani, el cual se caracteriza por usar conjuntos difusos en los antecedentes y consecuentes de las reglas difusas (Ambos son mapeados mediante conjuntos difusos). Una regla típica en el modelo de Mamdani posee la forma *IF – THEN* y tienen la siguiente forma:

$$\textit{if } x \textit{ is } A \textit{ then } y \textit{ is } B \quad (26)$$

Por otra parte si la regla base tiene dos entradas y una salida tendrá la siguiente forma:

$$\textit{if } x \textit{ is } A \textit{ and/or } y \textit{ is } B \textit{ then } z \textit{ is } C \quad (27)$$

La formulación del algoritmo difuso mediante la inferencia de Mamdani es de mucho interés ya que el procedimiento definirá el diseño del controlador difuso. Considerando la regla base para dos entradas y una salida (Sistema MISO: múltiples entradas, una sola salida) como la denotada en (27), el procedimiento para ejecutar el algoritmo difuso viene se representa por las siguientes instrucciones:

1. **Fuzzificador:** Convierte los valores numéricos $(x, y) = (x_0, y_0)$ de las escalas numéricas de los ejes x e y en valores de grados de pertenencia definidos por:

$$(\mu_x, \mu_y) = (\mu_{Ai}(x_0), \mu_{Bi}(y_0)) \quad (28)$$

2. **Operación difusa en el antecedente:** Después de obtener el grado del fuzzificador, se procede a realizar la operación difusa del conector lógico AND o PROD, los cuales son los más usados y vienen definidos por las siguientes expresiones.

$$s_i(x_0) = \min(\mu_{Ai}(x_0), \mu_{Bi}(y_0)) \quad (29)$$

$$s_i(x_0) = \mu_{Ai}(x_0) * \mu_{Bi}(y_0) \quad (30)$$

De manera análoga, si el antecedente emplea el operador OR, la operación difusa sería.

$$s_i(x_0) = \max(\mu_{Ai}(x_0), \mu_{Bi}(y_0)) \quad (31)$$

$$s_i(x_0) = \mu_{Ai}(x_0) + \mu_{Bi}(y_0) - \mu_{Ai}(x_0) * \mu_{Bi}(y_0) \quad (32)$$

- 3. Implicación:** Se aplica la implicación de Mamdani, en donde cada regla contribuirá al consecuente difuso mediante el operador mín en (32) o el producto de la expresión (33), la cual tiene por argumentos al disparo proveniente de la operación difusa (s_i) y la función de pertenencia de salida ($\mu_{Ci}(z)$).

$$D_i(z) = \min(s_i(x_0), \mu_{Ci}(z)) \quad (33)$$

$$D_i(z) = s_i(x_0) * \mu_{Ci}(z) \quad (34)$$

El consecuente resultante de cada regla modifica la función de pertenencia $C_i(z)$.

- 4. Agregación:** Este paso se denomina también implicación del consecuente de cada regla, la cual es una combinación de todas las reglas evaluadas de forma individual. Este paso presenta los métodos de operación: máx o sum.

$$C_{agg}(z) = \max(D_i(z)) \quad (35)$$

$$C_{agg}(z) = \text{sum}(D_i(z)) \quad (36)$$

- 5. Defuzzificador:** El último paso consiste en la traducción de la función $C_{agg}(z)$ en un valor crisp de salida z_0 . Se utiliza cualquier método, entre

los cuales los más usados son el del Centroide, Bisector, Medios de Máximos, etc. Para la presente tesis se usará el método del Centroide, el cual es el más usado y se representa por la siguiente expresión:

Cálculo del Centroide en forma continua:

$$z_0 = \frac{\int z * C_{agg}(z) dz}{\int C_{agg}(z) dz} \quad (37)$$

Cálculo del Centroide en forma discreta:

$$z_0 = \frac{\sum z_i * C_{agg}(z_i)}{\sum C_{agg}(z_i)} \quad (38)$$

4.2.5 Diseño del controlador MRAC

El termino adaptivo significa cambiar el comportamiento conforme a nuevas circunstancias. Un controlador adaptativo es aquel que se modifica su comportamiento en respuesta a cambios en la dinámica del proceso y en las perturbaciones. El control adaptativo y controla sistemas con parámetros constantes o sistemas con parámetros variables. La idea básica del control adaptativo es estimar on-line las variaciones de los parámetros de la planta, basándose en la medida de las señales de entrada – salida de la misma y utilizar los parámetros estimados para realizar los ajustes del controlador.

El control adaptativo, tanto para sistemas lineales o no lineales, es esencialmente no lineal. La configuración básica del control adaptativo fue propuesta por Landau (1974). El mecanismo de adaptación provee una solución en el tiempo real al problema de diseño para sistemas de parámetros desconocidos.

Un sistema de control adaptativo, es aquel que mide en forma continua y automática, las características dinámicas de la planta (tales como la función de transferencia o la ecuación de estado), las compara con las características

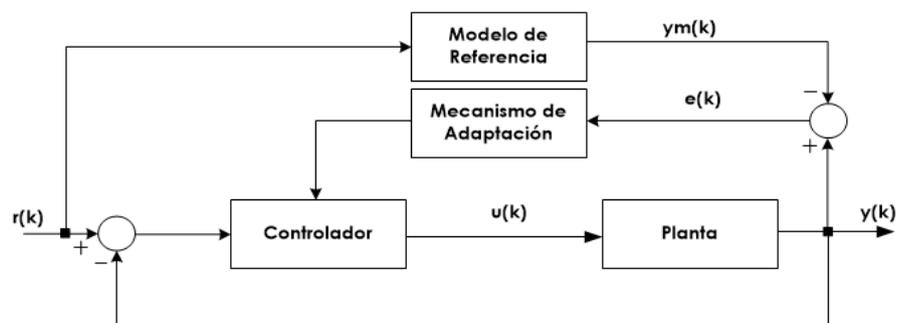
dinámicas deseadas y utiliza la diferencia para modificar los parámetros ajustables del sistema (por lo general los parámetros del controlador) o para generar una señal de control, de modo que se mantenga el desempeño óptimo, independientemente de las modificaciones ambientales que experimente el sistema.

El control adaptativo controla sistemas con parámetros constantes-variables. La idea básica del control adaptativo es estimar desde tareas de tiempo real las variaciones de los parámetros de la planta. En base a las señales medidas de E/S es posible estimar los parámetros de la planta para realizar los ajustes del controlador emplea la acción de control tanto para sistemas lineales y no lineales.

4.2.5.1 Control con modelo de referencia

Este regulador MRAC (Model Reference Adaptive Control) la adaptación se obtiene a partir de la señal de error que resulta de comparar la salida real del sistema con la esperada a partir de un modelo de comportamiento establecido. El comportamiento ideal del modelo de referencia debería poder ser alcanzado por el sistema de control adaptativo. La idea del control con modelo de referencia es mostrada en la Figura 17.

Figura 17. Idea del esquema de control con modelo de referencia.



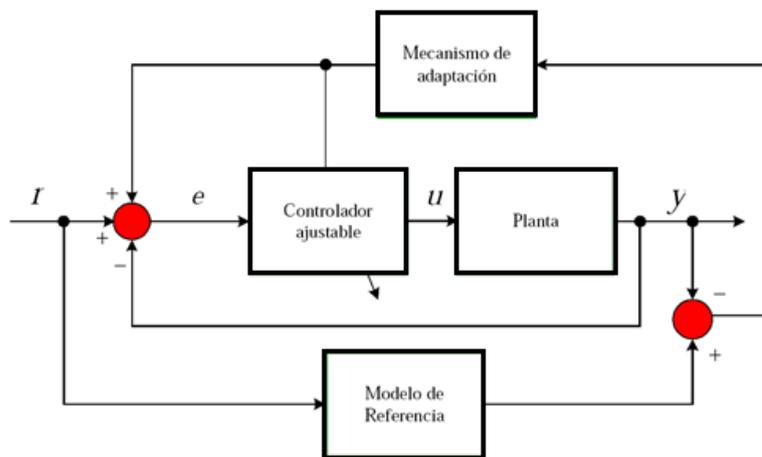
Fuente: Elaboración propia.

4.2.5.2 Algoritmo de control MRAC

En este controlador la adaptación MRAC se obtiene a partir de la señal de error “e” que resulta de comparar la salida real del sistema con la esperada a partir de un modelo de comportamiento establecido (modelo de referencia. El comportamiento ideal del modelo de referencia debería poder ser alcanzado por el sistema de control adaptativo. La teoría de control dispone de varios métodos que se utiliza para obtener el mecanismo de adaptación: regla de MIT, método de Lyapunov, método de hiperestabilidad, etc.

En cualquier caso, los resultados son semejantes, pero todos los métodos tienen un mismo objetivo, lograr que la planta original siga al modelo de referencia lo más rápido posible y con un error que converja a cero o muy próximo. El diseño adaptivo, (ver Figura 18) consiste en encontrar un controlador para manejar la respuesta de la planta para imitar la respuesta de la planta para imitar la respuesta ideal ($error = (Y_{planta} - Y_{modelo\ ref}) \rightarrow 0$). El diseñador escoge el modelo de referencia, la estructura del controlador, y luego sintoniza las ganancias para el mecanismo de ajuste o de adaptación.

Figura 18. Esquema de control MRAC.



Fuente: Elaboración propia.

Donde:

- **El controlador de Ajuste:** Debe cumplir la condición de hacer posible que el conjunto de la planta y el controlador reproduzca el modelo de referencia. Suele ser necesario dependiendo la planta original.
- **El modelo de referencia:** Debe seleccionarse con un comportamiento dinámico estable y que sea guiada por el proceso a controlar. Este modelo, estable o marginalmente estable según la utilidad que el queramos dar.
- **La ley de adaptación:** Es el bloque encargado del ajuste de los nuevos parámetros de la planta a través de parámetros de adaptación (θ) introducidos en la ley de control “u”, que lograrán llevar nuestro sistema al modelo de referencia propuesto. Esta se obtiene por diferentes métodos: Método de sensibilidad, método de Lyapunov y método de hiperestabilidad.

4.2.5.3 Regla de MIT

Los sistemas adaptivos con modelo de referencia basan su ley de control en métodos que garanticen su rápida adaptación o ajuste a lo deseado, la regla de MIT constituye uno de ellos y fue propuesto por Whitaker del MIT (Massachusetts Institute of Technology) en 1958. La regla de MIT basa su aplicación en el planteamiento de la función de costo que debe ajustar el error a cero rápidamente, por ello se define matemáticamente como:

$$J(\theta) = \frac{1}{2} e^2(\theta) \quad (39)$$

Considerando el error como:

$$e = (Y_p - Y_m)$$

Para minimizar J es razonable cambiar los parámetros en la dirección de la gradiente negativa de J, como se muestra en la siguiente ecuación conocida como la regla de MIT:

$$\frac{d\theta}{dt} = -\gamma \frac{\delta J}{\delta \theta} = -\gamma e \quad (40)$$

Donde:

γ : Coeficiente de Adaptación o parámetro de sintonía.

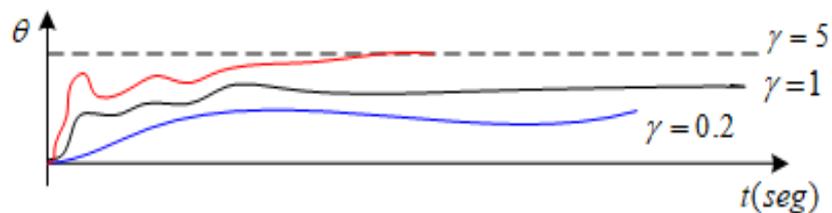
J : Función de costo.

$\frac{\delta e}{\delta \theta}$: Derivada de sensibilidad.

θ : Parámetros de adaptación.

El signo menos evidencia una reducción o minimización del tiempo de adaptación que define una parte importante de la robustez del método y el “ γ ” es un coeficiente netamente de simulación (ver Figura 19) ya debe existir un equilibrio en su elección (normalmente es pequeño) es crucial para la razón de convergencia y estabilidad, aquí una gráfica de su influencia en la adaptación:

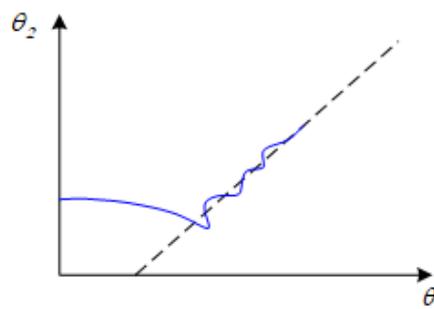
Figura 19. Evolución del coeficiente de adaptación.



Fuente: Elaboración propia.

Además, se muestra una gráfica que evidencia la tendencia de los parámetros de adaptación (ver Figura 20) hasta la estabilidad:

Figura 20. Convergencia de los parámetros de adaptación.



Fuente: Elaboración propia.

Luego de la definición de la regla de MIT se define la ley de control para nuestro sistema prototipo de segundo orden como:

$$u = \theta_1 u_c - \theta_2 Y_{planta} \quad (41)$$

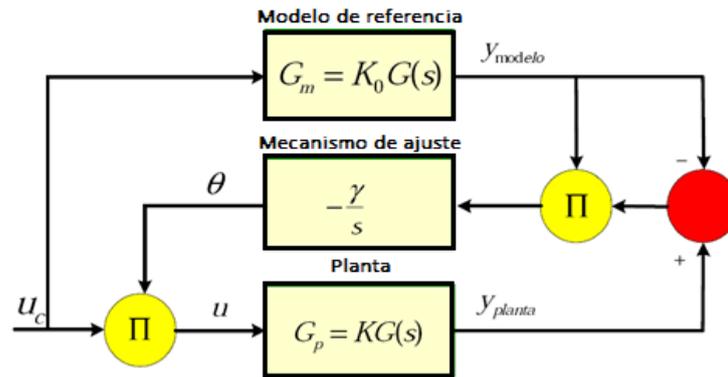
Tal que la planta, $G_p(s)$ y el modelo de referencia $G_m(s)$ estén definidos por:

$$\frac{Y_p(s)}{u(s)} = KG(s) = G_p(s) \rightarrow Y_p(s) = Ku(s)G(s) \quad (42)$$

$$\frac{Y_m(s)}{u_c(s)} = K_0 G(s) = G_m(s) \rightarrow Y_m(s) = K_0 u_c(s) G(s) \quad (43)$$

Con las ecuaciones anteriores escribimos representamos el algoritmo MRAC simplificado como en la figura. Las relaciones que se calcularán serán de acuerdo al diagrama de la Figura 21.

Figura 21. Diagrama de bloques MRAC simplificado.



Fuente: Elaboración propia.

Ahora denotaremos la ecuación del error y trabajaremos en función a las relaciones anteriores despejadas:

$$u = (\theta)(Uc) \quad (44)$$

Entonces el error quedará:

$$e = Y_p - Y_m = KG\theta u_c - K_0 u_c G \quad (45)$$

Luego de la función de costo de la regla de MIT, se obtuvo:

$$\frac{d\theta}{dt} = -\gamma e \frac{\partial e}{\partial \theta} \quad (46)$$

$$\frac{\partial e}{\partial \theta} = KG u_c = \frac{K}{K_0} Y_m$$

Pasaremos a definir la variación de los parámetros de adaptación:

$$\frac{d\theta}{dt} = -\gamma \frac{K}{K_0} Y_m e$$

En la convergencia $K = K_0$, entonces:

$$\frac{d\theta}{dt} = -\gamma Y_m e \quad (47)$$

4.2.6 Análisis de la Convergencia

Las leyes de control y de adaptación permiten analizar la estabilidad y convergencia usando la teoría de Lyapunov. Para aplicar este teorema es necesario estudiar un método, en este caso se propone el método establecido por García (2009). Este método establece que una condición suficiente de estabilidad del punto de equilibrio $x = 0$, que la función \dot{V} se defina negativa

$$\dot{V} = a_{1m} e \frac{de}{dt} + \frac{1}{\gamma} (b_m \theta_1 - b_m) \frac{d\theta_1}{dt} + \frac{1}{\gamma} b_m \theta_2 \frac{d\theta_2}{dt}$$

Sustituyendo los parámetros de adaptación, se llega a la ecuación:

$$\dot{V} = -e \frac{d^2 e}{dt^2} - a_{om} e^2$$

Esta ecuación es semidefinida positiva, $\dot{V} \leq 0$, Por lo tanto, la función V es decreciente si el error es diferente de cero y el error convergerá a cero. Esto se demostrará en las simulaciones de la ley de control MRAC.

4.3 Población y muestra

La población se da sobre el estudio de sistema de control de posición del motor BLDC, es importante porque su exactitud garantizara un buen desempeño en los sistemas de control en lazo cerrado garantizara una mejor elección de la técnica de control más robusta.

4.4 Lugar de estudio y periodo desarrollado

El presente trabajo de investigación se desarrolla en las instalaciones del laboratorio Unidad de Posgrado de la Universidad Nacional del Callao.

4.5 Técnicas e instrumentos para la recolección de la información

No aplica

4.6 Análisis y procesamiento de datos

No corresponde

V. RESULTADOS

5.1 Resultados descriptivos

(a) Resultado 1

En este resultado se obtiene información para controlar al motor BLDC, para ello se elabora dos modelos del motor BLDC, uno convencional como si se tratar de un motor DC con escobillas y el otro utilizando el driver del motor BLDC. Uno de los aspectos más importantes es garantizar la estabilidad del sistema de control. Para ello las técnicas de control estudiadas en la tesis darán mayor robustez a la performance de control que se espera encontrar en la contratación de los resultados.

(b) Resultado 2

Una de las principales características y beneficios del análisis descriptivo es la investigación que se realiza, nos ayuda a comprender el problema y los posibles fenómenos que pudieran aparecer, por ejemplo, con evitar los transitorios en la ley de control PID convencional y de qué manera esto se mitiga mediante el control FLC; así mismo se tiene el control MRAC que gracias a un único parámetro de sintonía, que permite al sistema de control se adapte más rápido o más lento según la performance elegida.

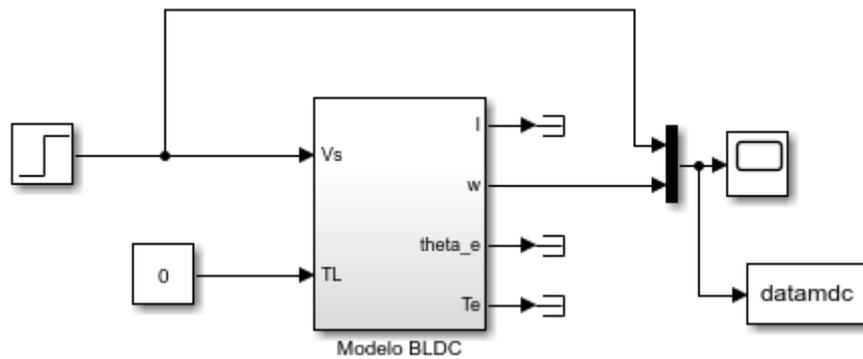
5.2 Resultados inferenciales

En el caso de aplicar la técnica difusa concuerda los resultados de inferencia empleada en la técnica de control, de ese modo se llega a la conclusión y se valida la hipótesis en base a los resultados que se obtienen. En el caso del control MRAC el resultado de la performance sería comparada con el obtenido mediante el FLC. Se aplicarán los siguientes pasos de diseño:

5.2.1 Modelo del Motor BLDC

Los motores BLDC tienen conmutador electrónico, en lugar de escobillas, por lo que tienen mayor eficiencia, larga vida útil, construcción robusta y funcionamiento silencioso. El motor BLDC implementa el principio básico de motores de CC convencionales, excepto que el estator tiene devanados trifásicos, mientras que el rotor tiene imanes de polo. Un modelo BLDC (ver Figura 22) posee un subsistema eléctrico y otro subsistema mecánico.

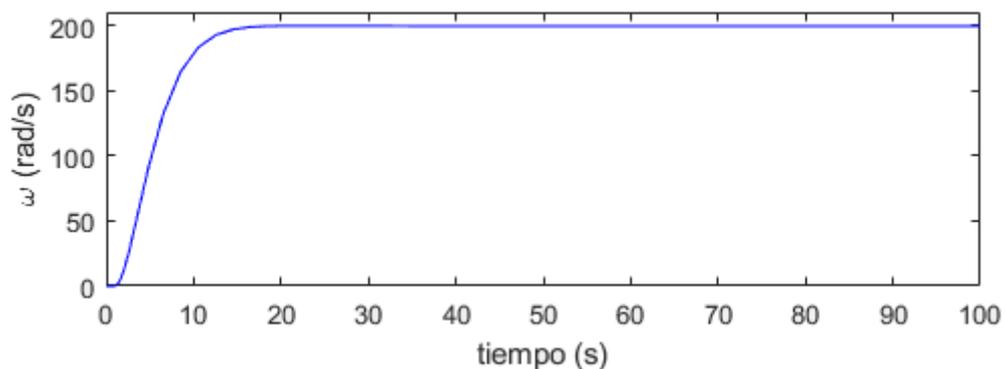
Figura 22. Modelo BLDC.



Fuente: Elaboración propia.

Una simulación del modelo del motor BLDC en lazo abierto que alcanza 2000 RPM aproximadamente (ver Figura 23) dentro del valor nominal.

Figura 23. Respuesta en lazo abierto.



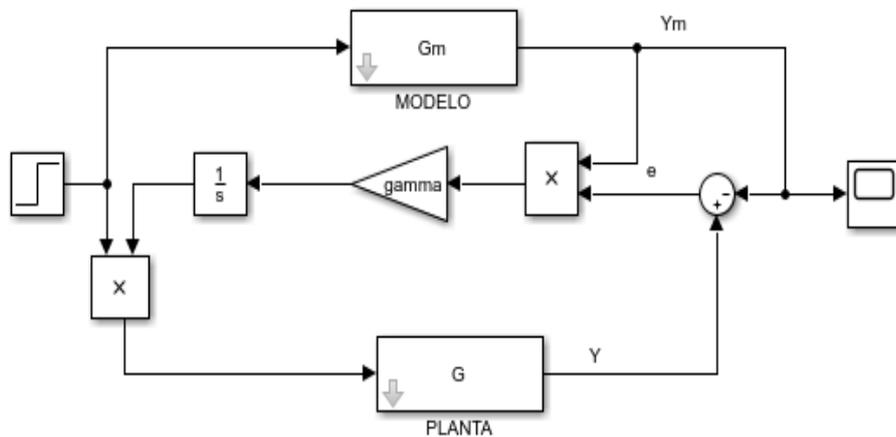
Fuente: Elaboración propia.

5.2.2 Desempeño de los Controladores

a) Control MRAC con la Regla MIT

En el modelo MRAC haremos uso de la regla MIT descrita en (47) nos dará la ley para ajustar el parámetro γ y el modelo de Simulink (ver Figura 24).

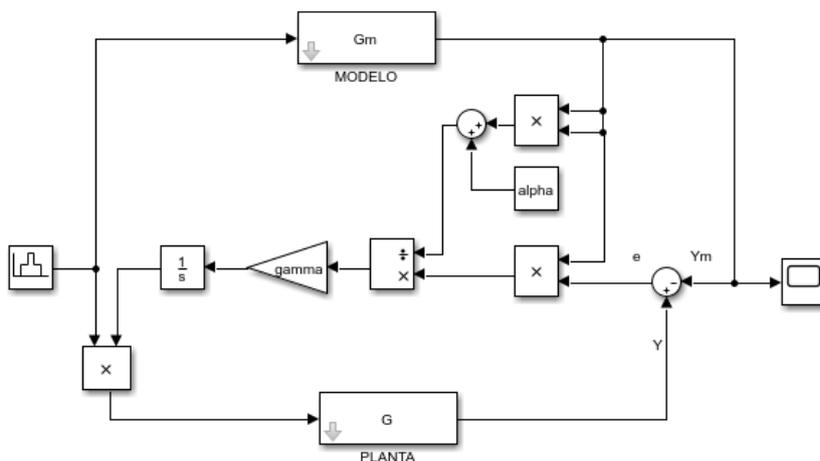
Figura 24. Sistema MRAC con la regla MIT.



Fuente: Elaboración propia.

El diseño de un MRAC utilizando una regla MIT modificada es una opción para la obtención de una mejora en la performance del sistema de control. Los cambios se muestran en el esquema de la Figura 25.

Figura 25. Sistema MRAC con la regla MIT Normalizada.



Fuente: Elaboración propia.

El controlador diseñado que usa la regla MIT da resultados satisfactorios, pero es muy sensible a los cambios en la amplitud de la entrada de referencia. Para grandes valores de referencia entrada, el sistema se vuelve inestable. Por lo tanto, para superar este problema, se propone un algoritmo normalizado utilizado en la regla MIT para desarrollar la ley de control. El algoritmo normalizado modifica la ley de adaptación de la siguiente manera.

$$\frac{d\theta}{dt} = \frac{-\gamma e \varphi}{\alpha + \varphi \varphi^T} \quad (52)$$

Donde

$$\varphi = \frac{\partial e}{\partial \theta}$$

Mientras que, ($\alpha > 0$) se introducen para eliminar la dificultad de la división cero cuando φ es pequeño. De la ecuación (47) se tiene.

$$\varphi = \frac{de}{d\theta} = \frac{K}{K_0} Y_m \quad (53)$$

La ecuación (52) también es aplicable en las condiciones en las que hay más de un parámetro. Con las modificaciones anteriores utilizando un algoritmo normalizado, la adaptación de la ley se conoce como regla modificada MIT.

b) Controlador FLC tipo PD+I

El controlador PID convencional es un controlador PID en tiempo discreto que ha sido rediseñado por el método de integración numérica Euler Backward utilizado tanto en las acciones integrales y derivadas. Las acciones de control se explican en el siguiente análisis. Un controlador PID de tipo paralelo se representa según la ecuación en el dominio del tiempo continuo según la ley de control.

$$u(t) = K_p * e(t) + K_I * \int e(\tau)d\tau + K_D * \frac{de(t)}{dt} \quad (48)$$

La Tabla 3 nos muestra los componentes utilizados para el diseño de los sistemas de control.

Tabla 3: Parámetros del motor BLDC por fase.

Componente	Símbolo	Valor	Unidad
Resistencia DC	R	1.2	Ω
Inductancia	L	0.56	mH
Máximo flujo	φ_m	55	$mV/rad/s$
Numero de polos	p	8	
Torque pico	T_p	2.83	Nm
Voltaje fuente	V	12	V
Inercia de rotor	J	0.0000135	Kgm^2
Coefficiente de fricción	B_v	0.000096	Nms
Ratio de corriente	I	10	A
Constante contraelectromotriz	K_e	0.06	$V/rad/s$

La función de transferencia del motor BLDC viene definida según:

$$P(s) = \frac{154.2}{s + 9.828} \quad (49)$$

ESPECIFICACIONES DE DISEÑO PID

Las especificaciones de diseño es un conjunto de parámetros, usualmente es conocido como sistema de especificaciones. El objetivo de estudio es el diseño de un controlador en lazo cerrado de tal forma se realicen todas las especificaciones impuestas.

Podemos usar cualquiera de estas dos especificaciones para el control de una planta, es decir, todos los requerimientos sobre el comportamiento de la planta son especificados en el tiempo continuo o frecuencia. En este artículo veremos las especificaciones en el dominio del tiempo:

- El tiempo de subida t_r : Es el tiempo necesario para que el sistema alcance la proximidad de su valor final. para sistemas de segundo orden el tiempo de subida viene dado por:

$$t_r = \frac{1.8}{\omega_n}$$

- El tiempo de establecimiento t_s : Es el tiempo necesario para que el sistema se establezca, es decir, para una respuesta transitoria que decae. Para los sistemas de segundo orden este tiempo viene dado por:

$$t_s = \frac{4.6}{\sigma}$$

- El sobre impulso máximo M_p : la cantidad máxima que la respuesta rebasa su valor final dividido por su valor final. Para los sistemas de segundo orden viene dado por:

$$M_p = e^{-\zeta\pi/\sqrt{1-\zeta^2}}$$

La performance alcanzada en un sistema de control debe estar de acuerdo con las características deseables:

- Mínimo sobreimpulso
- Mínimo Tiempo de establecimiento
- Error en estado estacionario nulo

Algunas relaciones importantes a tomar en cuenta se listan debajo:

$$\zeta = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{-\pi}{\ln M_p}\right)^2 + 1}}$$

Relación de los polos deseados:

$$s_d = -\sigma \pm j\omega_d$$

Siendo $\sigma = \zeta\omega_n$ y ω_d es la frecuencia amortiguada en rad/seg. El código Matlab se lista debajo:

```
% Especificaciones de Diseño
ts=1; % Tiempo de Establecimiento
Mp=0.1; % Máximo Sobrepaso
% Polos deseados
zeta=1/sqrt((-pi/log(Mp))^2+1);
wn=4.6/(zeta*ts);
s1=-zeta*wn+1j*wn*sqrt(1-zeta^2);
sd=s1;
pdi=imag(sd);
pdr=real(sd);
```

En el capítulo de la contrastación de la hipótesis veremos el análisis de cómo ha sido obtenido la función de transferencia del modelo del motor BLCD. Utilizando el comando pidtune de Toolbox de Sistemas de Control de MATLAB, obtendremos un diseño inicial PID de tipo paralelo.

```
C0 = pid(1,1,1);
C = pidtune(P,C0);
[Kp,Ki,Kd]=piddata(C);
```

Los parámetros de diseño son: $K_p = 0.09123$, $K_i = 1.625$, $K_d = 0$. Según el diseño resulta un controlador PI, siendo la función de transferencia:

$$C(s) = \frac{0.09123 s + 1.625}{s} \quad (50)$$

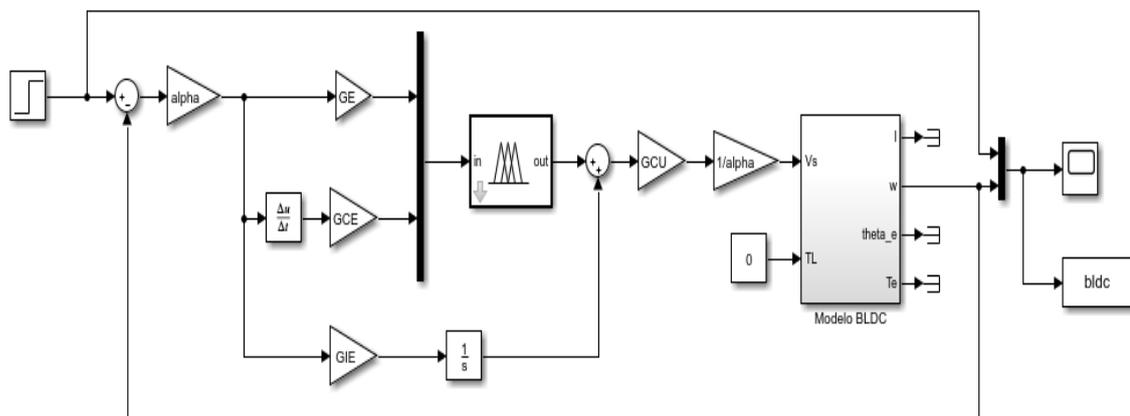
En vista que resulta un control PI diseñaremos un control PInc (Incremental), este control posee las ganancias del controlador difuso con $GE = 1$.

$$GCE = GE * T_i$$

$$GCU = \frac{K_P}{GCE} \quad (51)$$

A continuación, la acción integral será colocada externo al lazo de control de modo que asegure el error en estado estacionario nulo (ver Figura 26). Le adicionaremos una ganancia α con el objetivo de manejar una mejor performance, esta ganancia inicialmente viene como un producto y a la salida es la inversa $1/\alpha$

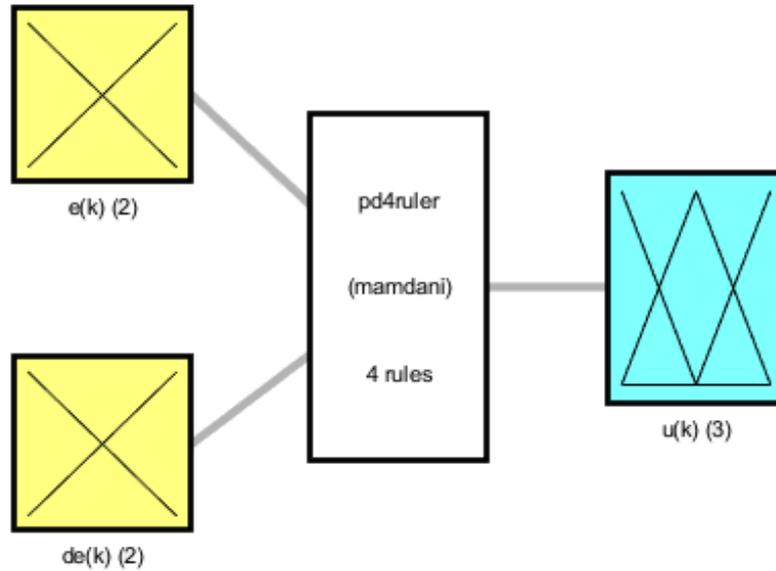
Figura 26. Diagrama de bloques del sistema de control PID Digital.



Fuente: Elaboración propia.

El sistema de inferencia difusa contiene dos entradas y una salida cuyo diagrama es mostrado en la Figura 27.

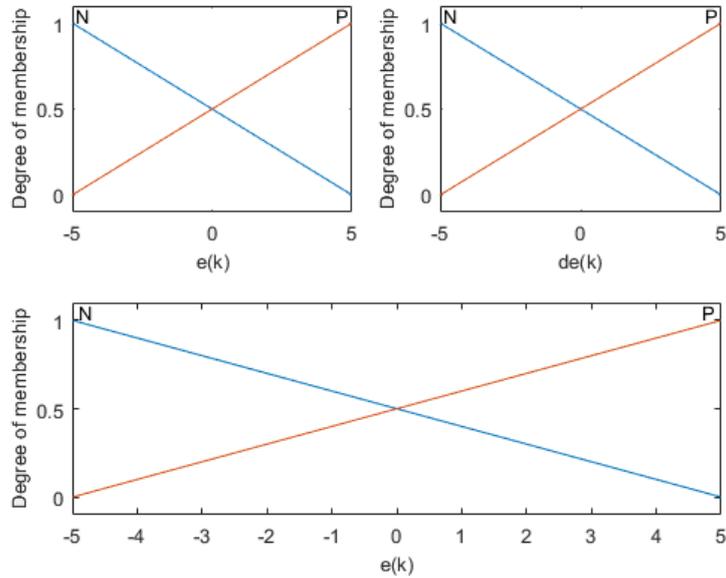
Figura 27. Sistema de inferencia en MATLAB.



Fuente: Elaboración propia.

El sistema de inferencia difusa usado es la de E. Mamdani, contiene funciones de pertenencias de entrada y salida error, derivada del error y acción de control respectivamente (ver Figura 28). Las funciones de pertenencia de E/S están definidas por funciones de pertenencia triangular en la entrada con universos de discurso entre -5V y 5V, así mismo la salida posee también funciones de pertenencia triangular con el mismo universo de discurso que las entradas.

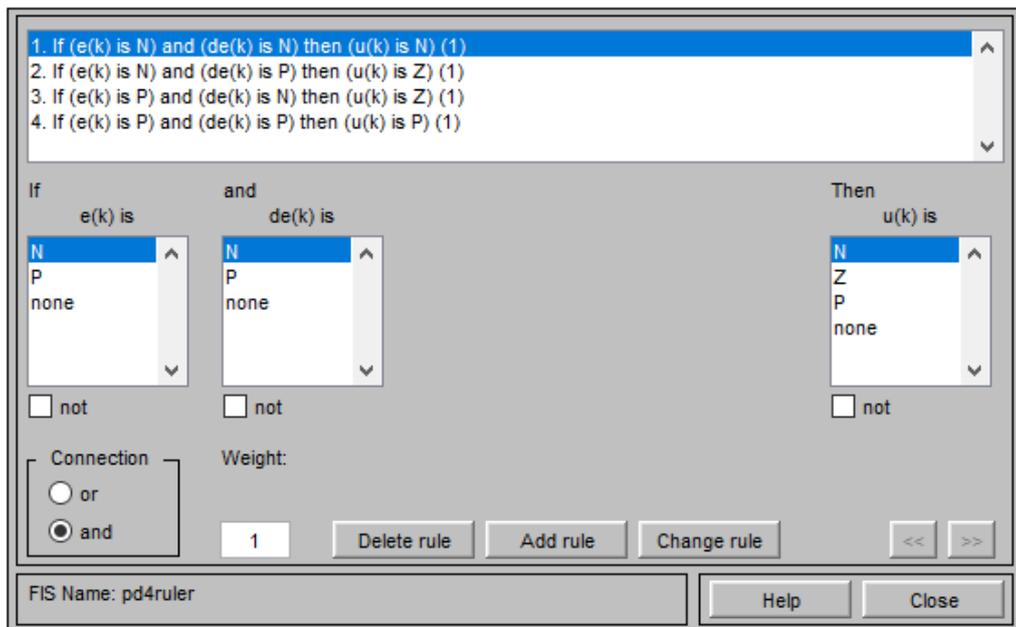
Figura 28. Funciones de pertenencia.



Fuente: Elaboración propia.

La regla base viene listada en la Figura 29.

Figura 29. Regla base.



Fuente: Elaboración propia.

5.2.3 Criterio de las 4 Reglas difusas.

Reglas Base Algoritmo de Posición: Usualmente se considera la base de reglas difusas para un controlador DPD mediante el denominado “algoritmo de posición” que se listan a continuación:

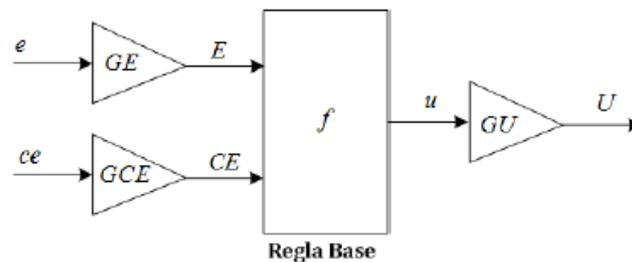
1. R1: if $e(k)$ es N and $de(k)$ es N, then $u(k)$ es N
2. R2: if $e(k)$ es N and $de(k)$ es P, then $u(k)$ es Z
3. R3: if $e(k)$ es P and $de(k)$ es N, then $u(k)$ es Z
4. R4: if $e(k)$ es P and $de(k)$ es P, then $u(k)$ es P

Donde los valores lingüísticos N (Negativo), Z (Cero) y P (positivo) son atribuidos a la entrada y salida. Las reglas difusas serán implementadas usando el Toolbox de Lógica Difusa del programa MATLAB.

5.2.4 Criterio de las ganancias del controlador difuso.

La ley de control difuso se obtendrá según el diagrama de la Figura 31

Figura 31. Controlador difuso PD.



Fuente: Elaboración propia.

Desde el esquema de la Figura 31, la entrada al controlador difuso DPD es el error (e) y la derivada del error (ce). La salida del controlador (U) es una función no lineal del error y del cambio del error (e, ce), donde, U es.

$$U = f(GE * e, GCE * ce) * GU$$

La función f es el mapeo de la entrada–salida del controlador difuso, solo en este tiempo es una superficie. Usando la aproximación lineal:

$$U = (GE * e + GCE * ce) * GU$$

$$U = GE * GU * \left(e + \frac{GCE}{GE} ce \right)$$

Comparando las ganancias con la ecuación de control PD:

$$u = K_p \left(e + T_d \frac{de}{dt} \right)$$

Obtenemos:

$$K_p = GE * GU, \quad T_d = \frac{GCE}{GE}$$

La aproximación es mejor si nosotros escogemos el universo de salida, sumando los universos de la entrada. Por ejemplo, asumimos que los universos de entrada son ambos conjuntos $[-100,100]$ y escogemos para la salida singleton difuso en $[-200,200]$, entonces el mapa de entrada–salida será el plano

$$u = E + CE$$

Entonces para la selección podemos usar en el dominio de u . El controlador difuso PD se aplica cuando el control proporcional es inadecuado. El término derivativo reduce el sobrepaso máximo, es sensible al ruido, así como un cambio abrupto de la referencia que causado por el kick derivativo (problema que es superado insertando un filtro, y al final usar el derivador a la salida del proceso, en lugar del error).

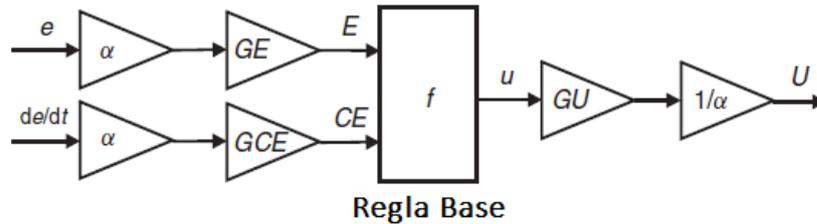
5.2.5 Escalador α

El escalado es un medio para evitar la saturación, pero las relaciones matemáticas aún deben observarse para preservar la afinación. Considere, por ejemplo, el controlador difuso. Podemos escalar las ganancias de entrada por un factor α sin alterar la afinación, porque

$$(GE * e(n) + GCE * \dot{e}(n)) * GU = (\alpha * GE * e(n) + \alpha * GCE * \dot{e}(n)) * GU * \frac{1}{\alpha}$$

El esquema para un escalado se muestra en la Figura 32.

Figura 32. Sistema de control difuso con escalado.



Fuente: Elaboración propia.

Es decir, multiplicamos por α en el lado de la premisa y cancelamos por $1/\alpha$ en la conclusión. Esto no es válido para controladores no lineales, solo para aproximaciones lineales.

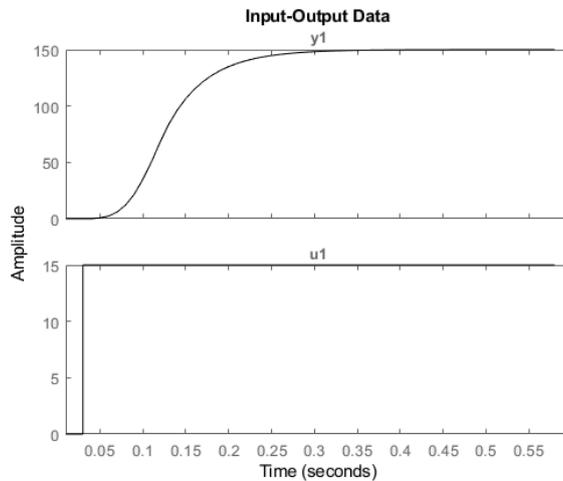
VI. DISCUSIÓN DE RESULTADOS

6.1 Contrastación y demostración de la hipótesis con los resultados

6.1.1 Contrastación de hipótesis específica 1:

La obtención de un modelo exacto del sistema de control facilita la simulación del sistema dinámico, como es el caso del modelo identificado del motor BLDC (ver Figura 30).

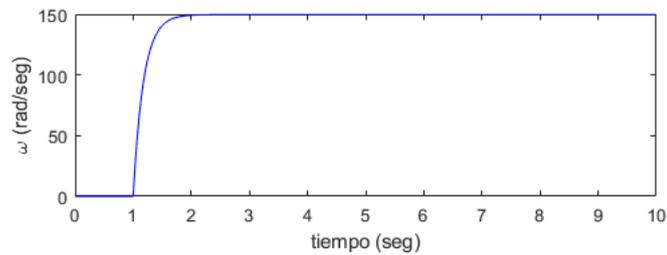
Figura 30. Data objeto de entrada y salida del motor BLDC.



Fuente: Elaboración propia.

La respuesta del sistema de control en lazo abierto es mostrada en la Figura 31. Podemos observar una respuesta de naturaleza sobreamortiguada típica en los motores BLDC.

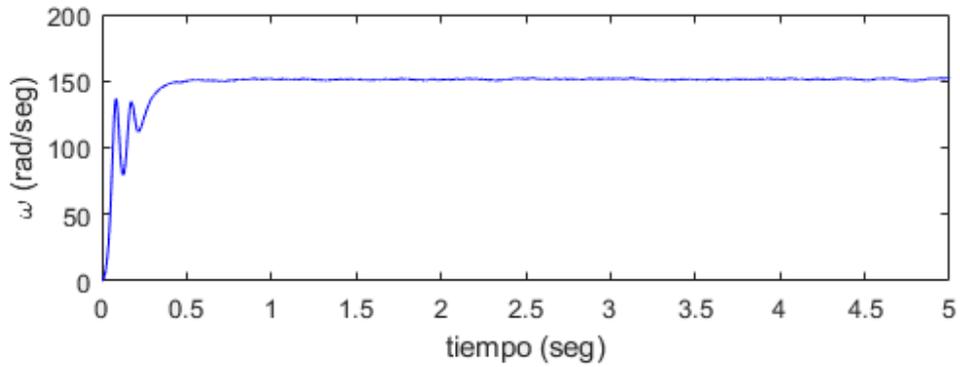
Figura 31. Respuesta del sistema de control en lazo abierto.



Fuente: Elaboración propia.

Mientras que en la Figura 32, nos muestra la respuesta en lazo abierto debido a una entrada constante del modelo del motor BLDC, es decir concierne a modelo drive.

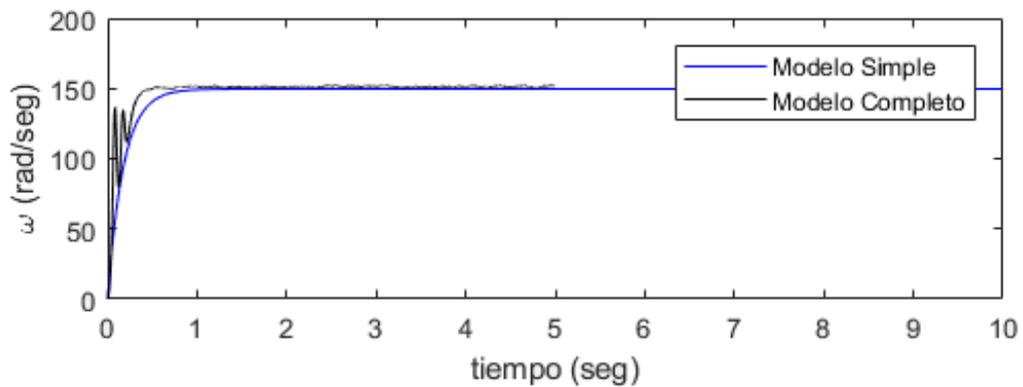
Figura 32. Comparación de respuesta del sistema de control en LA.



Fuente: Elaboración propia.

Mientras que en la Figura 33 nos muestra una comparativa de respuestas de ambos modelos, identificado (teórico) y modelo driver del BLDC. Por ello es que en la literatura en muchos casos para efectos de análisis se utiliza el sistema análogo a un motor DC con escobillas

Figura 33. Comparación de respuesta del sistema de control en LA.



Fuente: Elaboración propia.

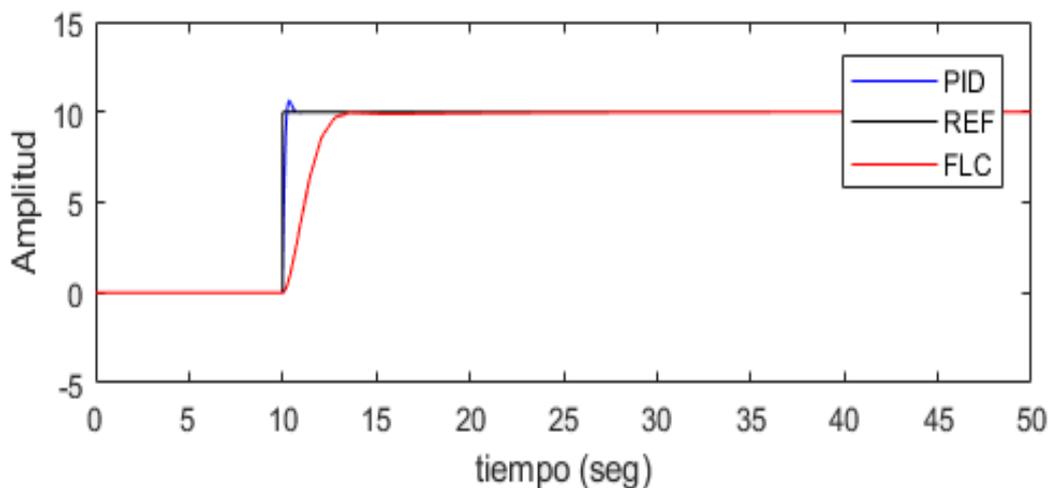
6.1.2 Contrastación de hipótesis específica 2:

En esta sección se presentan dos casos en análisis correspondientes a las técnicas de control aplicadas al control del motor BLDC mediante un control FLC y un control MRAC con regla MIT.

6.1.2.1 Simulaciones del control FLC

En la Figura 34 se muestran dos respuestas debido a una entrada escalón unitario de magnitud U . Apreciamos que la respuesta del controlador PID de tipo paralelo es más rápida que la del FLC de tipo PD+I, mientras que la respuesta del FLC de tipo PD+I es suave y en el control se requiere que la respuesta evite los transitorios que pudieran darse.

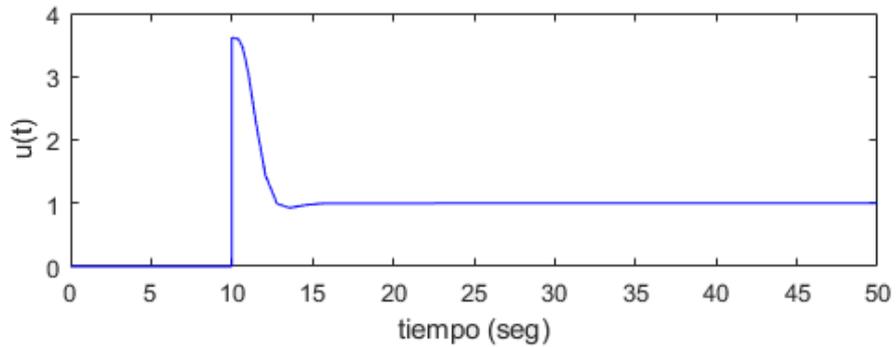
Figura 34. Comparación control PID y FLC de tipo PD+I.



Fuente: Elaboración propia.

La ley de control del FLC tipo PD+I es la requerida ya que el transitorio está por debajo de los voltajes requeridos (ver Figura 35).

Figura 35. Ley de control FLC de tipo PD+I.

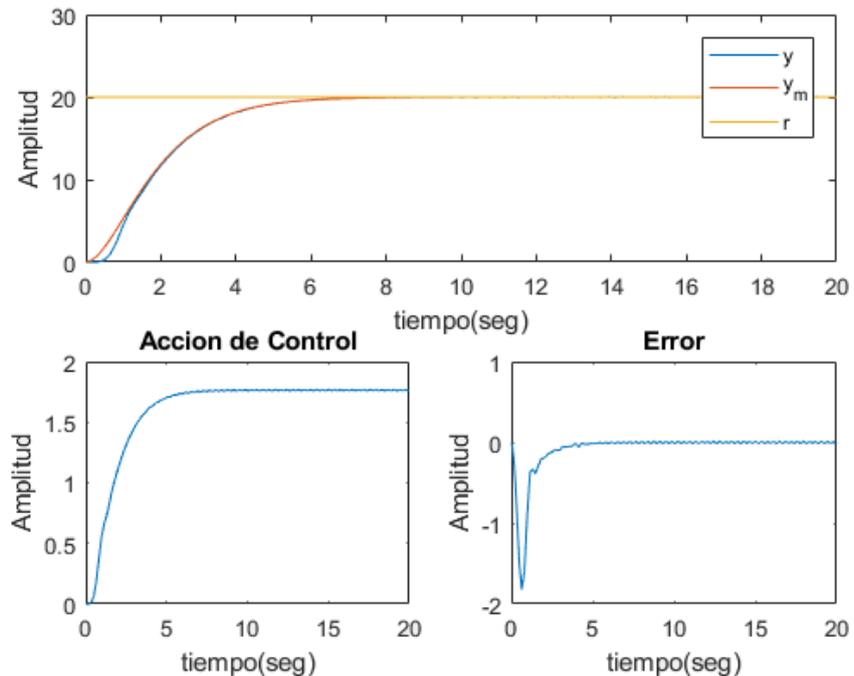


Fuente: Elaboración propia.

6.1.2.2 Simulaciones del control MRAC

En la Figura 36 se muestran las respuestas debido a una entrada escalón unitario de magnitud U . Asimismo, el error la ley de control MRAC que aplica la ley de control regla MIT estándar. Se ha considerado $\gamma = 0.01$.

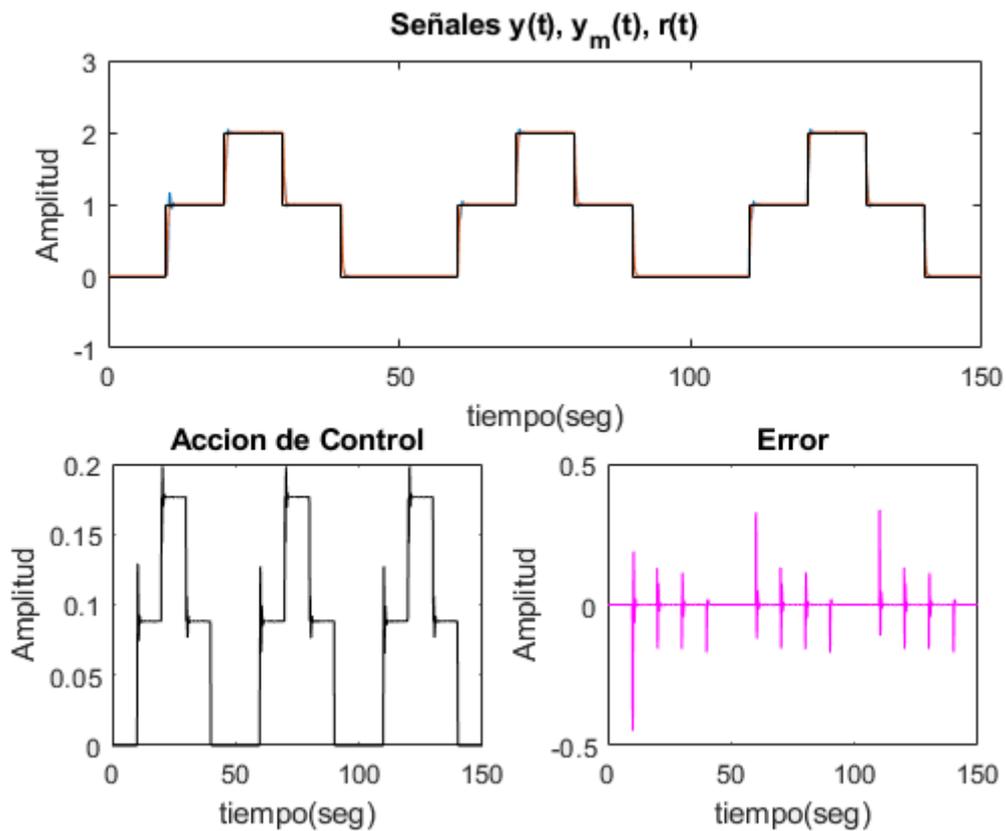
Figura 36. Respuesta del sistema de control MRAC.



Fuente: Elaboración propia.

Por otro lado, el enfoque MRAC se aplicado al control del motor BLDC, usando la regla MIT nos muestra en la Figura 37, la respuesta de la planta real y modelo de referencia para un valor de ganancia de adaptación $\gamma = 0.5$.

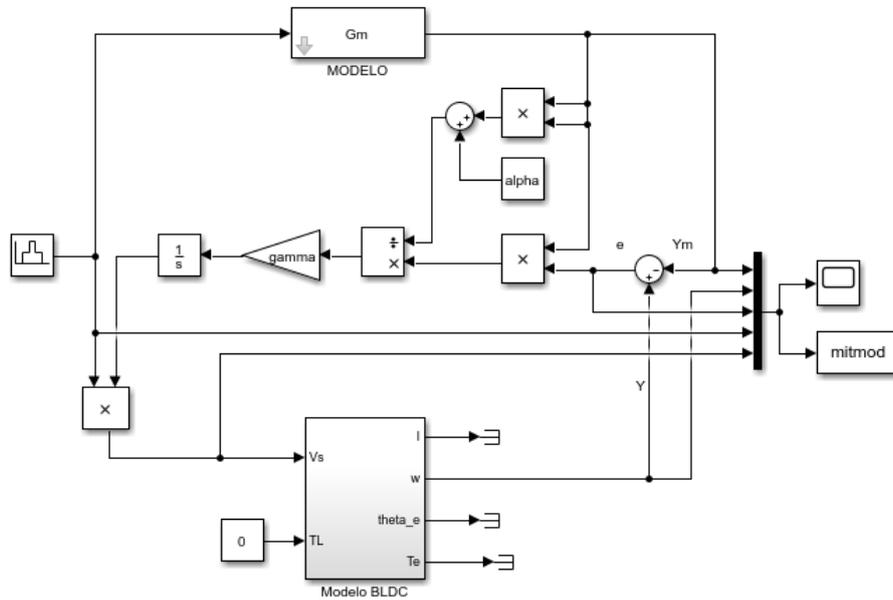
Figura 37. Respuesta del sistema de control MRAC para trayectorias.



Fuente: Elaboración propia.

Respecto del comportamiento dinámico del sistema en términos de dominio del tiempo, se observa que el sistema se va adaptando en el tiempo (señal típica en un control adaptativo). De la Figura 38, se desprende claramente que, para valores grandes del factor de adaptación, con respuestas del sistema son rápidas y se adapta más rápido. En este caso, el intervalo de ganancia se elige entre 0.5 a 5 para el sistema. Más allá de este intervalo, la performance se ve afectada.

Figura 38. Diagrama de bloques para simular el control MRAC.

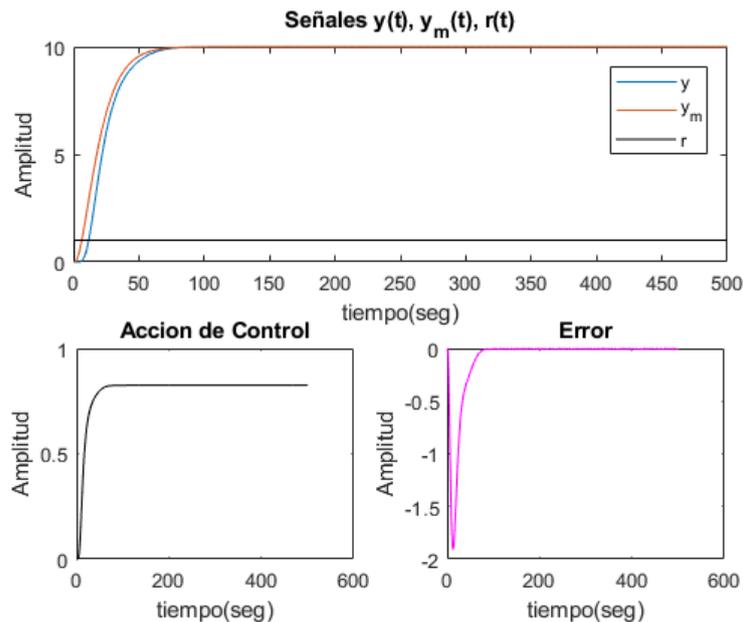


Fuente: Elaboración propia.

Se ha tomado en consideración el modelo de referencia, además, se ha considerado $\gamma = 0.1$ y $\alpha = 2.5$

$$G_m(s) = \frac{0.1}{(s + 1)^2}$$

Figura 39. Respuesta del sistema de control MRAC normalizado.



Fuente: Elaboración propia.

6.2 Responsabilidad ética de acuerdo con los reglamentos vigentes

Yo, Jorge Luis Beltrán Ventura, doy fe que mi tesis de maestría titulada **"CONTROL ADAPTATIVO Y DIFUSO DE POSICIÓN DE UN MOTOR BRUSHLESS PARA EL ACCIONAMIENTO DE UNA CARGA NO LINEAL"**, es de mi autoría, y su aplicación orientada al campo industrial como es en la autotrónica, seguridad industrial, y es fácilmente escalable a motores de mayores dimensiones bajo los principios metodológicos del trabajo de tesis que estamos presentando.

Finalmente, faculto a que la información contenida en la tesis sea utilizada por otro investigador e ir ampliando a otros procesos, siempre y cuando haga la referencia respectiva.

Dando fe de lo declarado, firmo



Jorge Luis Beltrán Ventura

DNI: 10387340

Callao, febrero del 2022.

CONCLUSIONES

De la discusión de resultados expuestos en los Capítulos IV y V, podemos concluir que:

- Las simulaciones efectuadas del modelo del motor BLDC analizado como modelo drive y como modelo simplificado nos ha permitido validar la teoría respecto del modelamiento para motores DC sin escobillas y contrastar con el modelo lineal de los motores con escobillas. También se ha verificado el buen comportamiento de la velocidad angular en relación a las pruebas en lazo abierto.
- Se ha verificado que los diseños de los controladores difuso de tipo PD+I y el control adaptivo MRAC para la ley MIT estándar y normalizada, nos han permitido evaluar las performances en el desempeño del par con la medición de la fuerza contraelectromotriz tal como lo demuestran las leyes de control encontradas que aseguran un mínimo sobre impulso, y un error en estado estacionario nulo, con lo cual se valida las propuestas de las técnicas de control empleadas. En resumen, es posible utilizar cualquiera de las dos técnicas de control presentadas en la presente tesis.

RECOMENDACIONES

- En primera instancia sería recomendable diseñar un módulo específicamente para el control del motor BLDC de modo que se experimente y constate los resultados obtenidos desde las simulaciones.
- Otro trabajo de investigación que resultaría muy interesante sería el aplicar la ley de control adaptativo STR (Self Tuning Regulator) de modo que hubiere una comparativa no solo de estructuras sino de resultado on-line.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] J. Zhang, N. Wang and S. Wang, "A developed method of tuning PID controllers with fuzzy rules for integrating process," Proceedings of the American Control Conference, Boston, 2004, pp. 1109-1114.
- [2] M. A. EL-Sharkawi, "Development and Implementation of High Performance Variable Structure Tracking Control for Brushless Motors," IEEE Transaction on Energy Conversion, Vol. 6, no. 1 March 1991, pp, 114-119.
- [3] W. R. Pearson and Paresh C. Sen, "Brushless DC Motor Propulsion Using Synchronous Motor for Transient System," IEEE Transection on Industrial Electronics, Vol. IE 31, No. 4, nov. 1984, pp.326-351.
- [4] C.-L. Xia, Permanent Magnet Brushless DC Motor Drives and Controls. Singapore: John Wiley & Sons Singapore Pte. Ltd., 2012.
- [5] M. Thesis, "BLDC Motor Modelling and Control – A Matlab ® /Simulink ® Implementation –," 2005.
- [6] Ming Liang Chen "Multi-Layer Self Tuning Powe System Stabilizer," Ph.D. Thesis, University of Washington, 1989.
- [7] A. Mohamed, "Optimization Techniques for Tuning the Controller of a Permanent Magnet Brushless Motor," Cairo, master of science, 2012.
- [8] H.X.Li and S.K.Tso, "Quantitative design and analysis of Fuzzy Proportional-Integral- Derivative Control- a Step Towards Autotuning", International journal of system science, Vol.31, No.5, 2000, pp.545-553.
- [9] G.R.Chen and T.T.Pham, "Introduction to fuzzy sets, fuzzy logic, Fuzzy control system", CRC.Press,Boac Raton,FL,USA,2000.
- [10]I. Science, "PID Parameters Optimization by Using Genetic Algorithm Andri Mirzal, Shinichiro Yoshii, Masashi Furukawa."
- [11]M. Omar, M. Soliman, A. M. A. Ghany, and F. Bendary, "Optimal Tuning of PID Controllers for Hydrothermal Load Frequency Control Using Ant Colony Optimization," vol. 5, no. 3, pp. 348–360, 2013.
- [12]J. P. Anderson, A. Julian, F. Approved, and O. M. B. No, "NAVAL POSTGRADUATE AND CONTROL OF A 4th ORDER ROTATIONAL by," no. December, 2009.

- [13]R. Kandiban and R. Arulmozhiyal, "Speed Control of BLDC Motor Using Adaptive Fuzzy PID Controller," *Procedia Eng.*, vol. 38, pp. 306–313, Jan. 2012.
- [14]N. Tadrict, H. Zeroug, and B. Boukais, "Development of brushless d.c. motor drive system for teaching purposes using various PWM control techniques," *Int. J. Electr. Eng. Educ.*, vol. 49, no. 3, pp. 210–231, jul.2012.
- [15]P. Agarwal and A. Bose, "Brushless Dc Motor Speed Control Using Proportional-Integral And Fuzzy Controller," vol. 5, no. 5, pp. 68–78, 2013.
- [16]O. J. Oguntoyinbo, "PID Control Of Brushless DC Motor and Robot Trajectory Planning and Simulation With," 2009.
- [17]HANS EDINSON VÁSQUEZ MORALES Control De Posición Y Velocidad de un Motor DC sin Escobillas de Imán Permanente usando el Controlador Lógico Difuso, Universidad Nacional De Ingeniería Facultad De Ingeniería Eléctrica Y Electrónica, 2014.

ANEXO 1

Matriz de Consistencia

Título: “CONTROL ADAPTATIVO Y DIFUSO DE POSICIÓN DE UN MOTOR BRUSHLESS PARA EL ACCIONAMIENTO DE UNA CARGA NO LINEAL”

PROBLEMA	OBJETIVOS	HIPOTESIS	VARIABLES	INDICADORES	MÉTODO Y DISEÑO
<p>Problema General ¿De qué manera el desarrollo de los algoritmos de control difuso y control adaptativo aplicando un sistema BLDC contribuirán a la mejora de la performance del control de posición frente a cargas no lineales?</p> <p>Problemas específicos</p> <p>Problema específico 1: ¿Cómo influye el modelo del sistema BLDC en la actuación del control de posición?</p> <p>Problema específico 2: ¿Cómo afectan en la medida de la performance al aplicar y comparar al control adaptativo y control difuso en el motor BLDC frente a las cargas no lineales?</p>	<p>Objetivo General Realizar el diseño de controlador de motor DC sin escobillas sin sensores y desarrollar un mecanismo de control para el accionamiento de una carga no lineal.</p> <p>Objetivos específicos</p> <p>Objetivo Específico 1: Desarrollar y simular el modelo BLDC y verificar el desempeño frente al accionamiento a lazo abierto.</p> <p>Objetivo Específico 2: Desarrollar los sistemas de control Adaptativo por Modelo de Referencia (MRAC) y control Difuso, y evaluar las performances en el desempeño del par con la medición de la fuerza contraelectromotriz.</p>	<p>Hipótesis General La ley de control adaptativa y difusa aplicadas a un motor DC sin escobillas sin sensores permitirá accionar cargas no lineales mostrando una alta performance.</p> <p>Hipótesis específicas</p> <p>Hipótesis específica 1: Un adecuado modelo del motor BLDC, nos permitirá mostrar el alto desempeño frente a los accionamientos a lazo abierto.</p> <p>Hipótesis específica 2: Un desarrollo óptimo de los sistemas de control Adaptativo por Modelo de Referencia (MRAC) y control Difuso, permitirá evaluar las performances en el desempeño del par con la medición de la fuerza contraelectromotriz.</p>	<p>Variable Independiente Es la variable de acción del actuador del motor BLDC que proporciona el torque necesario para los accionamientos de cargas no lineales, se denota por la variable (u).</p> <p>Variables dependientes Esta variable está relacionada con la posición angular representa por la variable θ</p>	<p>X.1. Obtención de la ley de control por la técnica de control MRAC y FLC</p> <p>X.2. Medida de la acción de control MRAC</p> <p>X.3. Medida de la acción de control FLC</p> <p>Y.1 Medida de la posición</p>	<p>Método</p> <p>Temporal. El estudio es del tipo transversal, su ejecución se inició el 2 de junio del año 2020 y su posible término el 30 de julio del 2021.</p> <p>Espacial. El estudio se realizará en los ambientes de la facultad de Ingeniería Eléctrica y Electrónica de la Universidad Nacional del Callao.</p>

ANEXO 2

Programas en MATLAB

Programa 1: Control a lazo abierto y sintonía PID paralelo

```
R=0.25;
L=0.32;
Tp=0.0255;
V=15;
J=0.0042;
B=0.0096;
Kt=0.06;
Kb=Kt;
tsim=50;
t=sim('plantalab',tsim);
u=datamdc(:,1);
y=datamdc(:,2);
% identificacion
fs=100;
T=1/fs;
dato=iddata(y,u,T);
th=arx(dato,[1,1,1]);
Gd=tf(th.b,th.a,T);
P=d2c(Gd);
Ktac=0.88;
P=series(Ktac,P);
tsimu=10;
t1=0:T:tsimu;
N=length(t1)-1;
%u1=V*[zeros(1,N/10) ones(1,9*N/10+1)];
u1=V*ones(size(t1));
y1=lsim(P,u1,t1);
figure
subplot(211)
plot(t1,y1,'b')
```

```

xlabel('tiempo (seg)')
ylabel('\omega (rad/seg)')
C0 = pid(1,1,1);
C = pidtune(P,C0);
[Kp,Ki,Kd]=piddata(C);
s=tf('s');
C=Kp+Ki/s;
% 0.1435 s + 1.458
% -----
%      s

```

Programa 2: Funciones de conmutación

```

function si=trazi(~)
i=1;
si=zeros(1,1);
for t=0:360
    si(i)=(t>=0 && t<=90)*(-1)+(t>90 && t<=150)*(1+(1/30)*(t-150))+...
        (t>150 && t<=270)*(1)+...
        (t>270 && t<=330)*(1-(1/30)*(t-270))+(t>330 && t<=360)*(-1);
    i=i+1;
end

```

```

function si=traze(~)
i=1;
si=zeros(1,1);
for t=0:360
    si(i)=(t>=0 && t<=30)*(1)+(t>30 && t<=90)*(1-(1/30)*(t-30))+...
        (t>90 && t<=210)*(-1)+...
        (t>210 && t<=270)*(1+(1/30)*(t-270))+(t>270 && t<=360)*(1);
    i=i+1;
end

```

```

function si=traiz(~)
i=1;
si=zeros(1,1);
for t=0:360
    si(i)=(t>=0 && t<=30)*(t/30)+(t>30 && t<=150)*1+...
        (t>150 && t<=210)*((-1/30)*(t-150)+1)+...
        (t>210 && t<=330)*(-1)+(t>330 && t<=360)*(1/30)*(t-360);
    i=i+1;
end

```

```

function y=conmutacion_invertido(pos,Vs,ea,eb,ec,la,lb,lc)
if (pos>=0)&&(pos<60)&&(lc<=0)&&(lb<=0)
    y = [Vs,0.5*(-Vs+ea+eb-2*ec)];
elseif (pos>=0)&&(pos<60)&&(lc>0)&&(lb<=0)
    y = [Vs,0];
elseif (pos>=0)&&(pos<60)&&(lc>=0)&&(lb>0)
    y = [Vs,0.5*(-Vs+ea+eb-2*ec)];
elseif (pos>=0)&&(pos<60)&&(lc<0)&&(lb>0)
    y = [Vs,-Vs];
elseif(pos>=60)&&(pos<120)&&(lb>=0)&&(la>=0)
    y=[0.5*(Vs+ea-2*eb+ec),0.5*(Vs-ea+2*eb-ec)];
elseif(pos>=60)&&(pos<120)&&(lb<0)&&(la>=0)
    y=[0,Vs];
elseif(pos>=60)&&(pos<120)&&(lb<=0)&&(la<0)
    y=[0.5*(Vs+ea-2*eb+ec),0.5*(Vs-ea+2*eb-ec)];
elseif(pos>=60)&&(pos<120)&&(lb>0)&&(la<0)
    y=[Vs,0];
elseif(pos>=120)&&(pos<180)&&(la<=0)&&(lc<=0)
    y=[0.5*(-Vs+2*ea-eb-ec),Vs];
elseif(pos>=120)&&(pos<180)&&(la>0)&&(lc<=0)
    y=[-Vs,Vs];
elseif(pos>=120)&&(pos<180)&&(la>=0)&&(lc>0)

```

```

    y=[0.5*(-Vs+2*ea-eb-ec),Vs];
elseif(pos>=120)&&(pos<180)&&(la<0)&&(lc>0)
    y=[0,Vs];
elseif(pos>=180)&&(pos<240)&&(lc>=0)&&(lb>=0)
    y = [-Vs,0.5*(Vs+ea+eb-2*ec)];
elseif(pos>=180)&&(pos<240)&&(lc<0)&&(lb>=0)
    y = [-Vs,0];
elseif(pos>=180)&&(pos<240)&&(lc<=0)&&(lb<0)
    y = [-Vs,0.5*(Vs+ea+eb-2*ec)];
elseif(pos>=180)&&(pos<240)&&(lc>0)&&(lb<0)
    y = [-Vs,Vs];
elseif(pos>=240)&&(pos<300)&&(lb<=0)&&(la<=0)
    y=[0.5*(-Vs+ea-2*eb+ec),0.5*(-Vs-ea+2*eb-ec)];
elseif(pos>=240)&&(pos<300)&&(lb>0)&&(la<=0)
    y=[0,-Vs];
elseif(pos>=240)&&(pos<300)&&(lb>=0)&&(la>0)
    y=[0.5*(-Vs+ea-2*eb+ec),0.5*(-Vs-ea+2*eb-ec)];
elseif(pos>=240)&&(pos<300)&&(lb<0)&&(la>0)
    y=[-Vs,0];
elseif(pos>=300)&&(pos<360)&&(la>=0)&&(lc>=0)
    y=[0.5*(Vs+2*ea-eb-ec),-Vs];
elseif(pos>=300)&&(pos<360)&&(la<0)&&(lc>=0)
    y=[Vs,-Vs];
elseif(pos>=300)&&(pos<360)&&(la<=0)&&(lc<0)
    y=[0.5*(Vs+2*ea-eb-ec),-Vs];
elseif(pos>=300)&&(pos<360)&&(la>0)&&(lc<0)
    y=[0,-Vs];
end

```

Programa 3: Programas FLC.

```

clear; close all; clc
R=0.25; % ohmios

```

```

L=0.32; % mH
Tp=25.5/1000; % NM
V=15; % V
J=0.0042; % Kg.m^2
B=0.0096; % N.M.S
Kt=0.06;
Kb=0.06;
tsim=50;
t=sim('plantala',tsim);
u=datamdc(:,1);
y=datamdc(:,2);
subplot(211)
plot(t,y,'b')
fs=100;
T=1/fs;
dato=iddata(y,u,T);
th=arx(dato,[1,1,1]);
Gd=tf(th.b,th.a,T);
P=d2c(Gd);
Ktac=0.88;
P=series(Ktac,P);
% diseño PID
C0 = pid(1,1,1);
C = pidtune(P,C0);
[Kp,Ki,Kd]=piddata(C);
Gc=tf([Kp Ki],[1 0]);

% 0.1435 s + 1.458
% -----
%      s
S=series(Gc,P);

```

```

F=S/(1+S);
tsim=50;
t=0:0.01:tsim;
N=length(t)-1; % 5001
amp=10;
ref=amp*[zeros(1,N/5) ones(1,4*N/5+1)];
y=lsim(F,ref,t);
subplot(212)
plot(t,y,'b')
hold
plot(t,ref,'k')
% Controlador Difuso PID
K=Kp;
Ti=K/Ki;
GE=1;
GCE=GE*Ti;
GCU=Kp/GCE;
GIE=0.05;
alpha=0.5;
a=readfis('pi4ruler');
t=sim('control_flc1',tsim);
ref=bldc(:,1);
yflc=bldc(:,2);
uflc=bldc(:,3);
plot(t,yflc,'r')
xlabel('tiempo (seg)')
ylabel('Amplitud')
legend('PID','REF','FLC')
figure
subplot(211)
plot(t,uflc,'b')
xlabel('tiempo (seg)')

```

```

ylabel('u(t)')
figure
% plotfis(a)
subplot(221), plotmf(a,'input',1)
subplot(222), plotmf(a,'input',2)
subplot(2,2,[3,4]), plotmf(a,'input',1)
% figure
% ruleedit(a)

```

Programa 4: Programas MRAC.

```

clear; close all; clc
s=tf('s');
Gm=1/(s^2+2*s+1);
G=55.92/(s+5.606);
tfin=20;
t=0:0.01:tfin;
r=ones(size(t));
ym=lsim(Gm,r,t);
y=lsim(G,r,t);
figure
plot(t,ym,t,y)
legend('G_m(s)','G(s)')
xlabel('tiempo(seg)')
ylabel('Amplitud')
% MIT
gamma=-0.01;
% Itiblock
figure
t=sim('mrac1_sim',tfin);
ym=simout(:,1);
y=simout(:,2);

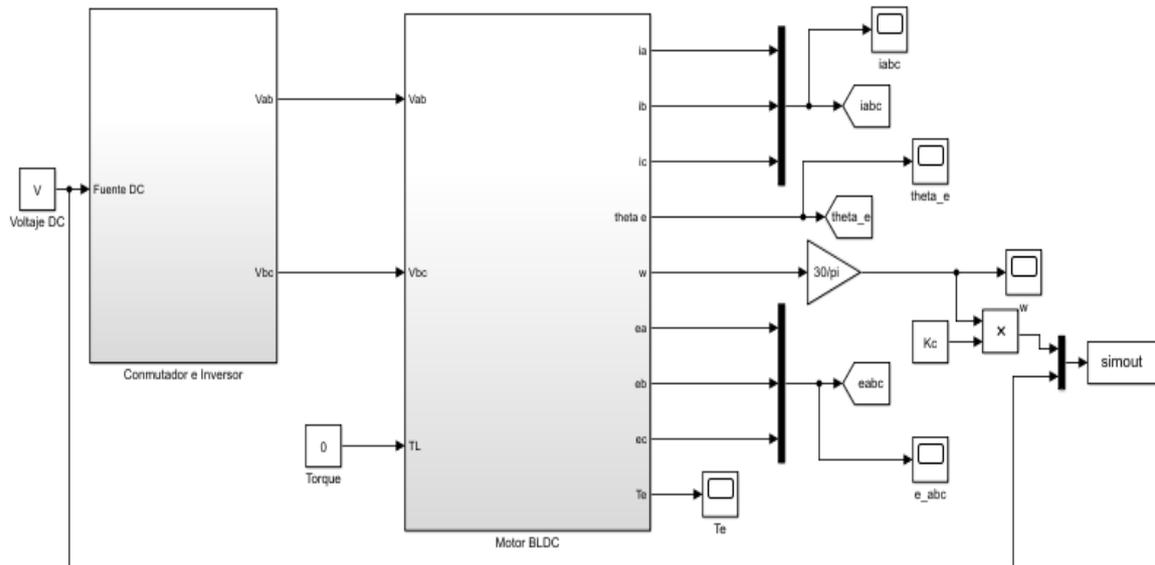
```

```
e=simout(:,3);
r=simout(:,4);
u=simout(:,5);
subplot(2,2,[1,2])
plot(t,y,t_ym,t,r)
legend('y','y_m','r')
xlabel('tiempo(seg)')
ylabel('Amplitud')
subplot(2,2,[3,4])
plot(t,u)
title('Accion de Control')
xlabel('tiempo(seg)')
ylabel('Amplitud')
subplot(2,2,[1,3])
plot(t,e)
title('Error')
xlabel('tiempo(seg)')
ylabel('Amplitud')
```

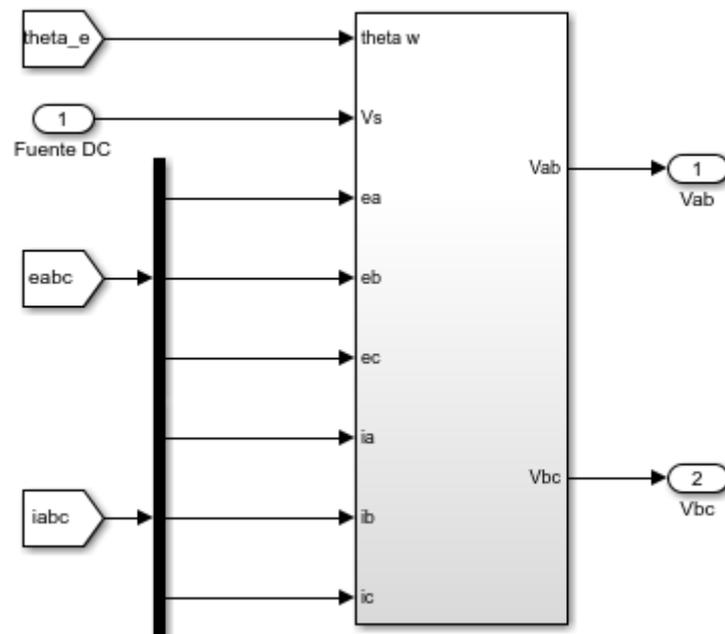
ANEXO 3

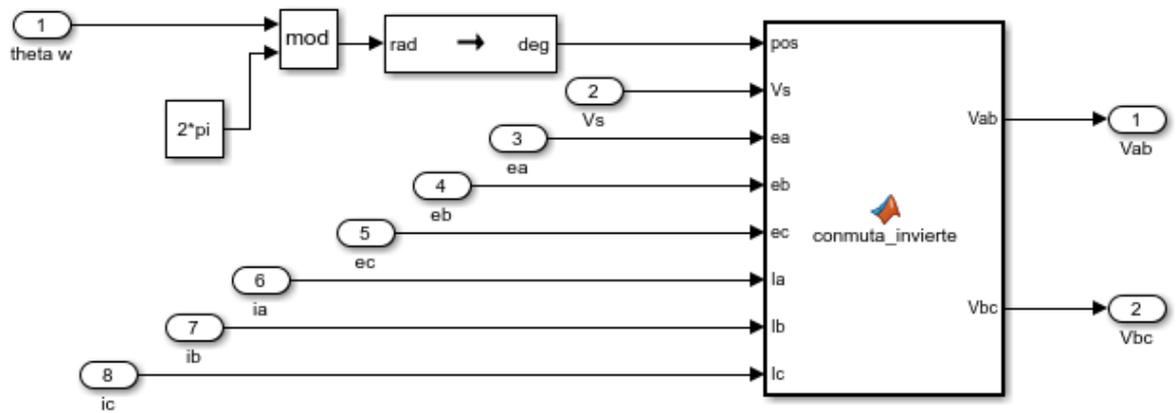
Programas en Simulink

Programa 1: Modelo BLDC en Simulink.

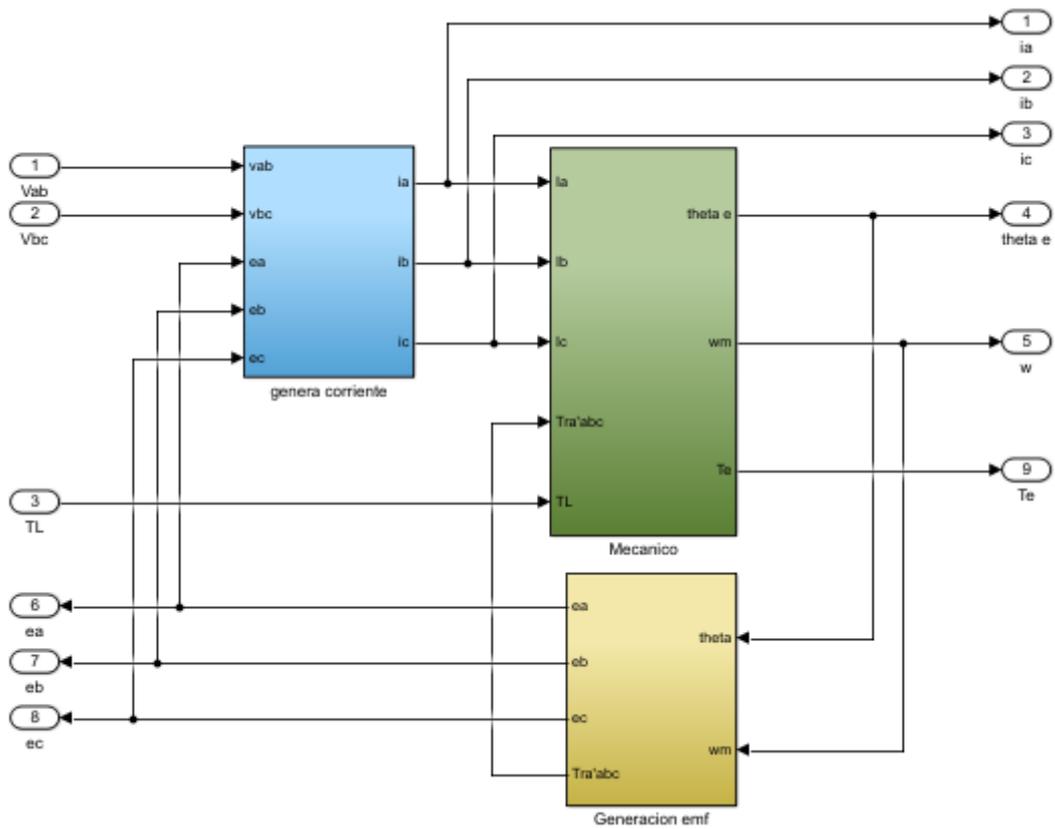


Subsistema 1: Conmutador e inversor

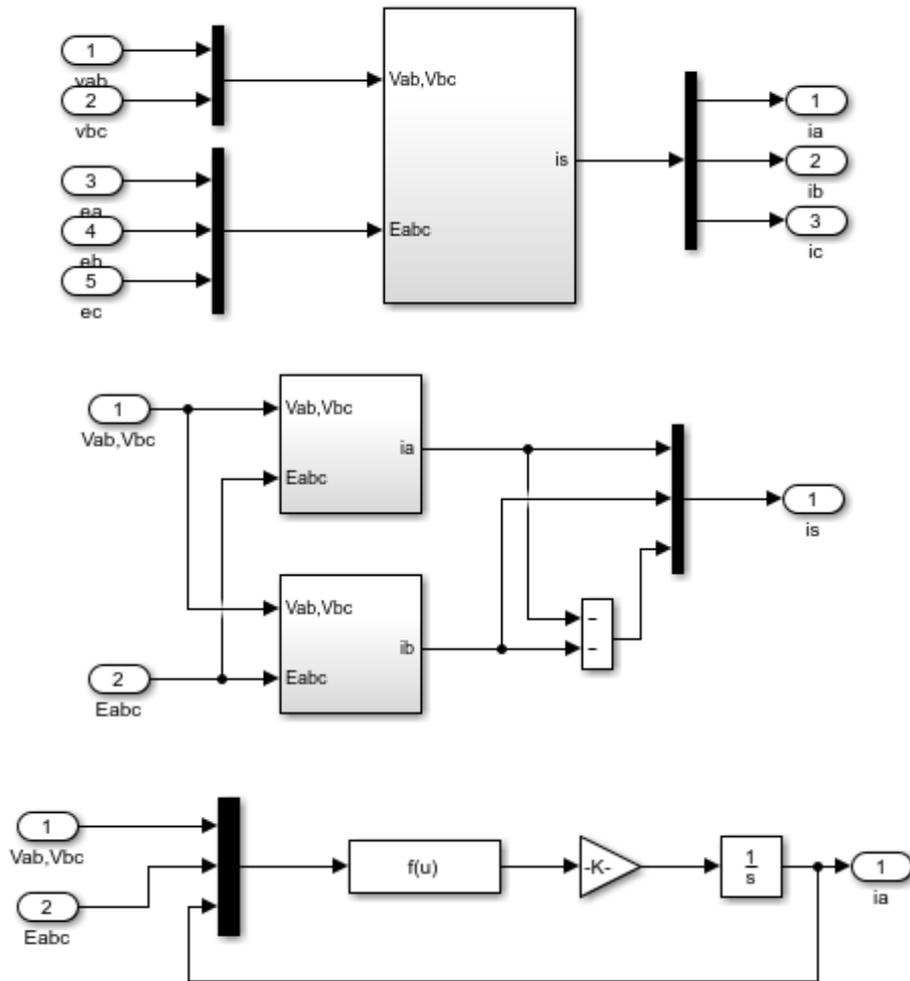




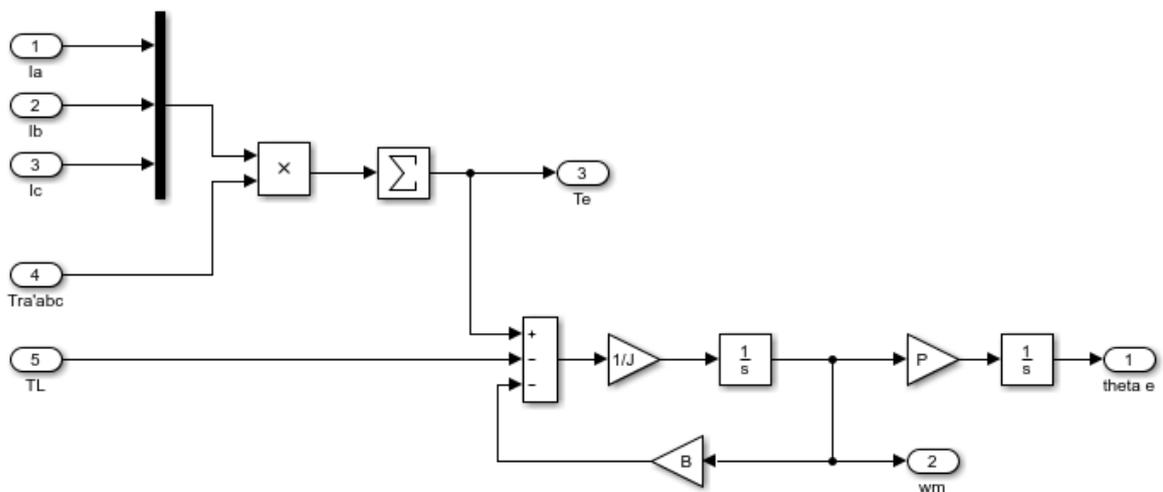
Subsistema 2: Motor BLDC



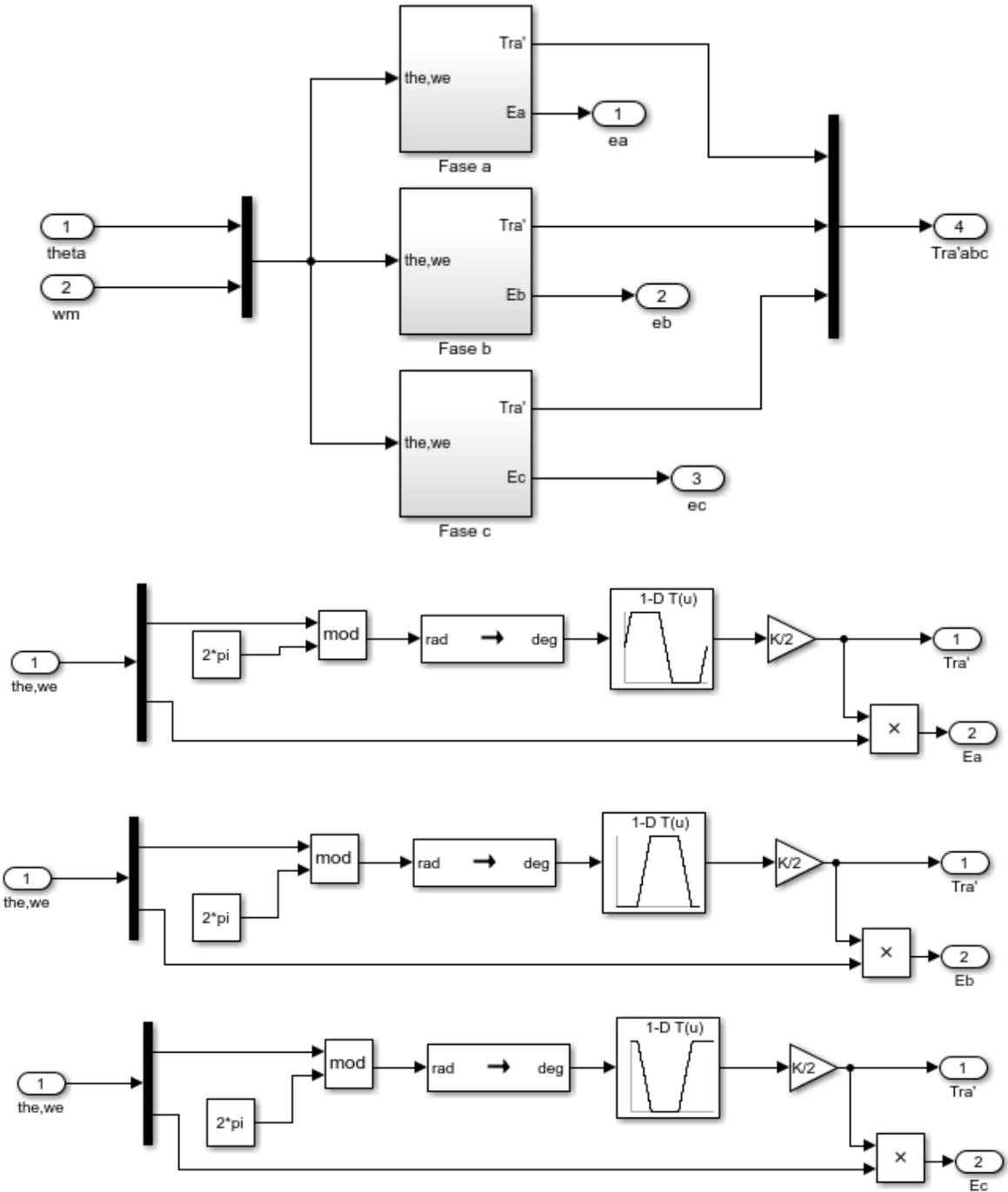
Generador de corriente



Subsistema mecánico



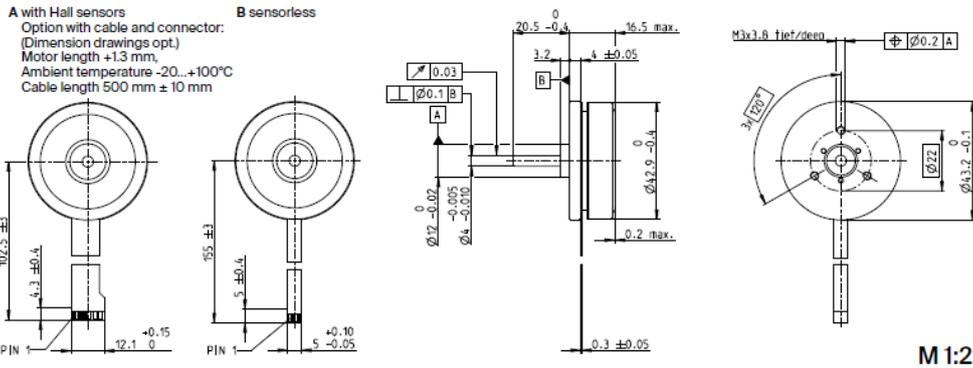
Subsistema eléctrico



ANEXO 4

Motor BLDC

EC 45 flat $\varnothing 42.9$ mm, brushless, 30 Watt



EC flat

	Part Numbers					
<input checked="" type="checkbox"/> Stock program						
<input type="checkbox"/> Standard program						
<input type="checkbox"/> Special program (on request)						
A with Hall sensors	200142		339281		339282	
Option with Cable and Connector	668555		668556		668557	
B sensorless		200189		339283		339284

Motor Data		200142	200189	339281	339283	339282	339284
Values at nominal voltage							
1 Nominal voltage	V	12	12	24	24	36	36
2 No load speed	rpm	4370	4350	4360	4380	4750	4760
3 No load current	mA	163	163	81.4	73	61.6	55.3
4 Nominal speed	rpm	2940	2800	2940	2900	3290	3270
5 Nominal torque (max. continuous torque)	mNm	55	54.7	54.8	55.2	66	66.6
6 Nominal current (max. continuous current)	A	2.02	2.02	1.01	1.01	0.847	0.849
7 Stall torque ¹	mNm	255	219	253	243	380	369
8 Stall current	A	10	8.58	4.97	4.77	5.38	5.22
9 Max. efficiency	%	76	75	76	77	80	81
Characteristics							
10 Terminal resistance phase to phase	Ω	1.2	1.4	4.83	5.03	6.69	6.89
11 Terminal inductance phase to phase	mH	0.56	0.56	2.24	2.24	4.29	4.29
12 Torque constant	mNm/A	25.5	25.5	51	51	70.6	70.6
13 Speed constant	rpm/V	374	374	187	187	135	135
14 Speed/torque gradient	rpm/mNm	176	20.5	177	18.5	12.8	13.2
15 Mechanical time constant	ms	171	19.9	17.2	17.9	12.4	12.8
16 Rotor inertia	gcm ²	92.5	92.5	92.5	92.5	92.5	92.5

Specifications	Operating Range	Comments
Thermal data 17 Thermal resistance housing-ambient 6.69 K/W 18 Thermal resistance winding-housing 3.92 K/W 19 Thermal time constant winding 11.4 s 20 Thermal time constant motor 295 s 21 Ambient temperature -40...+100°C 22 Max. winding temperature +125°C Mechanical data (preloaded ball bearings) 23 Max. speed 10 000 rpm 24 Axial play at axial load < 5.0 N 0 mm > 5.0 N typ. 0.14 mm 25 Radial play preloaded 4.8 N 26 Max. axial load (dynamic) 53 N 27 Max. force for press fits (static) (static, shaft supported) 1000 N 28 Max. radial load, 5 mm from flange 18 N Other specifications 29 Number of pole pairs 8 30 Number of phases 3		<ul style="list-style-type: none"> ■ Continuous operation In observation of above listed thermal resistance (lines 17 and 18) the maximum permissible winding temperature will be reached during continuous operation at 25°C ambient. = Thermal limit. Short term operation The motor may be briefly overloaded (recurring). — Assigned power rating

ANEXO 5

Parámetros de Diseño

ESPECIFICACIONES DE DISEÑO

Cuando usamos el root locus para diseño de un sistema de control, puede ser útil usar el factor de amortiguamiento (ζ) y la frecuencia natural no amortiguada (ω_n) del sistema realimentado. Las líneas del factor de amortiguamiento pueden ser dibujadas radialmente desde el origen las líneas de la frecuencia natural constante pueden ser dibujadas como arcos cuyo punto central coincide con el origen. Para seleccionar un punto del lugar de las raíces que coincida con el factor de amortiguamiento y la frecuencia natural no amortiguada, una ganancia K debe ser implementada en el controlador.

Efectos de Polos y Ceros en las Especificaciones del Dominio del Tiempo

Las relaciones entre la ubicación de los polos y las especificaciones relacionadas con la respuesta STEP para un sistema estándar de segundo orden es mostrada en la Figura 1.

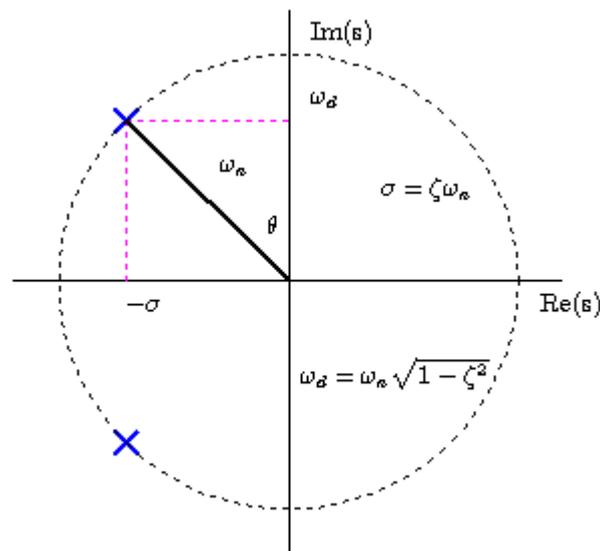


Figura 1. Relación entre la ubicación de polos y especificaciones de diseño.

Para un sistema de control estándar con ceros no finitos, las relaciones del dominio del tiempo vienen dada por el tiempo de subida (t_r):

$$t_r \approx \frac{1.8}{\omega_n}$$

El tiempo de establecimiento, (t_s)

$$t_s \approx \frac{4.6}{\zeta\omega_n}$$

Y el sobrepaso máximo (M_p)

$$M_p \approx e^{-\frac{\pi\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}} \approx \left(1 - \frac{\zeta}{0.6}\right), \quad 0 \leq \zeta \leq 0.6$$

En la Figura 2 muestra los efectos de las diferentes variaciones del factor de amortiguamiento frente a la respuesta STEP del sistema estándar de segundo orden.

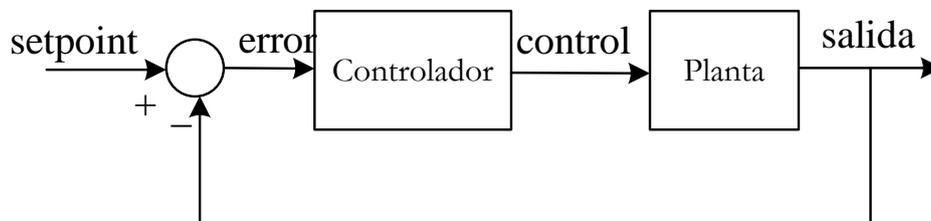


Figura 2. Sistema de control con realimentación unitaria.

Un Sistema Oscilatorio

El modelo de primer orden con retardo no puede modelar sistemas con respuestas oscilatorias.

$$G(s) = \frac{K_p}{1 + sT} e^{-sL}$$

Este modelo tiene tres parámetros: ganancia estática K_p , constante de tiempo T , y amortiguamiento relativo ζ este modelo viene representado por la función de transferencia.

$$G(s) = \frac{K_p}{1 + 2\zeta sT + (sT)^2}$$

El parámetro $1/T$ se llama también frecuencia natural no amortiguada. Las respuestas a un escalón se pueden normalizar por la ganancia y la constante de tiempo. Su forma entonces determinada por un único parámetro. En la Figura 2 se muestran las respuestas a un escalón.

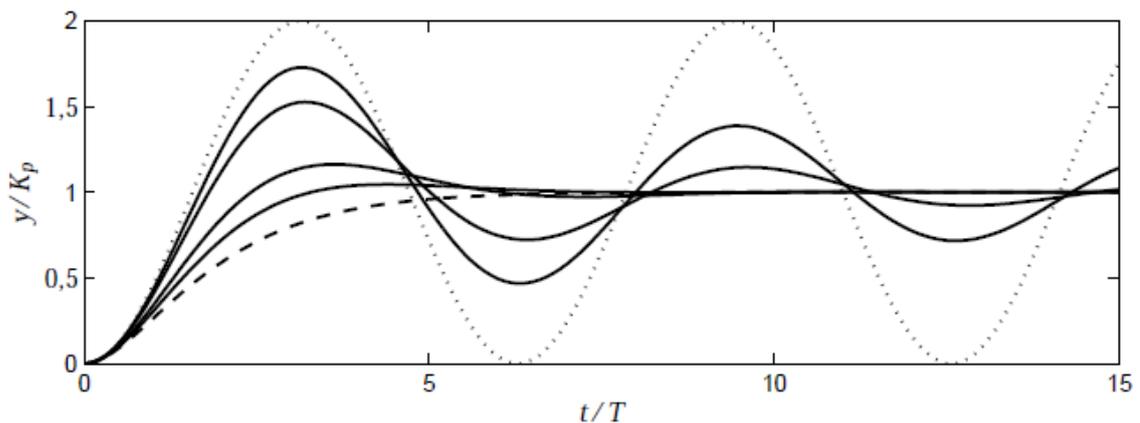


Figura 2. Respuestas normalizadas a un escalón de sistemas oscilatorios.

Para $\zeta < 1$ la respuesta a un escalón tiene su máximo

$$M_p = K_p e^{-\frac{\pi\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}}$$

Que ocurre en

$$t_{max} = \frac{2\pi T}{\sqrt{1-\zeta^2}}$$

La posición del máximo aumenta cuando ζ aumenta, y se hace infinita para $\zeta = 1$ desaparece el subamortiguado. La función de transferencia es entonces.

$$G(s) = \frac{K_p}{(1 + sT)^2}$$

Entonces la respuesta a un escalón es

$$h(t) = K_p \left(1 - e^{-\frac{t}{T}} + \frac{t}{T} e^{-\frac{t}{T}} \right)$$

En la Figura 3 se muestran los diagramas de Bode.

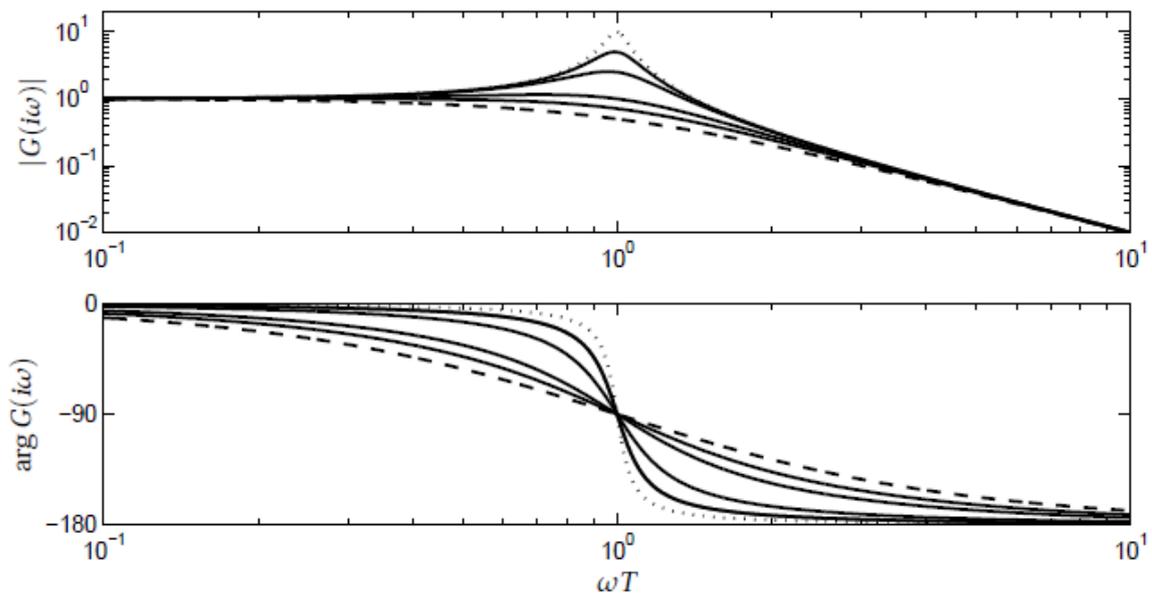


Figura 3. Diagramas de Bode de sistemas oscilatorios con $\zeta = 0.05$ (línea punteada).

El Caso General

Como hay una relación entre la complejidad del modelo y la complejidad del controlador es natural preguntarse cuál es el modelo más general que dará controladores PI y PID. Un controlador PI tiene dos parámetros que son suficientes

para caracterizar una ecuación de segundo orden; esto permite un modelo del proceso de primer orden.

Como un controlador PID tiene tres parámetros, es posible determinar todos los parámetros de una ecuación de tercer orden. Con control PID es así posible usar asignación de polos para un sistema de segundo orden. El sistema de segundo orden más general es el dado por la función de transferencia.

$$P(s) = \frac{b_1s + b_2}{s^2 + a_1s + a_2}$$

Este modelo tiene cuatro parámetros. Tiene dos polos que pueden ser reales o complejos, y tiene un cero. Este modelo representa a muchos procesos, sistemas oscilatorios, y sistemas con ceros en el semiplano derecho. El cero en el semiplano derecho se puede usar también como una aproximación de un retardo de tiempo. Supongamos que el proceso se controla por un controlador PID parametrizado.

Como

$$C(s) = k + \frac{k_i}{s} + k_d s$$

$$C_{ff}(s) = bk + \frac{k_i}{s} + ck_d s$$

El sistema en lazo cerrado es de tercer orden, y el polinomio característico es

$$s(s^2 + a_1s + a_2) + (b_1s + b_2)(k_d s^2 + ks + k_i)$$

Una ecuación característica en lazo cerrado apropiada de un sistema de tercer orden es

$$(s + \alpha\omega_0)(s^2 + 2\zeta\omega_0s + \omega_0^2)$$

Igualando coeficientes de iguales potencias en s en estas ecuaciones da las siguientes ecuaciones:

$$\begin{aligned}
a_1 + b_2 k_d + b_1 k &= (\alpha \omega_0 + 2\zeta \omega_0)(1 + b_1 k_d) \\
a_2 + b_2 k + b_1 k_i &= (1 + 2\alpha \zeta) \omega_0^2 (1 + b_1 k_d) \\
b_2 k_i &= \alpha \omega_0^3 (1 + b_1 k_d)
\end{aligned}$$

Éste es un conjunto de ecuaciones lineales en los parámetros del controlador. La solución es directa pero tediosa y está dada por:

$$\begin{aligned}
k &= \frac{a_2 b_2^2 - a_2 b_1 b_2 (\alpha + 2\zeta) \omega_0 - (b_2 - a_1 b_1) (b_2 (1 + 2\alpha \zeta) \omega_0^2 + \alpha b_1 \omega_0^3)}{b_2^3 - b_1 b_2^2 (\alpha + 2\zeta) \omega_0 + b_1^2 b_2 (1 + 2\alpha \zeta) \omega_0^2 - \alpha b_1^3 \omega_0^3} \\
k_i &= \frac{(-a_1 b_1 b_2 + a_2 b_1^2 + b_2^2) \alpha \omega_0^3}{b_2^3 - b_1 b_2^2 (\alpha + 2\zeta) \omega_0 + b_1^2 b_2 (1 + 2\alpha \zeta) \omega_0^2 - \alpha b_1^3 \omega_0^3} \\
k_d &= \frac{-a_1 b_2^2 + a_2 b_1 b_2 + b_2^2 (\alpha + 2\zeta) \omega_0 - b_1 b_2 \omega_0^2 (1 + 2\alpha \zeta) + b_1^2 \alpha \omega_0^3}{b_2^3 - b_1 b_2^2 (\alpha + 2\zeta) \omega_0 + b_1^2 b_2 (1 + 2\alpha \zeta) \omega_0^2 - \alpha b_1^3 \omega_0^3}.
\end{aligned}$$

ESTRUCTURA DEL CONTROLADOR FLC

Los reguladores PID difusos en la literatura pueden Tres categorías principales como tipo de acción directa, ganancia difusa El tipo de programación y los controladores PID difusos de tipo híbrido (Yesil et al., 2003, Akbiyik et al., 2005). El directo Tipo de acción también se pueden clasificar en tres categorías Según el número de entradas como entrada única, doble Entrada y triple entrada de acción directa fuzzy PID Controladores. La clasificación de los controladores PID difuso (ver Figura 1).

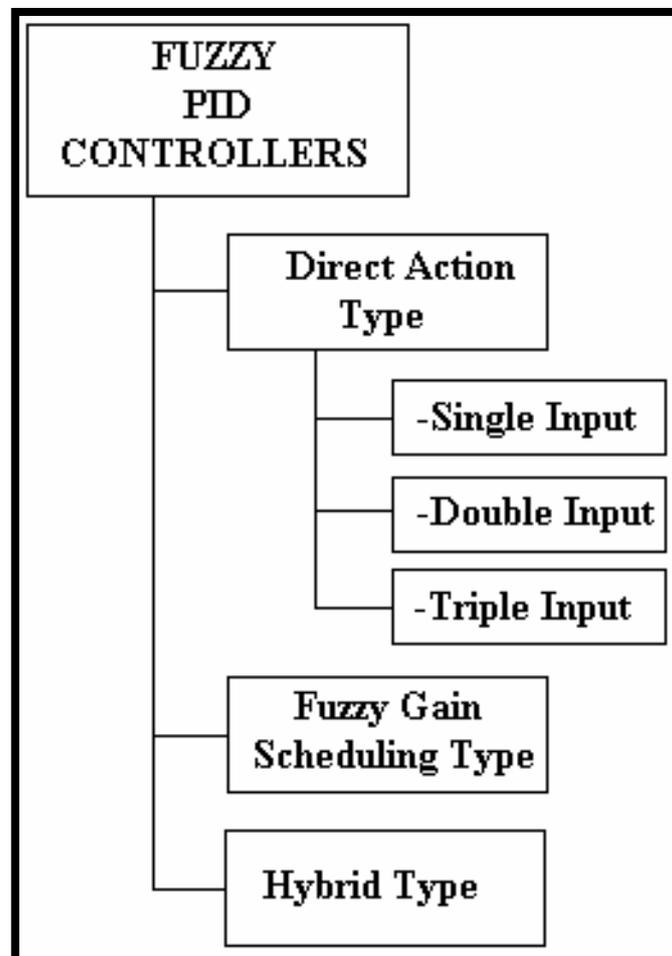


Figura 1: Clasificación de los controladores PID difusos

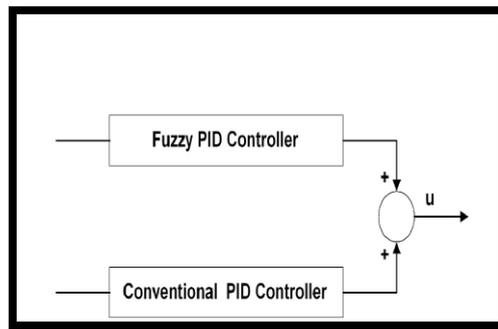


Figura 2: Diagrama de bloques de PID difuso tipo híbrido controlador

El controlador híbrido propuesto que se da en la Figura 2 Posee dos partes principales: el PID clásico y el Fuzzy Controladores PID. Un controlador PID estándar también Conocido como el controlador de "tres términos", cuya transferencia Función se escribe generalmente en la "forma ideal" como:

$$G_{PID}(s) = K \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right)$$

Donde K es la ganancia proporcional, KI la ganancia integral, KD la ganancia derivada, TI la constante de tiempo integral y, TD la constante de tiempo derivada. El "término de tres" Se destacan las siguientes funcionalidades:

- a. El término proporcional está proporcionando una Acción de control proporcional a la señal de error A través del factor de ganancia all-pass.
- b. El término integral reduce los errores de estado estacionario Compensación de baja frecuencia por un integrador.
- c. Opcionalmente se realiza una mejora, el término derivado está mejorando el transitorio Mediante compensación de alta frecuencia mediante Un diferenciador. La estructura del controlador PID difuso, que tiene Dos entradas y una base de reglas, se muestra en la Figura 3. El Son el error clásico (e) y la tasa de Cambio de error (e').

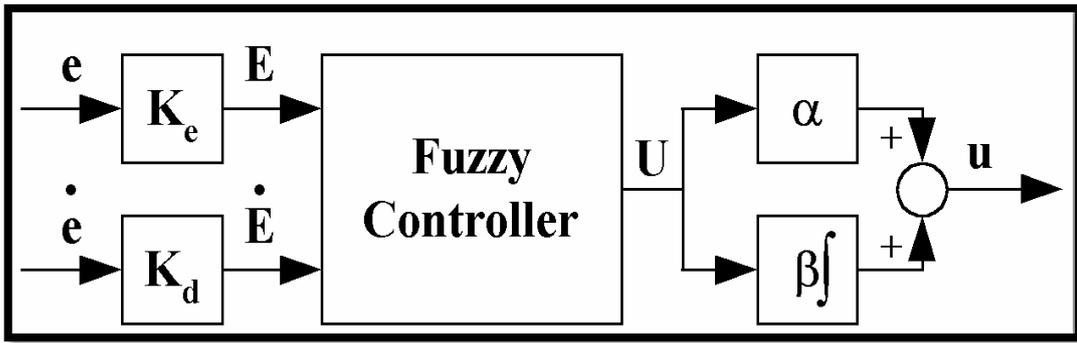


Figura 3: La estructura del controlador PID Fuzzy

Las funciones de pertenencia triangular se utilizan para la entrada Como se muestra en la Figura 4.

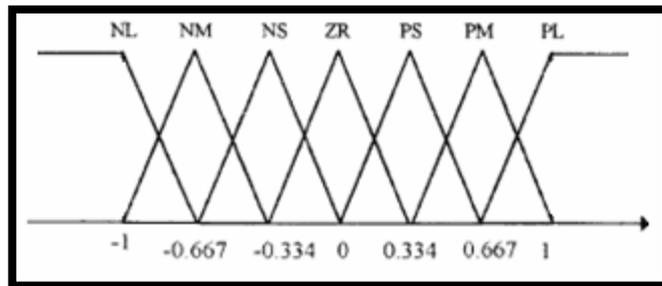


Figura 4: Las funciones de pertenencia de e , y \dot{e}

Para la variable de salida U , las funciones de pertenencia singleton se definen según la Figura 5.

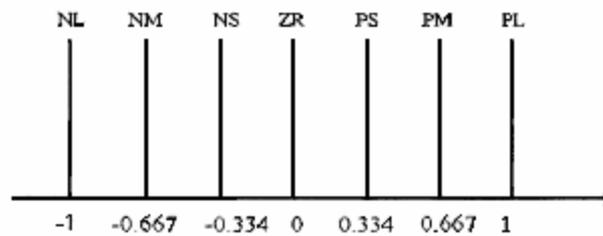


Figura 5: Las funciones de membresía de u .

La superficie del controlador difuso PID también se da en la Figura 6.

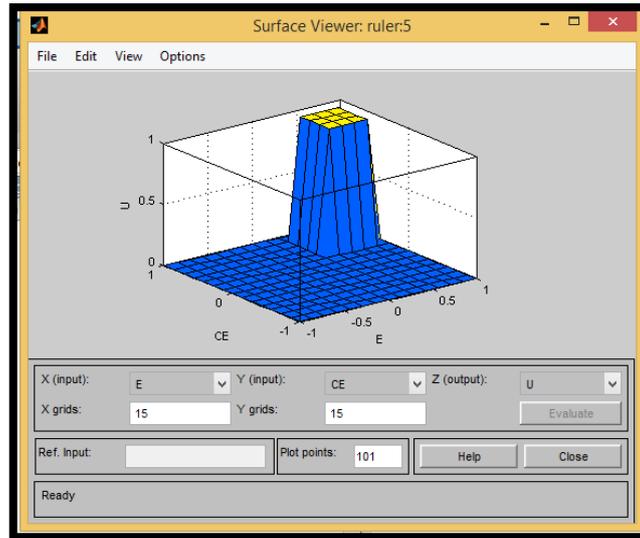


Figura 6: La superficie de control del PID difuso

La base de reglas de controlador PID difusa compuesta de 49 (7x7) como se muestra en la Tabla 1.

Tabla 1: Base de reglas del controlador difuso de tipo PID

E/E	NL	NM	NS	ZR	PS	PM	PL
PL	ZR	ps	pm	pl	pl	pl	pl
PM	ns	ZR	ps	pm	pl	pl	pl
PS	nm	ns	ZR	ps	pm	pl	pl
ZR	nl	nm	ns	ZR	ps	pm	pl
NS	nl	nl	nm	ns	ZR	ps	pm
NM	nl	nl	nl	nm	ns	ZR	ps
NL	nl	nl	nl	nl	nm	ns	ZR