

UACM

Universidad Autónoma
de la Ciudad de México

Nada humano me es ajeno

COLEGIO DE CIENCIA Y TECNOLOGÍA

LICENCIATURA EN INGENIERÍA EN SISTEMAS ELECTRÓNICOS
INDUSTRIALES

**Evaluación experimental de esquemas de control de velocidad del
motor de corriente directa de excitación separada**

TRABAJO RECEPCIONAL

PARA OBTENER EL TÍTULO DE LICENCIADO EN
INGENIERÍA EN SISTEMAS ELECTRÓNICOS INDUSTRIALES

PRESENTA

JUAN CARLOS FABIÁN PLIEGO

Director del trabajo recepcional

Dr. Cuauhtémoc Guerrero Tejada

México, D.F. junio de 2015

SISTEMA BIBLIOTECARIO DE INFORMACIÓN Y DOCUMENTACIÓN



UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE LA CIUDAD DE MÉXICO COORDINACIÓN ACADÉMICA

RESTRICCIONES DE USO PARA LAS TESIS DIGITALES

DERECHOS RESERVADOS[©]

La presente obra y cada uno de sus elementos está protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor; por la Ley de la Universidad Autónoma de la Ciudad de México, así como lo dispuesto por el Estatuto General Orgánico de la Universidad Autónoma de la Ciudad de México; del mismo modo por lo establecido en el Acuerdo por el cual se aprueba la Norma mediante la que se Modifican, Adicionan y Derogan Diversas Disposiciones del Estatuto Orgánico de la Universidad de la Ciudad de México, aprobado por el Consejo de Gobierno el 29 de enero de 2002, con el objeto de definir las atribuciones de las diferentes unidades que forman la estructura de la Universidad Autónoma de la Ciudad de México como organismo público autónomo y lo establecido en el Reglamento de Titulación de la Universidad Autónoma de la Ciudad de México.

Por lo que el uso de su contenido, así como cada una de las partes que lo integran y que están bajo la tutela de la Ley Federal de Derecho de Autor, obliga a quien haga uso de la presente obra a considerar que solo lo realizará si es para fines educativos, académicos, de investigación o informativos y se compromete a citar esta fuente, así como a su autor ó autores. Por lo tanto, queda prohibida su reproducción total o parcial y cualquier uso diferente a los ya mencionados, los cuales serán reclamados por el titular de los derechos y sancionados conforme a la legislación aplicable.

UACM4 15T804

Agradecimientos

Le agradezco a la Universidad Autónoma de la Ciudad de México (UACM) por haber forjado mis estudios en la licenciatura de Ingeniería en Sistemas Electrónicos Industriales en el plantel San Lorenzo Tezonco, de igual manera el financiamiento del proyecto “Control e Identificación de Parámetros de Máquinas Eléctricas” por medio del convenio UACM/OAG/ADI/004/2011 así como la donación de espacios para realizar el equipamiento de laboratorios.

Le doy gracias a mis padres Leonel y Blanca por apoyarme en todo momento e inculcar en mi valores con gran esmero, darme la oportunidad de concluir mis estudios y contar con su apoyo incondicional en el transcurso de mi formación académica, y a lo largo de mi vida.

A mis hermanos Christopher y Yulivani, por ser una gran parte importante en mi vida y contar con su apoyo a lo largo de mi formación tanto en lo académico y familiar, demostrando los valores inculcados por nuestros padres, producto de su esfuerzo y la educación que en cada uno de nosotros han forjado.

A mi novia Magdalena por apoyarme en el transcurso de mi formación en esta institución, aportándome con su comprensión y paciencia en los momentos necesarios, llenos de desesperación al realizar los trabajos encomendados para realizar la totalidad de mis créditos requeridos para certificar cada una de las materias.

Les agradezco sobre todo a los profesores, por su confianza, comprensión, apoyo y dedicación durante su colaboraron en cada materia impartida a lo largo de mi estancia en la institución e impartir sus conocimientos aclarando dudas durante el desenlace de mi formación académica. Un especial agradecimiento a los profesores: M.I. Hoover Mujica Ortega, UNAM, Facultad de Ingeniería, División de Ingeniería Eléctrica (DIE), Dr. Daniel Noriega Pineda, UACM, plantel Casa Libertad, Dr. Marcos Ángel González Olvera, UACM, Plantel SLT, Dr. Juan Mauricio Ángeles Cervantes, UACM, Plantel SLT, por formar parte en mi examen profesional y sobre todo al Dr. Cuauhtémoc Guerrero Tejada, UACM, Plantel SLT, el cual aceptó tomar el puesto como director del presente trabajo, por su paciencia, consejos y esmero.

A Roberto por demostrar un trabajo en equipo durante la implementación, desarrollo de la electrónica desarrollada e investigación del funcionamiento del motor de CD estudiado en el presente trabajo. De igual manera le expreso mi más sincera gratitud a todos mis compañeros, amigos con los que trabajé, conviví y compartí cada experiencia a lo largo de cada día.

A la la Universidad Autónoma de la Ciudad de México (UACM) por medio de la Coordinación de Servicios Estudiantiles (CSE) por el apoyo recibido para la impresión y empastado de los ejemplares del presente trabajo recepcional.

Resumen

El presente trabajo se desarrolló en la Universidad Autónoma de la Ciudad de México (UACM), plantel San Lorenzo Tezonco, en el Laboratorio de Electrónica de Potencia con apoyo del financiamiento para el proyecto denominado “Control e Identificación de Parámetros de Máquinas Eléctricas” con clave UACM/SS/12-13/079/INT bajo la supervisión en un inicio del Área de Desarrollo e Investigación (ADI) y posteriormente por la Comisión de Investigación de la Universidad. En este escrito, se aborda el tema llamado “Evaluación Experimental de Esquemas de Control de Velocidad del Motor de Corriente Directa de Excitación Separada”, el cual cuenta con valores nominales: de 3/4 HP, corriente de armadura de 3.2 A, velocidad nominal de 1750 rpm, voltaje de alimentación de campo y armadura de 240 V de corriente continua. Este motor fue donado a la UACM, y se encuentra disponible para su operación con una etapa de acondicionamiento de señales y electrónica de potencia.

La etapa de electrónica de potencia, cuenta con dos fuentes de voltaje de rectificación trifásica de media onda no controladas, que entregan un voltaje máximo de 168 V. Para generar la señal de control se implementó una fuente de voltaje variable mediante el diseño de circuitos de electrónica digital para generar una señal PWM, una etapa de aislamiento entre ésta y el circuito de electrónica de potencia. Ambas fuentes de voltaje y acondicionamiento se describen a detalle en el Apéndice A. La evaluación se realizó en una plataforma experimental con una tarjeta de adquisición de datos dSPACE 1103, la cual se puede manipular a través de una computadora personal con un sistema operativo Windows y bloques de MATLAB/SIMULINK®.

En el segundo capítulo se presenta una descripción de las fuerzas físicas y mecánicas presentes en el funcionamiento del motor estudiado, dando una breve explicación de cada una y su interacción en conjunto durante el trabajo de la máquina eléctrica estudiada. Así mismo, se presentan los modelos que describen el funcionamiento del motor.

Cada esquema de control, que fue analizado en el presente trabajo, se describe en el tercer capítulo, y los modelos presentados son evaluados por medio de simulación, describiendo la sintonización empleada en cada uno. Para su implementación se usaron los parámetros de la máquina encontrados bajo pruebas experimentales, las cuales estiman tanto la constante electromotriz mediante el acoplamiento de un motor secundario al eje del motor así como las constantes de origen eléctricos realizando pruebas de corriente directa y de corriente alterna. En éste mismo capítulo, se describen las respuesta de: velocidad, corriente de armadura y voltaje de control. Asimismo, haciendo uso de la respuesta a escalón, se determinaron los parámetros mecánicos correspondientes al coeficiente de fricción viscosa y el momento de inercia. Dichas pruebas se explican en el Apéndice B, en el cual se menciona un método alternativo para la obtención del valor de la inductancia de armadura, al lector interesado ver [Krishnan, 2001b].

De igual manera, en el cuarto capítulo se describen los resultados de la evaluación experimental de los esquemas de control de velocidad evaluados, los cuales son: PID de

dos grados de libertad, retroalimentación de estados con observador de estados y acción integral, y un tercer esquema el cual es retroalimentación de estados por comando de corriente. Por otro lado, se presenta un análisis de las respuestas de: velocidad, corriente de armadura, voltaje de control y error de velocidad. Las pruebas en forma real se realizaron bajo el software proporcionado por los fabricantes (ControlDesk) de la tarjeta de adquisición de datos dSPACE 1103 y para ello se generaron los archivos que se requerían por medio de MATLAB/SIMULINK[®].

Finalmente, se describen las características de desempeño, al aplicar una señal de referencia de velocidad tipo escalón, así como una comparativa entre los tres esquemas presentados para el desempeño obtenido en velocidad, voltaje de control y corriente de armadura.

Índice general

1. Introducción	1
1.1. Antecedentes	1
1.2. Motivación	1
1.3. Objetivos	2
1.4. Hipotesis	3
1.5. Organización del trabajo	3
2. Fundamentos de la máquina de corriente directa de excitación separada	7
2.1. Fuerzas magnéticas, eléctricas y mecánicas	7
2.1.1. Intensidad de corriente eléctrica	8
2.1.2. Inercia	8
2.1.3. Flujo de campo magnético sobre una superficie	8
2.1.4. Fuerza ejercida por un campo magnético	10
2.1.5. Voltaje inducido	12
2.2. Funcionamiento del motor de CD	13
2.2.1. Campo magnético generado en el campo	13
2.2.2. Acción del conmutador y movimiento de armadura	14
2.3. Construcción del motor de CD	17
2.4. Modelo del motor de CD	21
2.4.1. Modelo en espacio de estados	24

2.4.2. Función de transferencia	24
2.4.3. Modelo con comando de corriente	24
3. Esquemas de control de velocidad del motor de corriente directa	27
3.1. Control PID	30
3.1.1. Diseño de control PID	32
3.2. Control por retroalimentación de estados con observador de estados y acción integral	37
3.2.1. Ganancias del control por retroalimentación de estados con observador de estados y acción integral	40
3.3. Control con retroalimentación de estados por comando de corriente	42
3.3.1. Diseño de control por retroalimentación de estados por comando de corriente	43
4. Implementación de los esquemas de control en tiempo real	47
4.1. Controlador PID	49
4.2. Controlador por retroalimentación de estados con observador de estados y acción integral	51
4.3. Controlador con retroalimentación de estados por comando de corriente	54
4.4. Comparación de los esquemas de control	57
5. Conclusiones	61
5.1. Trabajo futuro	63
A. Acondicionamiento de voltajes de control	65
B. Identificación de parámetros	71

Índice de figuras

2.1. Flujo magnético a través de una superficie, [Martín Blas, 2012].	9
2.2. Ejemplo de Ley de Ampere, [Martín Blas, 2012].	10
2.3. Descripción de la regla de la mano derecha, [Maloney, 2006].	11
2.4. Espira de lado a y b expuesta a un campo magnético, [Martín Blas, 2012].	11
2.5. Par en una espira, [Martín Blas, 2012].	12
2.6. Electroimán en un núcleo de hierro, [Angel Camarena, 2013].	14
2.7. Líneas de flujo en un imán, [Chapman, 2005].	14
2.8. Conmutador, [Maloney, 2006]	15
2.9. Componentes de un motor de CD, [Maloney, 2006].	18
2.10. Escobillas de un motor de CD, [Chapman, 2005].	19
2.11. Estator y polos del campo magnético generado, [Maloney, 2006].	20
2.12. Rotor de una máquina de CD, [Kuo, 1996].	20
2.13. Diagrama esquemático de un motor de CD, [Guerrero et al., 2013].	21
2.14. Diagrama de bloques de un motor de CD.	24
2.15. Motor de CD con un lazo interno de control de corriente, [Chiasson, 2005].	25
3.1. Respuesta escalón motor de CD de excitación separada en lazo abierto.	29
3.2. Diagrama de bloques control PID.	30
3.3. PID un grado de libertad.	32
3.4. PID dos grados de libertad.	32
3.5. Respuesta de velocidad PID.	35

3.6. Error de velocidad esquema de control PID.	36
3.7. Corriente de armadura esquema de control PID.	36
3.8. Voltaje de armadura, esquema de control PID.	37
3.9. Esquema retroalimentación de estados con observador y acción integral.	38
3.10. Respuesta de velocidad, esquema retroalimentación de estados con observador y acción integral.	41
3.11. Voltaje de control y corriente de armadura, esquema retroalimentación de estados con observador y acción integral.	41
3.12. Diagrama de bloques, esquema de control comando por corriente.	44
3.13. Respuesta de velocidad de control de seguimiento por retroalimentación de estado por comando de corriente.	45
3.14. Voltaje de control y corriente de armadura del control seguimiento por retroalimentación de estado por comando de corriente.	45
4.1. Respuesta de velocidad de un PID.	49
4.2. Error de velocidad PID.	50
4.3. Voltaje de control PID.	50
4.4. Corriente de armadura, control PID.	51
4.5. Implementación experimental de control PID.	51
4.6. Respuesta de velocidad, retroalimentación de estados.	52
4.7. Error de velocidad, retroalimentación de estados.	53
4.8. Voltaje de control, retroalimentación de estados.	53
4.9. Corriente de devanado de armadura, esquema retroalimentación de estados.	54
4.10. Implementación experimental de retroalimentación de estados.	54
4.11. Respuesta de velocidad comando corriente.	55
4.12. Error de velocidad comando corriente.	55
4.13. Voltaje de control, esquema comando corriente.	56
4.14. Corriente armadura comando corriente.	56

4.15. Implementación experimental de comando de corriente.	57
4.16. Respuesta velocidad esquemas de control de velocidad.	58
4.17. Respuesta de velocidad esquemas de control de velocidad.	58
4.18. Voltaje de esquemas de control de velocidad.	59
4.19. Voltaje de esquemas de control de velocidad.	59
4.20. Corriente de armadura.	60
A.1. Diagrama a bloques sistema de acondicionamiento	65
A.2. Circuito optoacoplador	67
A.3. Retraso de PWM	68
A.4. Circuito fuente de voltaje	68
A.5. Circuito de acondicionamiento	69
B.1. Identificación de inductancia de armadura L_a , la cual fue tomada de [Krishnan, 2001b].	72
B.2. Recta de constante electromotriz K_b	73
B.3. Respuesta al escalón	74
B.4. Validación de modelos.	75

Capítulo 1

Introducción

En la actualidad existe una gran cantidad de industrias en las cuales se desarrolla una diversidad de productos, pues han incrementado las necesidades de los consumidores. Dichas industrias están conformadas por distintas áreas como son: administración, recursos humanos, producción, solo por mencionar algunos de los departamentos de trabajo que a aquellas las conforman. Cada una adquiere importancia durante las tareas que tienen asignadas; por ejemplo para el área de producción es indispensable tener en cuenta las condiciones necesarias para la elaboración de un producto, de esta manera seleccionar el equipo que satisfaga dichas necesidades y así aumentar considerablemente la productividad, por esto es que surge la necesidad de la automatización. La mayor cantidad de procesos desarrollados de forma más precisa en la industria involucran el uso de al menos una de tantas máquinas eléctricas rotativas existentes actualmente.

1.1. Antecedentes

Al pasar de los años y por las necesidades de la sociedad que se dan en la actualidad, se han desarrollado un gran número de máquinas eléctricas, como son: transformadores, motores de corriente directa y motores de corriente alterna. Las cuales han sido de gran ayuda en muchas aplicaciones industriales para resolver muchas situaciones en la industria. Debido a los requerimientos de distintas aplicaciones, surge la necesidad de la implementación de las máquinas eléctricas de forma automatizada en la industria y con ello obtener un desempeño óptimo en las tareas a realizar.

1.2. Motivación

Al ampliar las posibilidades de emplear la automatización de procesos en la industria, se han utilizado máquinas eléctricas con el fin de obtener un mayor desempeño y para conseguirlo ha sido indispensable estudiarlas y analizarlas. Para esto último, es necesario obtener un modelo matemático que describa a la máquina en cuestión y posteriormente implementar o diseñar algún esquema de control, que logre un desempeño aceptable de la máquina eléctrica.

Una de las máquinas eléctricas más empleadas para alto desempeño en la industria es el motor de corriente directa (*CD*), esto debido al tipo de manejo de la máquina y su respuesta; ya que presenta grandes ventajas respecto al motor de corriente alterna.

En primer lugar su modelo matemático presenta una estructura lineal y por lo tanto el estudio, análisis e implementación de un esquema de control a ésta es relativamente sencillo. En la actualidad, hay una gran diversidad de esquemas de control para el motor CD; la selección va de acuerdo con el objetivo que se desee alcanzar. Esto es importante para definir y llevar a cabo la elección del tipo de esquema de control, que satisfaga las necesidades de desempeño para esta máquina eléctrica.

1.3. Objetivos

En el presente trabajo se desarrolla el análisis de esquemas de control, aplicados a un motor de corriente directa, en simulación y experimentalmente de cada esquema de control de velocidad. Desarrollar el acoplamiento electrónico, para realizar pruebas de funcionamiento de un motor de corriente directa, en el cual pueda ser posible implementar esquemas de control a partir de una señal analógica.

Otro punto importante a mencionar, es que sea posible realizar una prueba de un correcto funcionamiento de todas las etapas implementadas de todos los sistemas electrónicos desarrollados, antes de realizar los experimentos de algún esquema de control. Con ello, descartar fallas por un mal funcionamiento de la electrónica implementada.

A partir de la realización de simulación, tomar una decisión de que esquemas realizar en pruebas experimentales, partiendo de los resultados obtenidos, en las respuestas de velocidad y voltaje de control.

El desarrollar la implementación electrónica, permitirá realizar el análisis de desempeño de los esquemas de control en simulación en tiempo real. En lo referente a este trabajo, se busca obtener la menor amplitud de esfuerzo de control, consiguiendo un menor tiempo de asentamiento (t_s), haciendo uso de los esquemas que se describen más adelante y la electrónica desarrollada para su implementación.

El objetivo es implementar esquemas de control lineal al motor de corriente directa de excitación separada de tal manera que $\omega \rightarrow \omega_{ref}(t)$ bajo la consideración que:

- Se tiene disponible la medición de la velocidad angular de la flecha.
- Se conocen en forma exacta todos los parámetros del motor de corriente directa.
- El par de carga se considera nulo.

A partir de la respuesta en lazo abierto, obtener características de desempeño en lazo abierto del motor de CD y decidir las especificaciones de diseño.

1.4. Hipotesis

Debido a que se supone conocidos en forma exacta los parámetros del motor, la medición de la velocidad angular y que el modelo matemático del motor tiene una estructura lineal consideramos que en la implementación en tiempo real de los esquemas de control deben ser semejantes a los de la simulación computacional.

La respuesta de velocidad obtenida, puede no tener un comportamiento similar al obtenido en simulación, lo cual se debe a varios factores, entre los cuales, se hace presente el desempeño de la electrónica implementada, los valores de las constantes del motor, etc.

1.5. Organización del trabajo

Este escrito está dividido de manera tal que en el segundo capítulo se describen los elementos que conforman al motor de CD de excitación separada, dando una explicación de cómo es cada elemento y su contribución al funcionamiento de dicho motor. Además, se describen las fuerzas y variables físicas que se hacen presentes en el funcionamiento de aquél, lo cual hace posible el movimiento de su rotor a una velocidad angular (ω).

Además, se obtienen variantes del modelo matemático, como son: el modelo a bloques, modelo en espacio de estados, función de transferencia y modelo con comando de corriente. Cada uno describe el funcionamiento del motor de CD de excitación separada; estos son útiles para el estudio de cada uno de los esquemas de control de velocidad. Ya que para desarrollar el diseño de cada esquema es requerida alguna de estas variantes y así realizar la sintonización del mismo.

Una vez obtenidos los modelos matemáticos del motor de CD de excitación separada, se describen en un tercer capítulo los esquemas que se estudiaron, analizaron e implementaron durante este trabajo, tanto a nivel de simulación computacional, así como su evaluación experimental en tiempo real utilizando una tarjeta de adquisición de datos dSPACE 1103.

Se presenta un análisis de la respuesta ante una entrada tipo escalón en lazo abierto, describiendo el desempeño en el dominio del tiempo, estudio de estabilidad en el lugar geométrico de las raíces (LGR). Además, se muestran las matrices de estabilidad y observabilidad. Se seleccionaron tres esquemas, los cuales serán analizados uno a uno, dando una descripción de su desempeño en cuanto a exigencia de voltaje de control, corriente de armadura, satisfacción de condiciones de diseño y error en estado estacionario, para dicho fin, los esquemas seleccionados son:

- Control Proporcional-Integral-Derivativo (PID de dos grados de libertad), en el cual se aprovecharon las bondades de las tres acciones para diseñar y sintonizar este tipo de controlador.

- Retroalimentación de estados con observador de estados y acción integral, haciendo uso de la propiedad de modificar el comportamiento de un sistema añadiendo polos para conseguir una respuesta deseada del sistema y por medio de la técnica de observadores de estados, estimar el comportamiento de todos los estados, de esta manera realizar una estrategia de control por retroalimentación de estados y con una acción integral, conseguir un error de cero en estado estacionario.
- Control de seguimiento por retroalimentación de estados por comando de corriente y observador, aprovechando las bondades del uso de modelos simplificados y partiendo de la definición de errores.

En el caso del esquema PID se analizan dos posibles formas de implementar las acciones de control, ya que normalmente este esquema de control es el más usado en la academia, en el cual se analizan las tres acciones en serie con el sistema actuando en el error. En este trabajo se aborda una segunda opción como lo propone [Aström and Murray, 2010], en la cual es colocada la acción integral en interacción con el error y las dos acciones restantes sólo con la salida, este método logra beneficios en la función de transferencia en lazo cerrado, los cuales son mencionados y se presenta una comparación de los beneficios obtenidos.

Se hace mención de métodos de sintonización para el PID. La sintonización de los esquemas por medio de asignación de polos, donde dichas raíces de la ecuación característica son elegidas bajo condiciones de diseño, considerando un tiempo de asentamiento t_r y un porcentaje de sobrepaso ($\%OS$).

En el esquema de retroalimentación de estados con comando corriente y observador, se hace uso de un modelo reducido, en el cual se despreja la dinámica eléctrica para la implementación de un control de corriente y se busca conseguir un seguimiento de velocidad a partir de corriente.

De igual manera en el tercer capítulo, se presenta la simulación de los esquemas de control de velocidad antes mencionados, dando un resultado comparativo de los parámetros de desempeño, ante una entrada de referencia de velocidad tipo escalón de cada uno. Realizando estas pruebas por medio de MATLAB/SIMULINK[®] utilizando únicamente bloques básicos, para obtener una respuesta de velocidad angular ante una entrada de referencia (w_{ref}), y realizar una comparación previa a la implementación experimental.

En el cuarto capítulo se describe la implementación física para los esquemas estudiados en este trabajo, se realizó una vez llevada a cabo la simulación de cada uno, teniendo así un preámbulo de las ganancias de control. Para dicho fin se realizaron cambios de bloques, en los cuales se intercambia el modelo del motor de corriente directa por bloques de adquisición de posición por medio de un decodificador, y para la salida de señal de control se agregaron bloques para el convertidor digital-analógico (DAC), todo implementado con una tarjeta de adquisición de datos dSPACE 1103.

Los niveles de voltaje y corriente de los módulos DAC de dicha tarjeta, se encuentran limitados en la corriente y voltaje que puede producir para la implementación

física, se tienen que tener en cuenta estas limitantes, ya que de sobrepasarlos, pueden dañarse dichos módulos. Para realizar el acoplamiento de niveles de voltaje se implementó mediante una fuente de voltaje, controlada por una señal PWM (*Pulse- Width Modulation*).

Dado que los esquemas implementados son en lazo cerrado, es de vital importancia acondicionar las señales de las variables físicas que se pueden medir a través de instrumentación electrónica, en éste trabajo estas señales son de corriente de armadura y posición angular de la flecha, donde la última es medida mediante un codificador incremental, al derivarla mediante un “diferenciador sucio de segundo orden compensado” [Mujica et al., 2014], se tiene el valor de la velocidad. Por otra parte, mediante un sensor efecto Hall se obtiene la corriente.

Haciendo uso de dicha instrumentación fue posible realizar la evaluación experimental, mostrando los resultados obtenidos dejando las condiciones de implementación similares. Para cada esquema de control de velocidad, se realiza una descripción de manera individual para las respuestas obtenidas en velocidad, error de velocidad, voltajes de control, una comparativa entre la respuesta del observador implementado, corriente real medida directamente y la corriente medida a través de un filtro paso bajas. En el penúltimo capítulo se presenta una comparación de los tres esquemas de las características de desempeño que presentan en el dominio del tiempo.

Finalmente en el capítulo 5 se muestran las conclusiones obtenidas del análisis realizado a lo largo del presente trabajo, la importancia de conocer el funcionamiento del sistema en que se aplique un esquema de control para obtener los valores de las constantes físicas involucradas. Se exponen además los trabajos a futuro que se pueden realizar en cuanto a la implementación de esquemas de velocidad, esto basado en la experiencia de este trabajo, ya que hay una diversidad de esquemas de control.

La respuesta de los esquemas de control puede ser mejorada, bajo un panorama distinto en condiciones de evaluación. Un camino posible para ello, es mejorar la fuente de alimentación de voltaje y el acoplamiento de señales, para obtener una comparación en la cual se disminuyan los parámetros que agregan ruido a la señal de control. Otro modo favorable sería, aumentar la resolución del convertidor digital-analógico correspondiente de la señal de control y disminuir el error entre la señal de control y la aplicada al sistema, logrando de esta manera un mejor desempeño del o los esquemas a comparar y así el desempeño dependerá del propio esquema.

Cabe mencionar que se agregan dos apéndices, en el primero se describe la elaboración del acondicionamiento de señal de control hacia el motor de CD usado durante la evaluación experimental, en el cual se incluye la descripción a detalle de cada etapa: de aislamiento, procesamiento de señal, acoplamiento entre etapa de acondicionamiento y etapa de electrónica de potencia. En un segundo y último apéndice se describe cada método implementado para realizar la identificación de los parámetros involucrados en el modelo presentado en el capítulo dos, los cuales son usados en los cálculos realizados en la sintonización de los esquemas de control de velocidad implementados en este trabajo.

Capítulo 2

Fundamentos de la máquina de corriente directa de excitación separada

En 1821 el químico danés Oersted desarrolla el electromagnetismo, es hasta ese momento que el físico Michael Faraday aprovecha esta propiedad de un material conductor y realiza experimentos para descubrir que una corriente en un conductor provoca un campo magnético, dando lugar a la inducción electromagnética, con esto el descubrimiento del principio de la máquina de corriente directa.

Un motor de CD puede ser de fácil uso y, debido a su estructura física, tiene un funcionamiento sencillo y una diversidad de aplicaciones. Puede operar en distintos intervalos de velocidades mediante un control sencillo, o complejo, según requiera el sistema. Una vez que adquiere un movimiento angular se genera un par de fuerza rotacional, la transmisión de éste a cualquier sistema, se realiza por medio de acoplamiento de ejes, mediante poleas con bandas o chicotes, engranes, cople, por mencionar algunos de los métodos más usados en la industria.

El motor de CD puede ser usado para el movimiento de robots industriales, juegos mecánicos, puertas automáticas, tracción de tren eléctrico, entre muchas más de sus posibles aplicaciones.

2.1. Fuerzas magnéticas, eléctricas y mecánicas

El funcionamiento de una máquina eléctrica está basado en dos principales fuentes de energía: eléctrica y mecánica. En cada una de éstas desarrolla la unión de atribuciones por parte de los elementos que las conforman; en conjunto hacen posible el funcionamiento de la máquina eléctrica.

2.1.1. Intensidad de corriente eléctrica

Al aplicar un campo eléctrico a un conductor. Las cargas eléctricas en éste experimentan una fuerza, la cual ocasiona que dichas cargas se encuentren en movimiento, y el flujo de las cargas, produce a través del conductor una corriente eléctrica [Floyd et al., 2007].

Definición 1: intensidad de corriente eléctrica (I) es la cantidad de carga eléctrica (Q) que atraviesa la sección de un conductor por unidad de tiempo Δt

$$I = \frac{\Delta Q}{\Delta t} = \frac{dQ}{dt}. \quad (2.1)$$

2.1.2. Inercia

Dado que un sólido está conformado por un conjunto de partículas, este puede ser estudiado como un sistema discreto [Giancoli and Garrido, 2002]. El momento de inercia de un cuerpo sólido depende de su eje de giro, de manera que se puede describir el momento de inercia de un cuerpo sólido como

$$I_n = \int r^2 dm, \quad (2.2)$$

donde dm es una diferencial de masa del cuerpo sólido, r^2 es el cuadrado de la distancia al centro del eje de giro.

Para obtener una expresión para la densidad de un cuerpo de manera que la inercia dependa de la densidad del sólido denotada por ρ , y describir a dm en función de una diferencial de volumen dv como:

$$dm = \rho dv,$$

de esta manera la ecuación (2.2) se puede reescribir de la siguiente manera

$$I_n = \rho \int r^2 dv. \quad (2.3)$$

2.1.3. Flujo de campo magnético sobre una superficie

Algunos materiales poseen la propiedad de ser conductores de cargas eléctricas, llamada conductividad. En magnetismo esta propiedad es llamada permeabilidad magnética denotada por μ , la cual depende de la relación directa con dos magnitudes: densidad de campo magnético (\vec{B}), la cual depende del medio en el que se encuentre, e intensidad de campo (\vec{H}), ésta a diferencia de la densidad de campo esta no depende del medio pues se encuentra en el espacio, la relación entre ambas es:

$$\vec{B} = \mu \vec{H}, \quad (2.4)$$

donde μ es la permeabilidad del material, [Chapman, 2005]. Si entonces un cuerpo de área A es expuesto a la densidad de campo magnético constante B , se crean dos polos, llamados norte y sur denotados por N y S respectivamente. Las líneas de campo salen del polo norte y entran al polo sur formando un circuito cerrado, como se muestra en la Figura 2.1. Donde el flujo total Φ es la densidad de campo magnético por unidad de área, por lo que es importante definir una diferencial perpendicular a la superficie, en misma figura se muestra como $d\vec{s}$ para un punto dado, y se relaciona con el flujo como

$$\Phi = \int \vec{B} \cdot d\vec{s}. \quad (2.5)$$

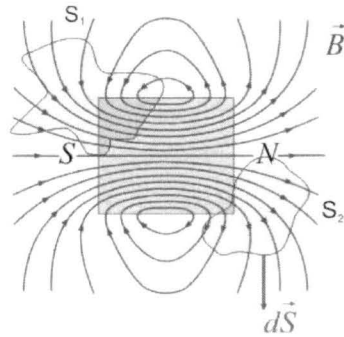


Figura 2.1: Flujo magnético a través de una superficie, [Martín Blas, 2012].

Considerando la Figura 2.2, se observa que los flujos de línea están en una trayectoria cerrada con un diferencial de longitud $d\vec{l}$, permeabilidad del vacío μ_0 y una densidad de campo magnético \vec{B} , se relacionan por medio de la Ley de Ampere, y se puede describir como

$$\oint \vec{B} \cdot d\vec{l} = \mu_0 I. \quad (2.6)$$

La Ley de Ampere, [Sears et al., 2004], es ilustrada con la Figura 2.2, en la cual para un conductor circular de radio r , con una diferencial de línea con valor de $2\pi r$, con una densidad de campo magnético B generado por una corriente I y sustituyendo en la Ec. (2.6), la densidad de campo magnético B que está dado por

$$|B| = \frac{\mu_0 I}{2\pi r}. \quad (2.7)$$

Sustituyendo en la Ec. (2.7) el valor de la corriente I que circula por el conductor, se obtiene

$$B = \frac{\mu_0 V}{2\pi r R}, \quad (2.8)$$

donde V es el voltaje aplicado al conductor y R es la resistencia del mismo, puesto que ésta es constante, se deduce que la densidad de campo magnético B es directamente proporcional al voltaje.

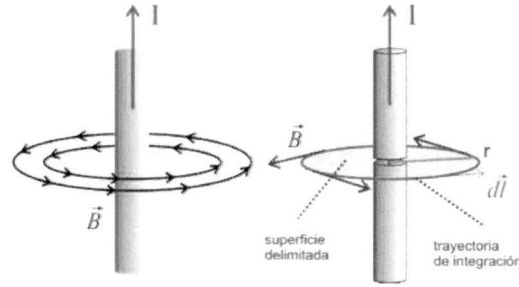


Figura 2.2: Ejemplo de Ley de Ampere, [Martín Blas, 2012].

2.1.4. Fuerza ejercida por un campo magnético

En un conductor por el cual circula una corriente I , Ec. (2.1), provoca el flujo de carga q . Esta experimenta una fuerza que al exponerse a una densidad de campo magnético B , Ec.(2.8), [Sears et al., 2004], la magnitud de dicha fuerza se encuentra expresada por

$$F_m = q\vec{V}_q \times \vec{B} , \quad (2.9)$$

donde \vec{V}_q es la velocidad de la carga q ; debido a que el producto cruz de dos vectores es el producto entre éstos y el seno del ángulo formado por ellos, la Ec. (2.9) se puede reescribir como

$$F_m = q\vec{V}_q \vec{B} \sin(\alpha) , \quad (2.10)$$

donde α es el ángulo formado entre \vec{V}_q y \vec{B} . De la Ec. (2.10) se deduce que

$$F_m = \begin{cases} \text{máxima cuando } \alpha = 90^\circ \\ \text{mínima cuando } \alpha = 0^\circ \end{cases} \quad (2.11)$$

Fuerza ejercida por un campo magnético en un conductor

A un conductor de longitud l el cual se encuentre formando un circuito cerrado se le denomina espira. Si una espira es expuesta a una densidad de campo magnético B uniforme, la fuerza que provoca el movimiento de la espira en presencia de dicha densidad de campo, está dada por [Fink et al., 1984]

$$F = BlI , \quad (2.12)$$

donde I es la corriente que fluye a través del conductor al encontrarse en movimiento, debido a esto, la fuerza ejercida es distinta de cero. La dirección de ésta se puede determinar por medio de la regla de la mano derecha como se muestra en la Figura 2.3.

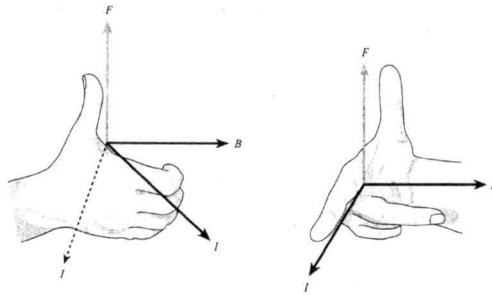


Figura 2.3: Descripción de la regla de la mano derecha, [Maloney, 2006].

Para obtener la dirección de la fuerza resultante del producto cruz de dos vectores \vec{I} y \vec{B} , por medio de la designación de la mano derecha, es necesario colocar los dedos de forma recta apuntando el sentido de la corriente \vec{I} , manteniendo el pulgar como se indica en la figura, la dirección de la fuerza resultante será la señalada por el pulgar al cerrar los dedos en la dirección de densidad de campo \vec{B} .

Fuerza Ejercida por un campo magnético en una espira

Supongamos una espira rectangular de lados a y b , como se muestra en la Figura 2.4, expuesta a una densidad de campo magnético \vec{B} uniforme situado en el plano de la espira.

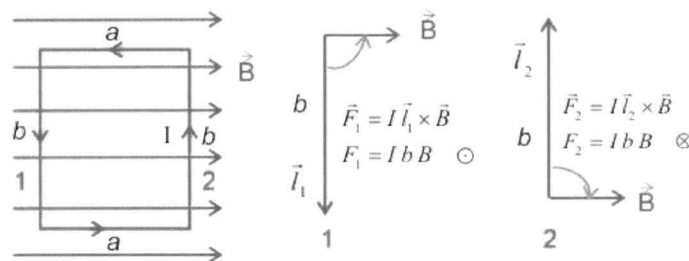


Figura 2.4: Espira de lado a y b expuesta a un campo magnético, [Martín Blas, 2012].

La fuerza neta ejercida por la densidad de campo magnético \vec{B} sobre la espira, está distribuida en cada uno de sus lados (a y b). Dado que la dirección de B a lo largo del lado a es paralelo, la fuerza ejercida en dichos lados es nula, mientras que a los lados b es perpendicular, se puede aplicar la Ec. (2.12) resultando en dos fuerzas como

$$\vec{F}_1 = I l_1 \vec{B} = I b \vec{B}, \quad (2.13a)$$

$$\vec{F}_2 = I l_2 \vec{B} = I b \vec{B}, \quad (2.13b)$$

donde I es la corriente que fluye por la espira, dando esto como resultado un par de fuerzas de igual magnitud, puesto que la corriente I es la misma para toda la espira, pero dicha corriente fluye en sentidos opuestos reflejándose en direcciones contrarias a estas fuerzas, ejerciendo un par de fuerza τ con respecto al lado a de la espira mostrada como se observa en la Figura 2.5

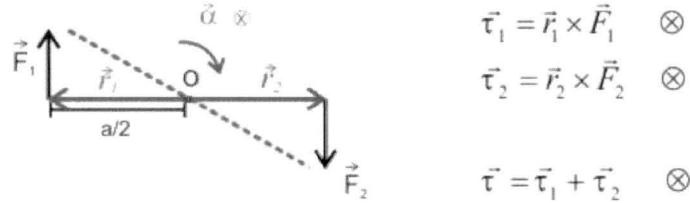


Figura 2.5: Par en una espira, [Martín Blas, 2012].

donde r_1 y r_2 es el radio del centro de la espira a su extremo correspondiente y $F_{1,2}$ están dadas por las Ecs. (2.13a) y (2.13b). El par total de fuerza está definido por la sumatoria de dichos pares de fuerza ejercidos, partiendo de la Figura 2.5, en la cual la espira cuenta con una distancia del centro de giro, de valor $a/2$, dicho par puede ser expresado como

$$\begin{aligned}\tau &= \frac{a}{2}F_1 + \frac{a}{2}F_2 = \frac{a}{2}(F_1 + F_2) , \\ \tau &= \frac{a}{2}(IbB + IbB) = abIB , \\ \vec{\tau} &= I\vec{B}A ,\end{aligned}\tag{2.14}$$

donde A es el área de la espira. El momento resultante de las fuerzas de la espira, cuando ésta adquiere un cambio en su posición angular θ debido a que las fuerzas se presentan en direcciones opuestas generando el par de fuerza τ . De esta manera la espira adquiere una velocidad angular.

2.1.5. Voltaje inducido

La fuerza electromotriz o *fem* de una fuente se define como el trabajo realizado por el dispositivo por una unidad de carga, por lo que las unidades de la fuerza electromotriz son volts, descrita por la ley de Faraday:

$$e \equiv -\frac{d\Phi}{dt} ,\tag{2.15}$$

donde Φ es el flujo magnético expresado por la Ec. (2.5); si aplicamos la Ec. (2.15) a una espira para determinar su velocidad, al ser expuesta al cambio de flujo magnético, es necesario fijar un punto x como su posición inicial, éste puede ser a lo largo de uno

de sus lados a o b , el flujo magnético que pasa sobre la espira, se encuentra dado de la siguiente forma

$$\Phi = -Bx .$$

Sustituyendo esta expresión de flujo en la ecuación (2.15) se obtiene

$$e = NB \frac{dx}{dt} , \quad (2.16)$$

donde N es el número de vueltas de la espira, dado que ν es la variación de la posición lineal x respecto al tiempo, la Ec. (2.16) se puede reescribir como

$$e = NB\nu . \quad (2.17)$$

donde ν es la velocidad de la espira.

2.2. Funcionamiento del motor de CD

Ya que se han mencionado en el apartado anterior las fuerzas eléctricas, magnéticas y mecánicas, es posible describir la contribución de cada magnitud física a lo largo del funcionamiento del motor de CD. Con lo que se realizará un análisis más a detalle de esta máquina eléctrica partiendo de su modelo matemático.

2.2.1. Campo magnético generado en el campo

En el estator de la máquina CD de excitación separada, se encuentran alojados los devanados de campo. En el instante en que es conectado el devanado de campo a una fuente de voltaje en aquél se genera una corriente I , al pasar el flujo de corriente por el devanado se genera un campo magnético obteniendo así un electroimán con un campo electromagnético dado por la Ec. (2.7), en la Figura 2.6, se puede observar un electroimán, donde el sentido de la corriente I es representada por las flechas, representando así lo que sucede en el devanado de campo. Debido a lo antes mencionado se generan pares de polos, los cuales se denominan norte y sur como se observa en la Figura 2.7, la cual corresponde a un corte transversal de un motor, donde al centro de esta imagen se muestra un círculo que representa el eje de la armadura, se observa que las líneas de flujo salen del polo norte y entran al polo sur. El flujo genera dos fuerzas en los costados del devanado de armadura perpendiculares a dicho flujo, pero debido la construcción misma del motor existen instantes en que la magnitud de las fuerzas generadas es nula. Es por esta razón que es necesario contar con pares de bobinas.

Dado que el área A de cada bobina es constante, la densidad de campo magnético B genera un flujo Φ dado por la Ec. (2.5).

$$\Phi = B A .$$

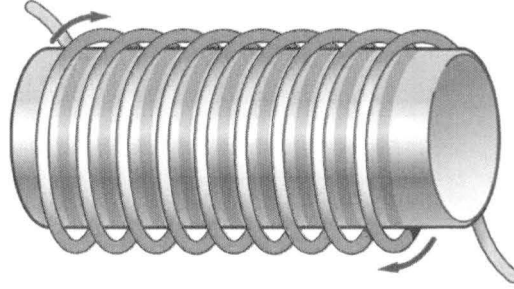


Figura 2.6: Electroimán en un núcleo de hierro, [Angel Camarena, 2013].

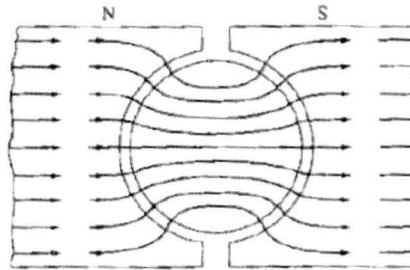


Figura 2.7: Líneas de flujo en un imán, [Chapman, 2005].

Debido a que la bobina está construida de alambre con sección transversal de radio r_c constante y en él fluye una corriente i_c constante y su permeabilidad es μ , esta depende del medio en el que este presente la bobina, esta tiene una resistencia R_c , de acuerdo con la Ec. (2.8) podemos definir una constante C_c

$$C_c = \frac{\mu}{2\pi r_c R_c},$$

dada esta constante y aplicando la Ley de Ohm, podemos reescribir la Ec. (2.8) como

$$B_c = \frac{\mu V_c}{2\pi r_c R_c} = C_c V_c, \quad (2.18)$$

donde V_c es el voltaje aplicado al campo, dado que C_c es constante, la densidad de campo magnético B_c creado por el estator es directamente proporcional al voltaje aplicado en el devanado de campo.

2.2.2. Acción del conmutador y movimiento de armadura

Cada devanado de armadura está conectado a las terminales de suministro de energía por medio del conmutador; estos devanados están aislados entre si. Para comprender el

funcionamiento del conmutador del motor de CD este se considera como un generador de corriente directa.

Las escobillas son las encargadas de transmitir la señal de voltaje aplicado al devanado de armadura, por medio del conmutador. Si tratamos al conmutador con sólo una espira de armadura conectada a un único par de segmentos aislados.

Cada extremo de la espira, hace contacto con un polo de la fuente de voltaje aplicada al devanado de armadura. En la espira fluye una corriente (i_a) debido a la diferencia de potencial en sus terminales, y al ser expuesta a una densidad de campo magnético (B) originado por los devanados de campo, ya sea de origen eléctrico o producido por un imán permanente, se generan dos fuerzas en direcciones opuestas en cada uno de los costados de la espira, dadas por la Ec. (2.12). Haciendo que ésta comience a variar su posición angular (θ) respecto a las escobillas, ya que éstas se encuentran fijas a la tapa correspondiente al extremo de la máquina CD.

Suponiendo que la espira de armadura se encuentra en la posición (θ), como se muestra en la Figura 2.8, por lo tanto, le corresponde una posición de 90° . Debido al movimiento angular las fuerzas van cambiando su dirección de acuerdo a la posición donde se encuentre la espira, suponiendo un giro en sentido horario. Cuando la espira alcanza una posición angular de 180° , las fuerzas se anulan y el par de fuerza total generado es cero. Como consecuencia de la inercia dada por la Ec. (2.2), que presenta, la espira continúa su giro y a consecuencia los extremos de la espira cambian de polaridad al hacer nuevamente contacto con el conmutador, generando un nuevo par de fuerzas.

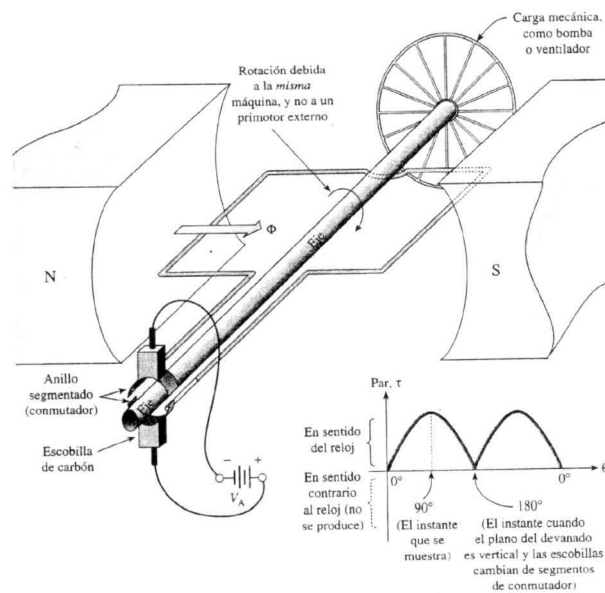


Figura 2.8: Conmutador, [Maloney, 2006]

De esta manera es que la espira cambia de polaridad lo cual se debe a la acción del conmutador, que es un elemento del motor de CD que realiza el cambio de polaridad en las espiras del elemento, con el fin de invertir la dirección de las fuerzas creadas por el flujo de corriente y la densidad de campo magnético (B) y de esta manera siga aumentando la posición angular (θ).

Al estar la espira expuesta a una densidad de campo magnético (B_c), ésta adquiere una velocidad angular ω , debido a esto se genera una fem inducida donde el número de vueltas de la espira es N y tiene una velocidad lineal ν_a y se encuentra dada por la ecuación (2.17) y describiéndola de la siguiente manera

$$e = NB_c\nu_a . \quad (2.19)$$

Es importante tener en cuenta, el principio de funcionamiento del motor de CD y su modelo matemático, para posteriormente diseñar un esquema de control que permita un mayor desempeño del mismo, en las distintas aplicaciones en que sea incorporado, a diferencia del que se podría obtener, si se emplea por medio de un control de encendido y apagado sin regular su velocidad. Esto es relativamente sencillo pero no suficiente para el objetivo que en muchas ocasiones se desea. Con los requerimientos necesarios de voltajes y corrientes, es posible diseñar una fuente de voltaje o de corriente para conseguir que dicho motor de CD cumpla con el seguimiento de una señal deseada (señal de referencia); esto se puede realizar mediante la variación de voltaje aplicado al campo, si despejamos a ν_a de la ecuación (2.19), y sustituyendo el valor de B_c se tiene

$$\nu_a = \frac{e}{NC_cV_c} . \quad (2.20)$$

Con el fin de realizar un análisis más claro, se definirá una constante considerando que e , N y C_c son de valor fijo. Se define C_a como

$$C_a = \frac{e}{NC_c} .$$

Sustituyendo C_a en la Ec. (2.20), se tiene que la velocidad queda expresada como

$$\nu_a = \frac{C_a}{V_c} . \quad (2.21)$$

Adicionalmente, si se relaciona la velocidad lineal con la velocidad angular de un cuerpo en movimiento rotacional.

$$\nu = r_a\omega ,$$

sustituyendo esta relación en la Ec. (2.21) se obtiene una expresión de la velocidad angular dada por:

$$\omega = \frac{C_a}{r_aV_c} = \frac{F_a}{V_c} , \quad (2.22)$$

donde $F_a = \frac{C_a}{r_a}$, la velocidad angular de la armadura, es inversamente proporcional al voltaje de campo, por otro lado, la intensidad de campo magnético de los devanados

del campo es directamente proporcional al voltaje aplicado al devanado de campo, es decir

$$\omega = \begin{cases} \text{aumenta si } V_c \text{ disminuye} \\ \text{disminuye si } V_c \text{ aumenta} \end{cases}$$

Dada la dependencia de la velocidad angular de la armadura con respecto al voltaje aplicado al devanado de campo, se suele utilizar como una entrada para realizar alguna tarea de control. El cambio de la señal de control provocará un aumento o disminución de la velocidad angular, según sea la variación que esté presente; para obtener un control con desempeño satisfactorio, es necesario obtener el modelo matemático y aplicar una técnica de control.

2.3. Construcción del motor de CD

Los motores de CD son clasificados de acuerdo a la construcción física de los devanados de estator y rotor presentes, dichos elementos pueden encontrarse conectados entre sí; ya sea en paralelo o en serie, inclusive totalmente aislados.

A los motores de circuito de estator en serie con el devanado de rotor se le denomina motor serie, los motores de CD que contienen una conexión en paralelo de la bobina de estator y rotor se les denomina motor en paralelo. Adicionalmente existen los de excitación separada pues no hay conexión eléctrica entre sus bobinas, este último a diferencia de los dos anteriores requiere de dos fuentes de alimentación.

También existen los motores de imán permanente, los cuales no necesitan generar un campo magnético estático para su funcionamiento, pues éste es proporcionado por medio de un imán, el cual se encuentra fijo en el estator. Las configuraciones mencionadas son las principales formas de la construcción interna de los devanados de un motor de CD.

Este trabajo está dedicado exclusivamente al estudio de motor de CD de excitación separada, el cual está compuesto principalmente de un estator, escobillas, conmutador y rotor. El estator también es comúnmente llamado campo, el rotor es llamado armadura de esta manera es como se hará referencia a estos elementos. Se describen cada uno de los elementos que la conforman así como el funcionamiento de la máquina CD, mostrada en la Figura 2.9.

Tapas y balero

Estos elementos conforman una de las partes mecánicas de la máquina CD, su principal función es proporcionar soporte al eje por medio de dos tapas, una se ubica en un extremo de la máquina CD donde se hay una parte saliente del eje de armadura; una segunda tapa se localiza en el otro extremo paralelo a la primera. La función de los baleros es permitir un giro libre con eje fijo y una fricción menor de la armadura, de

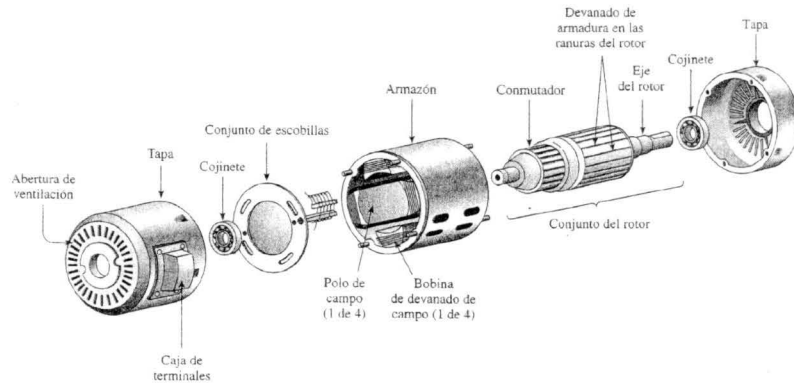


Figura 2.9: Componentes de un motor de CD, [Maloney, 2006].

esta manera es como la máquina de CD mantiene un giro libre sobre su eje. El tamaño de cada uno de estos componentes es diseñado según el peso, diámetro, velocidad y otros factores mecánicos que afectan al eje de giro.

Conmutador y escobillas

Estos elementos se encuentran en un extremo de la armadura, en el cual no hay parte saliente del eje. El conmutador está situado sobre el eje, es de forma cilíndrica y está elaborado de material conductor puesto que es encargado de conectar las bobinas de armadura situadas a 180° una respecto a otra. Cada conexión se encuentra aislada, esto con el fin de energizar una bobina a la vez. De dicho modo, es posible crear un campo magnético al aplicar voltaje a esta, debido al flujo de corriente que se presenta.

Las escobillas están situadas en el mismo extremo del conmutador fijas a la tapa correspondiente, como se observa en la Figura 2.10. Por lo general tienen una forma de barra y están fabricadas de grafito; el voltaje aplicado a las bobinas de armadura es conectado mediante éstas; una de las caras paralelas de dicho grafito al contorno del conmutador se encuentra sujeta a un resorte, de manera que, mantiene los grafitos en contacto con el conmutador.

Conforme los grafitos sufran un desgaste por funcionamiento de la máquina y dado que es un material blando, el contacto con el conmutador llega a ser nulo. Esta es una de las principales causas de fallas en la máquina CD, lo cual provoca que las ferritas no proporcionen la energía eléctrica a las bobinas de armadura. Es una principal desventaja respecto a las máquinas de AC, en lo que corresponde a mantenimiento preventivo y correctivo.

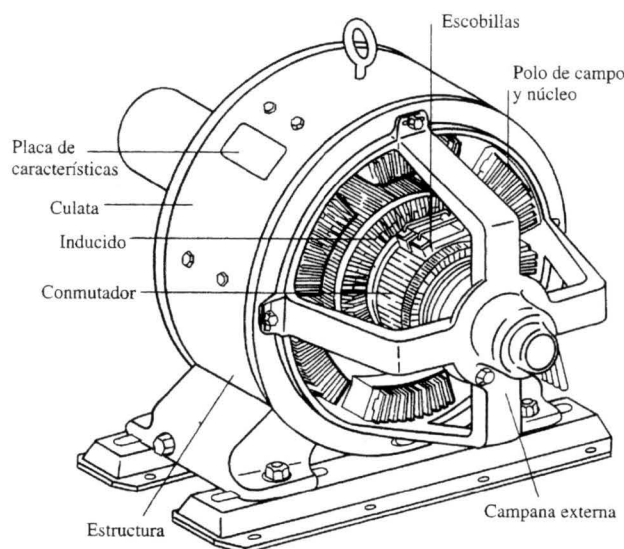


Figura 2.10: Escobillas de un motor de CD, [Chapman, 2005].

Campo y placa de características

El campo de un motor es un cilindro de hierro. Debido a que es un material ferromagnético, de permeabilidad magnética μ , la magnitud que presenta un material a la oposición de flujo magnético es

$$\mu = \frac{|\vec{B}|}{|\vec{H}|}. \quad (2.23)$$

En el campo se alojan los devanados denominados de campo. La cantidad de bobinas que aloja es por pares, generando un par de polos por cada bobina y se encuentra denotada por P . Cada par de polos se encuentra orientado a una separación de 180° una respecto a la otra, al conectar el campo a una señal de voltaje se genera un polo norte y sur colocados en lados opuestos, Figura 2.11, creando de así, un campo magnético uniforme.

Cada motor de CD cuenta con varias especificaciones nominales y estas se encuentran en la parte externa del campo llamada carcasa y se localizan en una placa, estas características dependen de cada motor, los valores que se encuentran en esta placa de características pueden ser:

- Marca
- Modelo
- Potencia nominal
- Voltaje nominal de alimentación de campo
- Voltaje nominal de alimentación de armadura
- Corriente nominal de alimentación de armadura
- Velocidad nominal

Estos parámetros son útiles para tomar la decisión de qué motor de CD cumple con las características para la aplicación que se desee emplear, por esto es importante tener en cuenta estos parámetros antes de adquirir y operar el motor de CD.

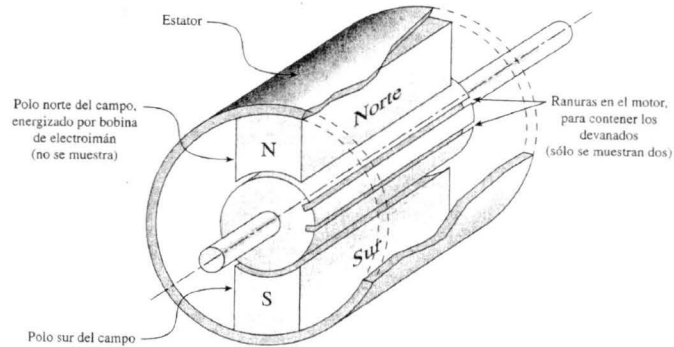


Figura 2.11: Estator y polos del campo magnético generado, [Maloney, 2006].

Armadura

Otro elemento importante que conforma al motor de CD es la armadura o rotor, ésta es la parte móvil, pues durante el funcionamiento, ya sea como generador o como motor, se encuentra en movimiento angular. La armadura se encuentra sostenida por medio de baleros; en una de las tapas se encuentra la punta saliente del eje, el cual es usado para colocar aditamentos, los cuales permitan desarrollar una tarea específica al motor de CD; en el extremo posterior de la armadura se encuentra el conmutador.

Se puede observar en la Figura 2.12, un corte transversal de una máquina CD, en la que se muestra de lado izquierdo la armadura de la máquina CD y del lado derecho un par de polos magnéticos generados en el campo de la máquina CD.

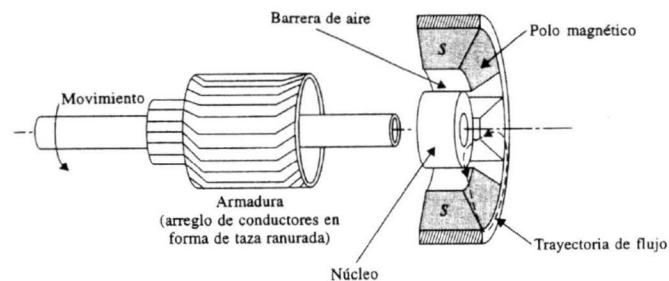


Figura 2.12: Rotor de una máquina de CD, [Kuo, 1996].

2.4. Modelo del motor de CD

En el funcionamiento del motor de CD se hacen presentes distintas fuerzas como son: eléctricas, magnéticas y mecánicas. Para obtener el modelo matemático es necesario tener una representación, ya sea en ecuaciones diferenciales, modelo en espacio de estados o bien función de transferencia. Estos modelos tienen una relación entre las principales fuerzas involucradas, de esta se analiza su comportamiento ante diferentes señales de prueba mediante simulación numérica y posteriormente realizar pruebas de distintos esquemas de control, con el fin de realizar un análisis comparativo entre los esquemas de control aplicados al motor de CD a nivel simulación y pruebas en el sistema físico. El modelo presentado en este trabajo está basado en el motor de CD excitado separadamente, y parte del diagrama esquemático de la Figura 2.13.

Para realizar dicho modelo se consideran las siguientes variables y constantes:

- v_a = Voltaje aplicado a la armadura
- i_a = Corriente de armadura
- L_a = Inductancia de la armadura
- R_a = Resistencia de armadura
- e_g = Fuerza electromotriz
- v_f = Voltaje aplicado al campo
- i_f = Corriente de campo
- L_f = Inductancia del campo
- R_f = Resistencia de campo
- ω = Velocidad angular del motor
- τ_d = Par de motor
- B_m = Coeficiente de fricción viscosa
- J = Inercia del rotor
- τ_L = Par de carga

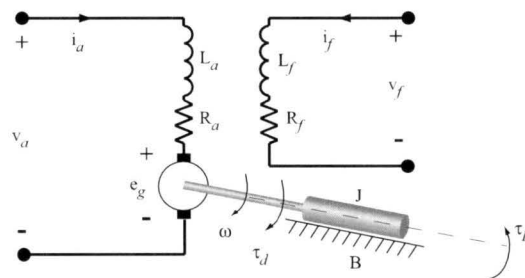


Figura 2.13: Diagrama esquemático de un motor de CD, [Guerrero et al., 2013].

Para obtener el modelo del motor de CD de excitación separada, es necesario encontrar las relaciones matemáticas entre las fuerzas de origen eléctrico, presentes en el funcionamiento del motor de CD de excitación separada. Aplicando ley de voltajes de Kirchhoff, al circuito de armadura para obtener las ecuaciones correspondientes al

circuito eléctrico de armadura, se tiene

$$R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + e_g = v_a , \quad (2.24)$$

donde $R_a i_a$, es la energía disipada, $L_a \frac{di_a}{dt}$ es la energía almacenada, e_g es la energía que es transformada de mecánica a eléctrica y v_a es el voltaje aplicado al motor.

De igual manera, para obtener la dinámica eléctrica del campo del motor de CD de excitación separada aplicando ley de voltajes de Kirchhoff a dicho circuito se tiene

$$R_f i_f + L_f \frac{di_f}{dt} = v_f . \quad (2.25)$$

Para determinar el valor de la fuerza electromotriz e_g , tomando en cuenta que se encuentra ligada a la construcción física del motor, como es la longitud y diámetro del eje de armadura, cantidad de polos P , cantidad de conductores Z en el campo con un flujo magnético por polo Φ_f . El conjunto de todos estos detalles estructurales se concentran en una constante de proporcionalidad K . De acuerdo con [Krishnan, 2001b], la fem inducida es expresada en conjunto con la velocidad angular ω como

$$e_g = K \Phi_f \omega . \quad (2.26)$$

Si el voltaje aplicado a los devanados del campo es constante se tendrá que el flujo generado en el campo también constante, implica que la fem inducida sea proporcional a la velocidad de armadura por lo tanto la constante de proporcionalidad es

$$e_g = K_b \omega , \quad (2.27)$$

donde K_b pertenece a la constante electromotriz, ligada al flujo magnético Φ_f y a la fem por una K , la cual concentra los detalles estructurales, de manera que es expresada como

$$K_b = K \Phi_f .$$

Otra relación importante que se debe tomar en cuenta, es el par generado en el eje de armadura por la fuerza ejercida debido a la corriente i_a , Ec. (2.13). De igual manera que la fem, el par generado τ depende de la estructura física del motor. Para determinar dicho par, se parte de la fuerza ejercida sobre la espira de armadura con longitud l y N vueltas, expuesta a la densidad de campo magnético B , la cual se encuentra descrita por

$$F = N B l i_a .$$

La fuerza ejercida F se presenta en cada uno de los lados perpendiculares de la espira a la densidad de flujo magnético B , de modo que la fuerza total aplicada es $2F$, por lo tanto el par de fuerza total ejercido es

$$\tau = 2 N B l r i_a , \quad (2.28)$$

donde r es la distancia entre el eje de giro y el conductor, por lo que si se define una constante $K_t = 2NBlr$ denominada constante de par, se tiene

$$\tau = K_t i_a . \quad (2.29)$$

A pesar de que la constante electromotriz K_b y la constante de par K_t son dos parámetros que resultan de distintas naturalezas, la primera es de origen mecánico y la segunda de origen eléctrico ambas con la influencia de los flujos magnéticos del devanado de campo, estas están estrechamente relacionados [Kuo, 1996]. De modo que, analizando el motor como generador de energía mecánica, el cual genera un par de fuerza dado por la Ec. (2.28) y por otra parte, suponiendo una velocidad ω de armadura y analizando la conservación entre potencia eléctrica y potencia mecánica [Krishnan, 2001b], se puede realizar un análisis en estado estacionario, por lo cual la dinámica eléctrica descrita por (2.24), donde la corriente de armadura es constante. Debido a esto, el cambio de la corriente de armadura es cero y la Ec. (2.24) se puede reescribir como

$$R_a i_a^2 + e_g i_a = v_a i_a , \quad (2.30)$$

donde $e_g i_a$ es la potencia efectiva que es transformada de energía eléctrica a energía mecánica, la potencia del entrehierro es P_a , la relación matemática entre ellas se puede expresar como

$$P_a = \omega \tau_d = e_g i_a . \quad (2.31)$$

De manera tal que el par de fuerza electro magnético está representado por

$$\tau_d = \frac{e_g i_a}{\omega} . \quad (2.32)$$

Sustituyendo la fem inducida de la Ec. (2.27) en la Ec. (2.32), obtenemos una relación para el par electromagnético representado como

$$\tau_d = K_b i_a . \quad (2.33)$$

Por lo que observando la Ec. (2.33) y la Ec. (2.29) las constantes de par K_t y la constante electromotriz son iguales si el flujo magnético en los devanados de campo es constante.

El momento de inercia J , con un coeficiente de fricción viscosa B_m y un torque τ_a . Estos parámetros se relacionan mediante

$$J \frac{d\omega}{dt} + B_m \omega = \tau_d - \tau_L = \tau_a , \quad (2.34)$$

donde el par de carga externa es τ_L .

2.4.1. Modelo en espacio de estados

Una vez descritas, las ecuaciones que relacionan las dinámicas, eléctricas y mecánicas presentes en el motor de CD de excitación separada, es importante contar con el modelo matemático. Para ello, partiendo de la Ec. (2.24) y la Ec. (2.34), el modelo en espacio de estados del motor de CD de excitación separada es de la siguiente manera

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_a}{L_a} & -\frac{K_b}{L_a} \\ \frac{K_b}{J} & -\frac{B_m}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_a} \\ 0 \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{J} \end{bmatrix} \tau_L \quad (2.35a)$$

$$y = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}, \quad (2.35b)$$

donde $x_1 = i_a$ la corriente de armadura, $x_2 = \omega$ la velocidad angular del rotor, $u = v_a$ el voltaje de armadura y considerando τ_L como una entrada de par de carga y la constante de par es igual a la constante electromotriz $K_b = K_t$.

2.4.2. Función de transferencia

La función de transferencia $\frac{\omega}{v_a(s)}$ puede ser obtenida a partir del modelo dado por la Ec. (2.35), despreciando el par de carga $\tau_L = 0$, la cual resulta de la forma

$$G_\omega V(s) = \frac{K_b}{JL_a s^2 + (B_m L_a + J R_a) s + (B_m R_a + K_b^2)}. \quad (2.36)$$

El diagrama de bloques que se muestra en la Figura 2.14, corresponde a la función de transferencia de la Ec. (2.36) de un motor de CD de excitación separada [Chiasson, 2005], en donde se puede observar que el par de carga τ_L es una entrada al sistema.

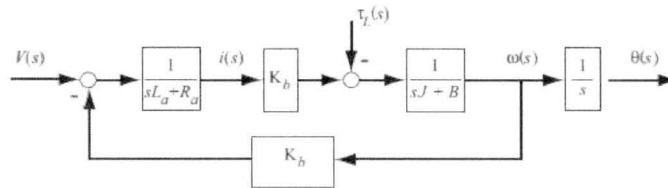


Figura 2.14: Diagrama de bloques de un motor de CD.

2.4.3. Modelo con comando de corriente

Considerando, un motor empleado como generador de energía mecánica, con voltaje de campo v_f constante y entrada de voltaje de armadura v_a , de modo que la ecuación de energía mecánica dada por la Ec. (2.34) y sustituyendo en esta la Ec. (2.33), se puede

observar que el par τ_d es proporcional a la corriente. Teniendo una entrada de corriente, [Chiasson, 2005], sería fácil especificar un par, para ello, es conveniente agregar un lazo interno de control de mando corriente.

Con el fin de forzar a que el voltaje del control sea el necesario para obtener la corriente deseada. Partiendo de la Ec. (2.24) y la Ec. (2.34), y al derivar la posición angular θ , para obtener la velocidad angular ω y aplicando la transformada de Laplace se tiene

$$i_a(s) = \frac{K_b \omega(s) + V(s)}{sL_a + R_a}, \quad (2.37)$$

$$\omega(s) = \frac{K_b i_a - \tau_L(s)}{sJ + B_m}, \quad (2.38)$$

$$\theta(s) = \frac{1}{s} \omega(s). \quad (2.39)$$

Para especificar la entrada de corriente, se agrega un control proporcional K_{pc} en el error de la corriente. La ganancia de este debe ser mayor que cero, por lo que la función de transferencia resulta en

$$G(s) \triangleq \frac{\omega(s)}{i_r(s)},$$

$$= \frac{K_{pc} K_b}{(sL_a + R_a + K_{pc})(sJ + B_m) + K_b^2}, \quad (2.40)$$

$$= \frac{K_b}{\left(\frac{sL_a + R_a}{K_{pc}} + 1\right)(sJ + B_m) + \frac{K_b^2}{K_{pc}}}, \quad (2.41)$$

con $i_r(s)$ como una entrada de referencia para la corriente de armadura del sistema, asumiendo $\tau_L = 0$.

En la Figura 2.15 se presenta el diagrama de bloques correspondiente a la función de transferencia del motor de corriente directa considerando el lazo interno de corriente.

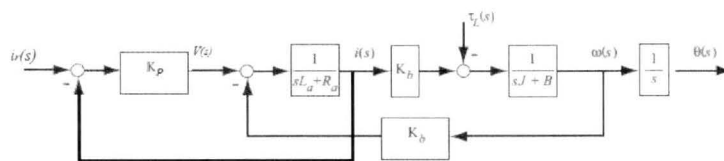


Figura 2.15: Motor de CD con un lazo interno de control de corriente, [Chiasson, 2005].

Si es empleada una alta ganancia de control $K_{pc} \rightarrow \infty$, $G(s)$ se reduce a

$$G(s) = \frac{\omega(s)}{i_r(s)} = \frac{K_b}{sJ + B_m}. \quad (2.42)$$

El valor de K_{pc} puede ser tan grande, de modo tal que la corriente $i(s) \rightarrow i_r(s)$ lo suficientemente rápido y cumplir con la Ec. (2.42), pero físicamente K_{pc} está limitada,

es decir, debe cuidarse de que no sea saturado el actuador, de modo que se relaciona con el voltaje aplicado de la siguiente manera

$$v(t) = K_{pc} (i_r(t) - i_a(t)) .$$

Otro punto a considerar para la elección de K_{pc} , es tomar en cuenta la corriente máxima de armadura que el motor pueda soportar. Si se elige una adecuada ganancia de K_{pc} , puede despreciarse $i(s)$, considerando $i(s) = i_r(s)$.

Dicho lo anterior se puede considerar un modelo reducido para el motor de CD de excitación separada expresado por

$$\begin{aligned} \frac{d\theta}{dt} &= \omega , \\ \frac{d\omega}{dt} &= \frac{K_b}{J} i_r(t) - \frac{B_m}{J} \omega - \frac{\tau_L}{J} . \end{aligned} \tag{2.43}$$

Capítulo 3

Esquemas de control de velocidad del motor de corriente directa

En la actualidad existe una diversidad de esquemas de control, esto se debe a los estudios realizados al paso del tiempo; cada uno con un objetivo principal: llevar las variables deseadas de un determinado sistema a un valor deseado u_{ref} . Para implementar un esquema de control, es de vital importancia, realizar un amplio estudio en el cual se pueda conocer las características de desempeño del sistema.

El análisis es realizado ya sea en el dominio del tiempo o en la frecuencia, inclusive en ambos. La elección de cuál será el análisis necesario y suficiente para cada sistema, depende de las señales u_{ref} , en las cuales el sistema sera sometido durante su funcionamiento.

Durante el desarrollo de este capítulo se describen los esquemas de control de velocidad aplicados a un motor de CD de excitación separada, el cual cuenta con el modelo en espacio de estados expresado por la Ec. (2.35)

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} &= \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{R_a}{L_a} & -\frac{K_b}{L_a} \\ \frac{K_b}{J} & -\frac{B_m}{J} \end{bmatrix}}_{A_{mot}} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L_a} \\ 0 \end{bmatrix}}_{B_{mot}} u + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{J} \end{bmatrix} \tau_L, \\ y &= \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix}}_{C_{mot}} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (3.1)$$

donde $x_1 = \hat{i}_a$, $x_2 = \omega$, $u = v_a$ y τ_L se puede considerar como una entrada de perturbación.

Los valores propios de la matriz de estados de la Ec.(3.1) son

$$\lambda_{1,2} = \frac{-(B_m L_a + R_a J) \pm \sqrt{(B_m L_a + R_a J)^2 - 4JL_a(K_b^2 + R_a B_m)}}{2JL_a}. \quad (3.2)$$

Observando los valores propios dados por la Ec. (3.2), si la parte negativa del radical

se vuelve cero se tienen un valor propio en el origen y otro en $\frac{B_m L_a + R_a J}{J L_a}$. Por cuestiones físicas J y L_a no son cero por lo que la única posibilidad que queda es que $K_b^2 = -B_m R_a$, pero debido a que todos los parámetros del motor son positivos, esto último tampoco sucede. Por otro lado, si la parte negativa del radical es mayor que la parte positiva, se tendrían dos valores propios complejos conjugados con parte real negativa, mientras que si sucede lo contrario lo que se tienen son dos valores propios reales diferentes y negativos, por lo tanto para los últimos dos casos el sistema es estable.

Así mismo, la función de transferencia resultante del modelo está dada por la Ec. (2.36), y que es

$$G_{\omega V}(s) = \frac{K_b}{J L_a s^2 + (B_m L_a + J R_a) s + (B_m R_a + K_b^2)}. \quad (3.3)$$

Realizando un arreglo de Routh del polinomio característico de la ecuación (3.3) se obtiene el Cuadro 3.1. Puesto que todos los parámetros involucrados en el motor de CD son positivos, por lo que al aplicar el criterio de Routh-Hurwitz, en ningún momento existirá un cambio de signo en la primera columna por lo que se puede deducir que el sistema siempre será estable.

	columna 1	columna 2
s^2	$J L_a$	$(B_m R_a + K_b^2)$
s^1	$(B_m L_a + J R_a)$	0
s^0	$(B_m R_a + K_b^2)$	

Cuadro 3.1: Arreglo de Routh de la función de transferencia del motor de CD

Ya sea realizando un análisis de los valores propios de la matriz de estado de la Ec. (3.1) o por medio de la aplicación del criterio de Routh-Hurwitz de la función de transferencia de la Ec. (3.3) el motor de corriente directa es estable en operación en lazo abierto.

Es conveniente conocer la respuesta en el tiempo del motor de CD que disponemos, ya que los esquemas, de control de velocidad implementados en este trabajo tuvieron su diseño en el dominio del tiempo, debido a esto es necesario conocer las características de desempeño del motor. Para ello se aplicó una señal tipo escalón, la cual tuvo una magnitud de 168.7 V (proporcionado por la electrónica disponible para la implementación experimental), la respuesta de aplicar dicho escalón se muestra en la Figura 3.1.

De la respuesta al escalón, se puede concluir que se tiene un valor en estado estacionario de 174 rad/s , un valor pico de 204.87 rad/s , (el cual equivale a un sobrepaso de 17.74 %). De la misma figura se pueden conocer características de desempeño, e.g. se obtiene un tiempo de retraso de 0.055 s, tiempo de levantamiento de 0.083 s, tiempo pico de 0.204 s y un tiempo de asentamiento de 0.446 s, con base a estos datos que están definidos para sistemas prototipo de segundo orden, se obtiene el factor de amortiguamiento ζ y su frecuencia natural ω_n , los cuales tienen un valor de 0.4822 y 18.8043, respectivamente.

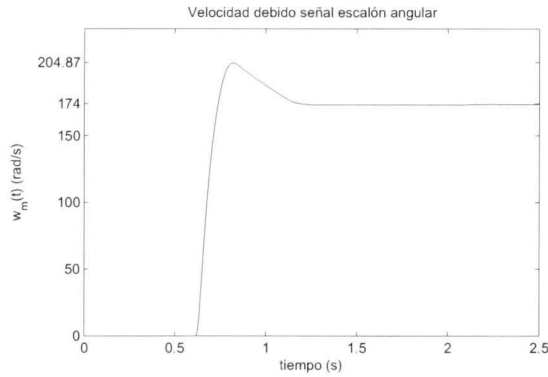


Figura 3.1: Respuesta escalón motor de CD de excitación separada en lazo abierto.

Los parámetros empleados, a lo largo del resto del trabajo, para realizar la simulación y sintonización son los mostrados en el Cuadro 3.2, la obtención de estos valores, se describe en el Apéndice B.

Parámetro	valor
R_f	999 Ω
L_f	63.3 H
R_a	7.703 Ω
L_a	73.37e-3 H
K_b	0.95064 V/A – rad/s
B_m	0.00233 N · /rad/s
J	0.0029 N · /rad/s ²

Cuadro 3.2: Parámetros del motor identificado.

La función de transferencia expresada por la Ec. (3.3), es evaluada con los parámetros proporcionados en el Cuadro 3.2 y resulta en

$$G_m = \frac{4526.8571}{s^2 + 110.5714s + 4388.9047} \quad (3.4)$$

La referencia de velocidad deseada $w_{ref}(t)$ aplicada a todos los esquemas de control es

$$\omega_{ref}(t) = \begin{cases} 800 \text{ rpm} & 0 < t < \frac{T}{2} \\ 1200 \text{ rpm} & \frac{T}{2} < t < T \end{cases} \quad (3.5)$$

con $T = 10$ s. Puesto que $w_{ref}(t)$ es una señal de tipo escalón, se definen los parámetros de diseño

$$\%OS = 4 \quad (3.6a)$$

$$t_s = 0.7 \text{ s} \quad (3.6b)$$

Debido a que algunos de los esquemas descritos en el presente trabajo, dependen de todos los estados. Se implementaron observadores de orden completo (cuando se requieren), con el objetivo, de mantener condiciones similares para todos los esquemas y bajo las mismas especificaciones de diseño, lo cual, se ve presente en el caso del PID, ya que solo depende de un estado.

3.1. Control PID

Uno de los esquemas de control más usados en la actualidad es el control proporcional-integral-derivativo (PID). Esto se debe a su simplicidad, ya que depende sólo de la salida del sistema, su implementación física puede ser sencilla y realizada por medio de elementos activos o pasivos, haciendo uso de amplificadores operacionales en distintas configuraciones o arreglos de elementos semiconductores. La sintonización de las ganancias de control, es realizada de manera práctica, ajustando cada una de manera individual al aumentar o disminuir la ganancia de acuerdo a la respuesta deseada.

Cada acción del controlador PID contribuye en el mejoramiento del desempeño del sistema en que sea implementado, cuenta con una estructura en el dominio de la frecuencia de la forma

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s, \quad (3.7)$$

donde K_p es la ganancia proporcional, K_i la ganancia de la parte integral y K_d es la ganancia de la acción derivativa. Asumiendo que éste se encuentra en interacción directamente con el error $e(s)$, como se muestra en la Figura 3.2, de manera que dicho error se expresa como

$$e(s) = r(s) - y(s). \quad (3.8)$$

De la Figura 3.2, $r(s)$ es la señal de referencia, $u(s)$ es la entrada de control hacia la función de transferencia $G_m(s)$, la cual corresponde al motor de CD de excitación separada empleado a lo largo de este trabajo, y es $y(s)$ la salida del sistema.

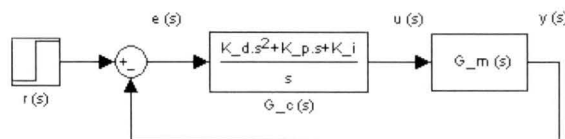


Figura 3.2: Diagrama de bloques control PID.

La acción proporcional K_p , está relacionada actuando de manera directa con el error $e(s)$; un beneficio es mejorar el tiempo de levantamiento t_r , [Kuo, 1996].

La acción derivativa K_d , agrega un “mejoramiento de la respuesta transitoria”, mejora el ancho de banda y el tiempo de levantamiento t_r ante una entrada escalón. Si dicho error es constante el control derivativo no tiene efecto pues la derivada del error es

cero. Una ganancia excesiva de la parte derivativa produciría una respuesta demasiado oscilatoria [Kuo, 1996].

Al implementar un esquema de control el objetivo principal es lograr que la salida $y(s)$ siga a una señal de referencia $r(s)$. Para ello, basta con la acción integral; ya que $G_m(s)$ es de tipo cero, como lo define [Kuo, 1996], es suficiente aumentar en uno el tipo de sistema para garantizar un error en estado estacionario $e_{ss}(s)$ igual a cero ante una entrada escalón con retroalimentación unitaria. Aplicando un escalón de magnitud R a la función de transferencia del motor de CD definida por la Ec. (3.3), en cascada con el control integral, aplicando el teorema del valor final, el cual se define $e_{ss}(s)$ como

$$e_{ss}(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{sR(s)}{1 + G(s)} \quad (3.9)$$

Realizando el desarrollo de e_{ss} se tiene que

$$e_{ss}(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{R}{1 + \frac{1}{s}G_m(s)} = \frac{R}{1 + \infty} = 0 \quad (3.10)$$

De acuerdo con el teorema del valor final dado por la Ec. (3.10), el sistema tiene un error en estado estacionario igual a cero, con ello se puede corroborar que e_{ss} llegará a ser cero ante una entrada escalón.

De la Ec. 3.10 se puede ver que basta únicamente con la acción integral para conseguir error en estado estacionario cero ante una entrada escalón, pero para realizar el cálculo de las constantes del controlador por medio de la ubicación de los polos se tiene una desventaja. La función de transferencia resultante en lazo cerrado del modelo del motor de corriente directa en cascada con una acción integral es la siguiente

$$G_m(s) = \frac{K_b K_i}{JL_a s^3 + (BL_a + JR_a)s^2 + (K_b^2 + BR_a)s + K_b K_i} \quad (3.11)$$

Al comparar el polinomio característico de la función de transferencia en lazo cerrado de la Ec. (3.11) con un polinomio característico deseado de tercer grado, se tiene un sistema de ecuaciones donde no es de manera directa la asignación de la ganancia integral debido a que se tiene un sistema con un número mayor de ecuaciones que incógnitas, y es una de las razones porque se decidió implementar las tres acciones de control.

Tradicionalmente se ha utilizado el controlador PID en cascada con la función de transferencia teniendo como entrada la señal de error, dicha representación es considerada como compensación en serie o en cascada, [Kuo, 1996] o de un grado de libertad definido por [Aström and Murray, 2010]. Otra configuración del controlador PID es considerando sólo la acción integral teniendo como entrada la señal de error, y la acción proporcional y derivativa interactuando directamente con la salida. En [Kuo, 1996] la considera como compensación serie-retroalimentación y [Aström and Murray, 2010] como de dos grados de libertad.

Considerando el controlador PID dado por la Ec. (3.7), en serie con la función de transferencia del motor de corriente directa y lazo unitario de retroalimentación, Figura 3.3, se tiene la siguiente función de transferencia en lazo cerrado.

$$G_{m1}(s) = \frac{(K_b K_d) s^2 + (K_b K_p) s + K_b K_i}{(J L_a) s^3 + (B L_a + K_b K_d + J R_a) s^2 + (K_b + K_p K_b + B R_a) s + K_b K_i} \quad (3.12)$$

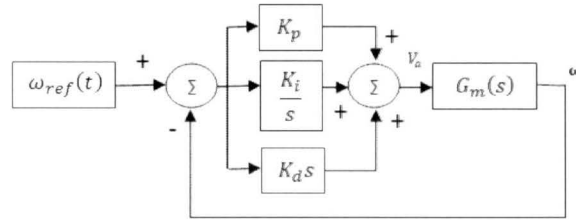


Figura 3.3: PID un grado de libertad.

De este modo se puede ver de la Ec. (3.12) que se agregan dos ceros al sistema y un polo, esto se ve reflejado en la dinámica transitoria ante una entrada escalón. Por otro lado, realizando el análisis al colocar el control con dos grados de libertad, como el mostrado en la Figura 3.4, se obtiene la función de transferencia en lazo cerrado

$$G_m(s) = \frac{K_b K_i}{(J L_a) s^3 + (B L_a + K_b K_d + J R_a) s^2 + (K_b + K_p K_b + B R_a) s + K_b K_i} \quad (3.13)$$

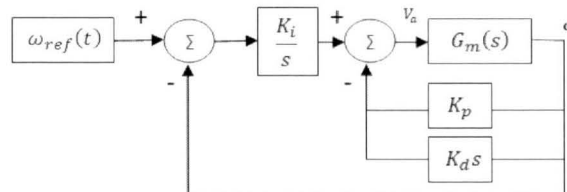


Figura 3.4: PID dos grados de libertad.

Se observa que la función de transferencia definida por la Ec. (3.13) no aumenta ceros al sistema por lo que la respuesta de la dinámica transitoria es por la ecuación característica, la cual es idéntica tanto para la implementación de un solo grado de libertad como de dos grados de libertad. A lo largo de la implementación en simulación se analizaron las respuestas de ambas configuraciones de estas últimas dos funciones de transferencia.

3.1.1. Diseño de control PID

Considerando el polinomio característico de la función de transferencia en lazo cerrado expresada por la Ec. (3.13) y mediante el análisis de Routh-Hurwitz las ganancias que

garanticen la estabilidad del sistema al aplicar el controlador PID, deben cumplir con

$$K_p > \frac{1}{K_b} \left(\frac{K_b K_i}{BL_a + K_b K_d + JR_a} - K_b^2 - BR_a \right), \quad (3.14a)$$

$$K_i > 0, \quad (3.14b)$$

$$K_d > -\frac{BL_a + JR_a}{K_b}. \quad (3.14c)$$

Para realizar la sintonización del esquema de control PID hay distintos caminos, uno es la sintonización por medio del método de oscilación de Ziegler-Nichols, otro es por medio de la respuesta al escalón por Ziegler-Nichols, estos se describen a detalle en [Åström and Hägglund, 1995, cap. 4]. En estos dos medios de sintonización mencionados, no se tiene la libertad de seleccionar parámetros de desempeño ante una entrada de referencia definida.

Por medio de la asignación de polos y considerando que debido a que la ecuación característica de la función de transferencia en lazo cerrado dada por la Ec. (3.13) o la Ec. (3.12) es de tercer orden, por lo que se propone un polinomio deseado:

$$P_d(s) = (s + r_1)(s + r_2)(s + r_3), \quad (3.15)$$

Las características de desempeño para un sistema, se encuentran definidas tanto en el dominio del tiempo como en la frecuencia. Debido a la señal de referencia y el motor a usar, se analizarán características de desempeño definidas para el dominio del tiempo. Para ello, se realizará la elección de polos considerando las condiciones de diseño definidas por la Ec. (3.6). La relación de las mismas para encontrar el par de polos en $-\alpha_1 \pm j\omega_1$, y a los cuales les corresponda un amortiguamiento relativo ζ y una frecuencia natural ω_n es

$$\alpha_1 = \zeta\omega_n, \quad (3.16a)$$

$$\omega_1 = \omega_n \sqrt{1 - \zeta^2}. \quad (3.16b)$$

De manera que la frecuencia natural y el porcentaje de sobrepaso (%OS) se encuentran relacionados con los polos complejos conjugados, definidos por la Ec. (3.16) como

$$\zeta = \frac{-\ln(\%OS/100)}{\sqrt{\pi^2 + \ln^2(\%OS/100)}}, \quad (3.17a)$$

$$\omega_n = \frac{-\ln(0.02\sqrt{1 - \zeta^2})}{\zeta t_s}. \quad (3.17b)$$

De acuerdo con las relaciones mencionadas y tomando en cuenta las especificaciones de diseño, los polos deseados se encuentran colocados en el semiplano izquierdo, esto garantiza que se conservará la estabilidad. Por otro lado, para realizar la asignación de polos y determinar las ganancias del esquema de control PID se realizó una comparación entre el polinomio característico de la función de transferencia en lazo cerrado y el polinomio $P_d(s)$ dado por la Ec. (3.15). Desarrollando y reordenando las raíces de este último se tiene

$$P_d(s) = s^3 + (r_1 + r_2 + r_3)s^2 + (r_1r_2 + r_1r_3 + r_2r_3)s + r_1r_2r_3, \quad (3.18)$$

Realizando la igualdad entre los polinomios del denominador de las Ec. (3.13) o la Ec. (3.12) con el polinomio de la Ec. (3.18) se tiene que las ganancias del controlador se encuentran definidas como

$$K_p = (-K_b^2 - R_a B + J L_a r_1 r_2 + J L_a r_1 r_3 + J L_a r_2 r_3) / K_b , \quad (3.19a)$$

$$K_i = (J L_a r_1 r_2 r_3) / K_b , \quad (3.19b)$$

$$K_d = (J L_a r_1 - J R_a - L_a B + J L_a r_2 + J L_a r_3) / K_b . \quad (3.19c)$$

Estas ganancias cumplen con las restricciones resultantes de realizar el análisis por medio de Routh-Hurwitz dado por (3.14) para garantizar estabilidad. A su vez son válidas para la configuración, tanto de un grado como de dos grados de libertad debido a que ambas cuentan con la misma ecuación característica. Ya que se requieren tres polos de los cuales dos son definidos por la Ec. (3.17), el tercer polo se colocó de manera que la influencia sea menor y la dinámica del sistema sea dominada únicamente por un par de polos conjugados, para esto se colocó el tercer polo cien veces más a la izquierda que la parte real de los polos conjugados, por lo que los polos deseados resultaron como

$$r_1 = 6.1012 + j5.9547 , \quad (3.20a)$$

$$r_2 = 6.1012 - j5.9547 , \quad (3.20b)$$

$$r_3 = 610.12 . \quad (3.20c)$$

Sustituyendo los polos deseados dados por la Ec. (3.20) y los valores de los parámetros del motor en la Ec. (3.19), las ganancias del control PID tienen los siguientes valores

$$K_p = 0.7670 , \quad (3.21a)$$

$$K_i = 10.2441 , \quad (3.21b)$$

$$K_d = 0.1193 . \quad (3.21c)$$

Con estas ganancias se realizó una simulación numérica de las dos configuraciones del controlador PID y posteriormente se hizo una comparativa entre las respuestas de velocidad, las señales de error, corriente en la armadura y señal de control. Todo esto se realizó ante la señal de referencia dada por la Ec. (3.5).

El resultado de la respuesta de velocidad de implementar los esquemas PID con uno y dos grados de libertad, se muestran en la Figura 3.5. La respuesta del esquema de dos grados de libertad, presenta un sobrepaso menor, la cual tiene un valor máximo de 1216 rpm, a diferencia del PID de un grado de libertad, el cual tiene un valor de 1223 rpm. Los valores máximos antes mencionados corresponden a un sobrepaso de 5.75 % para el PID con un grado de libertad y de 4 % por parte del esquema con dos grados de libertad.

Otro aspecto por comparar en el desempeño de la respuesta de velocidad es el tiempo de asentamiento t_s , el cual corresponde al tiempo en que la respuesta alcanza un $\pm 2\%$ de su valor en estado estacionario, [Nise and Romo, 2012]. Para el PID de un grado de libertad se tiene un valor de 0.629 s, mientras que el esquema con dos grados de libertad presentó un t_s de 0.699 s.

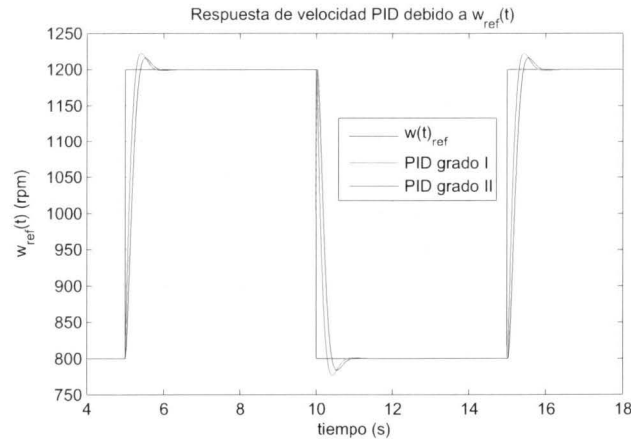


Figura 3.5: Respuesta de velocidad PID.

Un aspecto a mencionar y a pesar de que este no tuvo influencia en la elección de los polos deseados es el tiempo de levantamiento t_r , el cual tiene una variación mínima, con un valor un valor de 0.2 s con el control de un grado de libertad y un valor de 0.255 s para el caso de dos grados de libertad. Los valores de tiempo de asentamiento t_s y sobrepaso analizados cumplen con las condiciones de diseño y cabe mencionar que ambos esquemas de PID consiguen satisfactoriamente el objetivo especificado.

Por otra parte, es importante analizar los errores de velocidad que arrojan ambas configuraciones y realizar una comparación entre ellos, y con esto tener un punto más en consideración para la elección de qué esquema llevar a la implementación experimental. El resultado de dicho error se muestra en la Figura 3.6, se observa que el error de velocidad absoluto correspondiente al método de un grado de libertad tiene un valor de 22.7 rpm, mientras que el esquema con dos grados de libertad es de 16.03 rpm y se observa que el sistema llega en un tiempo finito a un error en estado estacionario de cero, es decir, $e_{ss} \rightarrow 0$ cuando $t \rightarrow \infty$.

Una característica que se requiere en la elección del esquema a implementar en la evaluación experimental es mantener una señal de control menor o igual al voltaje máximo admisible para este tipo de motor, lo cual se refleja en la corriente de armadura, ya que se encuentra ligada con el voltaje de control, el cual es aplicado a los devanados de armadura del motor de CD de excitación separada. La corriente de armadura i_a resultante de aplicar ambos esquemas PID se observa en la Figura 3.7, en la cual se observa que para el esquema de control con un grado de libertad presenta el pico mayor de corriente, el cual tiene un valor de 0.9384 A, mientras que la segunda configuración presentó un valor pico de 0.7528 A. La diferencia en valores máximos es de 0.1856 A; ambos valores de i_a se mantienen dentro de los valores nominales del motor; el mantener un menor pico de corriente implica menor exigencia a la fuente de voltaje de control y menor calentamiento en el devanado de armadura.

Un punto en común entre ambos esquemas es el valor de i_a en el instante en que la velocidad angular se mantiene en su estado estacionario, el cual es de 0.308 A. Lo

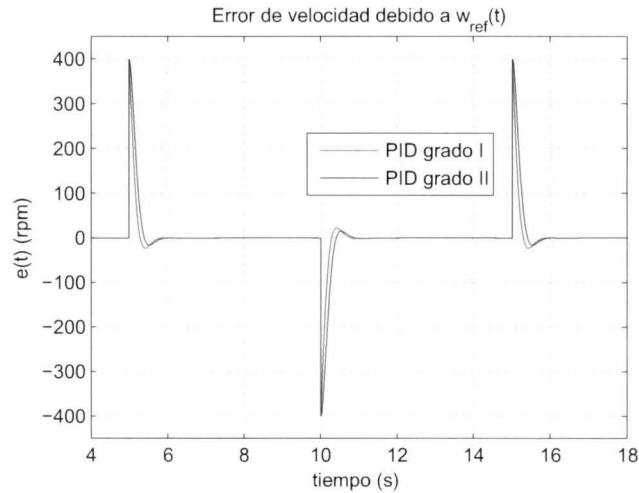


Figura 3.6: Error de velocidad esquema de control PID.

ocasionado por la corriente es el reflejo de lo antes mencionado en la descripción de la Figura 3.5.

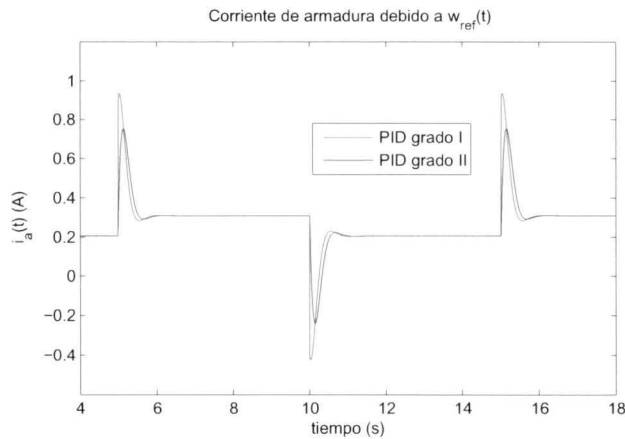


Figura 3.7: Corriente de armadura esquema de control PID.

El principal objetivo de seleccionar un sobrepaso bajo y un tiempo de asentamiento fue tener un voltaje de control mínimo. Como se observa en la Figura 3.8, el esquema de control de velocidad PID de grado un grado de libertad, de acuerdo con los resultados de simulación, presenta un pico mayor a 70 V, en el momento cuando se realiza el cambio de referencia de menor a mayor velocidad, mientras que el esquema con dos grados de libertad tiene un valor máximo de 123.5 V. En este aspecto es notoria la diferencia entre valores pico, el voltaje de control correspondiente al esquema con un grado de libertad, tiene una respuesta en sobrepaso el cual corresponde a 124.1 V, ambos llegan a un voltaje de control en estado estacionario de 121.8 V.

Con lo mencionado en los párrafos anteriores se decide que en la implementación en tiempo real del controlador PID es en la configuración de dos grados de libertad.

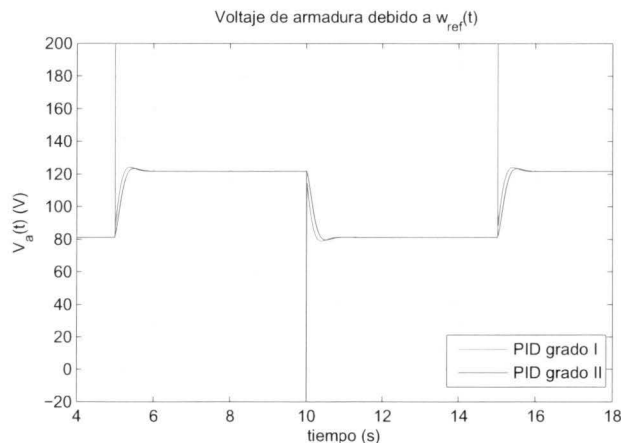


Figura 3.8: Voltaje de armadura, esquema de control PID.

3.2. Control por retroalimentación de estados con observador de estados y acción integral

Una opción alterna entre varios esquemas que se han desarrollado a lo largo de investigaciones en teoría de control es la retroalimentación de estados. En el cual es necesario contar con la medición de los estados o bien si no es posible, implementar un observador para aquellos estados si no se cuenta con su medición.

Para el caso de estudio de este trabajo se encuentran disponibles las mediciones de los estados correspondientes de la corriente de armadura y la velocidad angular de la flecha, pero como se plantea el objetivo solo se debe considerar la medición de la velocidad angular por lo que sí es necesario implementar un observador de estados. Esto es posible ya que el sistema es completamente observable y controlable, para ello se define un observador basado en el modelo en espacio de estados definido por la Ec. (3.1), el cual es

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{x}}_1 \\ \dot{\hat{x}}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_a}{L_a} & -\frac{K_b}{L_a} \\ \frac{K_b}{J} & -\frac{B_m}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{x}_1 \\ \hat{x}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_a} \\ 0 \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} l_1 \\ l_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 - \hat{x}_1 \\ x_2 - \hat{x}_2 \end{bmatrix}, \quad (3.22)$$

donde \hat{x}_1 y \hat{x}_2 son los estados estimados y el error de estimación se define como $x - \hat{x}$, y las ganancias del observador son l_1 y l_2 , las cuales, son elegidas de tal forma, que se mantenga la dinámica de los polos elegidos en lazo cerrado, los cuales son calculados a partir de la Ec. 3.33.

Ya que el sistema es de tipo cero y uno de los objetivos es que el error en estado estacionario, $e_{ss}(t)$, tienda a cero en un tiempo finito, es necesario implementar una

acción integral. Para esto se define un nuevo estado que es igual al error de medición, es decir,

$$\dot{x}_i = \omega_{ref} - [0 \ 1] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}. \quad (3.23)$$

Debido a que se implementa un observador de estados, para la realización del controlador de estados se utilizan los estados estimados de dicho observador y con el hecho de tener un estado adicional definido en (3.23), la señal de control que resulta

$$u = - [K_1 \ K_2] \begin{bmatrix} \hat{x}_1 \\ \hat{x}_2 \end{bmatrix} + K_i x_i. \quad (3.24)$$

De modo que el esquema de control de velocidad aplicado al motor de CD de excitación separada, con retroalimentación de estados, observador de estados más acción integral en el error, esto se muestra en la Figura 3.9.

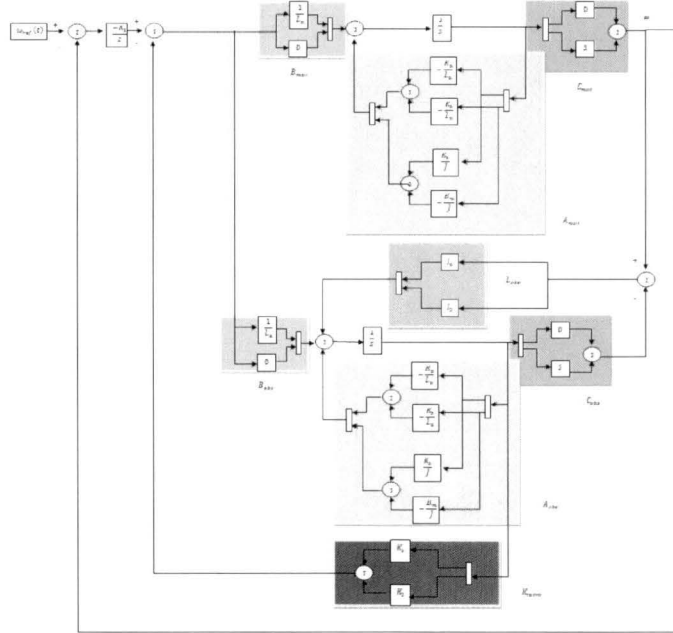


Figura 3.9: Esquema retroalimentación de estados con observador y acción integral.

De acuerdo a las definiciones antes realizadas y siguiendo el procedimiento descrito por [Hendricks et al., 2008], el modelo en espacio de estados dado por (3.1) queda como

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_a}{L_a} & -\frac{K_b}{L_a} \\ \frac{K_b}{J} & -\frac{B_m}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{1}{L_a} \\ 0 \end{bmatrix} [K_1 \ K_2] \begin{bmatrix} \hat{x}_1 \\ \hat{x}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_a} \\ 0 \end{bmatrix} K_i x_i, \quad (3.25)$$

mientras que los estados estimados, bajo un observador Luenberger, resultan en

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{x}}_1 \\ \dot{\hat{x}}_2 \end{bmatrix} = \left(\begin{bmatrix} -\frac{R_a}{L_a} & -\frac{K_b}{L_a} \\ \frac{K_b}{J} & -\frac{B_m}{J} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & l_1 \\ 0 & l_2 \end{bmatrix} \right) \begin{bmatrix} \hat{x}_1 \\ \hat{x}_2 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{K_1}{L_a} & \frac{K_2}{L_a} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{x}_1 \\ \hat{x}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & l_1 \\ 0 & l_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{K_i}{L_a} \\ 0 \end{bmatrix} x_i. \quad (3.26)$$

Simplificando la ecuación (3.26) se tiene

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{x}}_1 \\ \dot{\hat{x}}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_a+K_1}{L_a} & -(\frac{K_b+K_2}{L_a} + l_1) \\ \frac{K_b}{J} & -(\frac{B_m}{J} + l_2) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{x}_1 \\ \hat{x}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & l_1 \\ 0 & l_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{K_i}{L_a} \\ 0 \end{bmatrix} x_i. \quad (3.27)$$

El sistema completo contiene los estados reales, el estado aumentado y los estados estimados

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_i \\ \dot{\hat{x}}_1 \\ \dot{\hat{x}}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_a}{L_a} & -\frac{K_b}{L_a} & \frac{K_i}{L_a} & -\frac{K_1}{L_a} & -\frac{K_2}{L_a} \\ \frac{K_b}{J} & -\frac{B_m}{J} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & l_1 & \frac{K_i}{L_a} & -\frac{K_1+R_a}{L_a} & -(\frac{K_2+K_b}{L_a} + l_1) \\ 0 & l_2 & 0 & \frac{K_b}{J} & -(\frac{B_m}{J} + l_2) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_i \\ \hat{x}_1 \\ \hat{x}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \omega_{ref}. \quad (3.28)$$

Definiendo un nuevo vector de estados como

$$z = P \begin{bmatrix} x \\ x_i \\ e_e \end{bmatrix}, \quad (3.29)$$

resulta la matriz de transformación P como

$$P = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}. \quad (3.30)$$

Por lo tanto el sistema matricial completo que resulta al aplicar PA_aP^{-1} donde A_a es la matriz aumentada de estados de la Ec. (3.28) y resulta una nueva matriz transformada A_{at} como

$$A_{at} = \begin{bmatrix} -\frac{R_a}{L_a} & -\frac{K_b}{L_a} & \frac{K_i}{L_a} & \frac{K_1}{L_a} & \frac{K_2}{L_a} \\ \frac{K_b}{J} & \frac{B_m}{J} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{K_1+R_a}{L_a} & -(\frac{K_2+K_b}{L_a} + l_1) \\ 0 & 0 & 0 & \frac{K_b}{J} & -(\frac{B_m}{J} + l_2) \end{bmatrix}. \quad (3.31)$$

Dividiendo la matriz de la Ec. (3.31) en la forma

$$A_{at} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix}, \quad (3.32)$$

donde

$$A_{11} = \begin{bmatrix} -\frac{R_a}{L_a} & -\frac{K_b}{L_a} & \frac{K_i}{L_a} \\ \frac{K_b}{J} & \frac{B_m}{J} & 0 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix}, \quad A_{12} = \begin{bmatrix} \frac{K_1}{L_a} & \frac{K_2}{L_a} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad A_{22} = \begin{bmatrix} -\frac{K_1+R_a}{L_a} & -(\frac{K_2+K_b}{L_a} + l_1) \\ \frac{K_b}{J} & -(\frac{B_m}{J} + l_2) \end{bmatrix},$$

y la submatriz $A_{21} = 0_{2 \times 3}$. La submatriz A_{11} corresponde a los estados del controlador por retroalimentación de estados integral y la submatriz A_{22} corresponde a los estados

del observador. La matriz A_{at} es una matriz triangular por bloques y de acuerdo con [Hendricks et al., 2008], sus valores propios se pueden encontrar de la forma

$$\det(\lambda I - A_{at}) = \det(\lambda I - A_{11})(\lambda I - A_{22}) . \quad (3.33)$$

Con este resultado se observa que se puede aplicar el principio de separación. En [Hendricks et al., 2008] se menciona que basta que los valores propios de A_{22} correspondientes al observador de estados, sean más a la izquierda en el plano complejo que los valores propios de A_{11} los cuales corresponden al controlador, en la literatura se menciona al menos 5 veces más que los valores propios de A_{11} , para cumplir que la repuesta del observador sea más rápida que el controlador.

3.2.1. Ganancias del control por retroalimentación de estados con observador de estados y acción integral

Para encontrar los valores de las ganancias de la matriz L se determinaron mediante la función `place` Matlab[®]. Esta función requiere de la matriz de estados y la matriz de salida del modelo en espacio de estados del motor en forma transpuesta, así como de los polos deseados, los cuales fueron p_1 y p_2 colocados en -1000 y -1001 , ambos respectivamente, de modo que

$$L = \begin{bmatrix} l_1 \\ l_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2511 \\ 1895 \end{bmatrix} . \quad (3.34)$$

Estos polos fueron elegidos de manera tal que los valores estimados de los estados, converjan en un menor tiempo al valor en que actuará el esquema de realimentación de estados.

Para encontrar las ganancias del esquema de realimentación de estados con acción integral se definen los polos deseados por la Ec. (3.20), los cuales corresponden a las especificaciones de diseño, estos polos deseados se emplearon en la función `place` de Matlab[®] en conjunto con la matriz de estados extendida y la matriz de entrada extendida dando como resultado

$$\begin{aligned} K_i &= 7.17 , \\ K_1 &= 24.47 , \\ K_2 &= 0.19 . \end{aligned} \quad (3.35)$$

Una vez obtenidas las ganancias del observador y controlador de estados, proporcionadas por la Ec. (3.34) y la Ec. (3.35), se simuló el esquema de control por realimentación de estados con observador y acción integral aplicando la señal de referencia que se encuentra dada por la Ec. (3.5).

En la Figura 3.10 se muestran tanto la velocidad observada de la planta, así como la velocidad que se obtiene del modelo en variables de estado implementado. Ambas señales tienen una respuesta similar.

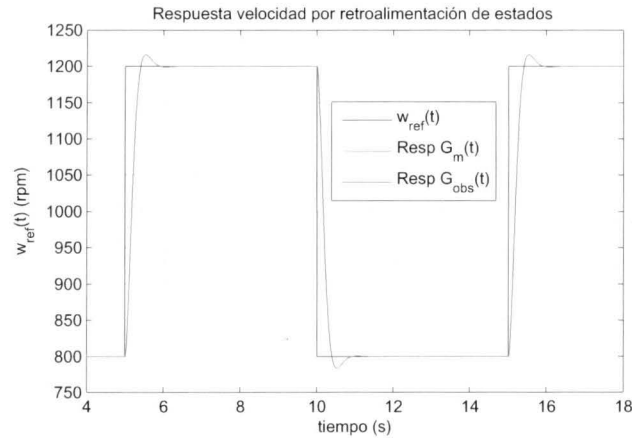


Figura 3.10: Respuesta de velocidad, esquema retroalimentación de estados con observador y acción integral.

De acuerdo con estos resultados, se considera que se tiene una estimación confiable del estado observado; en la Figura 3.10 se observa que el sistema presenta un porcentaje de sobrepaso de 4 %, y un tiempo de asentamiento t_s de 0.695 s. De acuerdo con estas características, se satisfacen las condiciones de diseño definidas en la Ec. (3.6).

Dicha respuesta de velocidad angular es el resultado de un voltaje de control y por consiguiente una corriente de armadura como se muestra en la Figura 3.11, en la cual se observa que los voltajes de control no causarán problemas de saturación en el actuador, ya que el voltaje máximo es de 123.5 V y un voltaje para el estado estacionario de 121.8 V. De igual forma la corriente de armadura se encuentra dentro de los rangos sin causar una corriente excesiva en el actuador, ya que presenta un valor de pico de 0.7531 A y un valor en estado estacionario de 0.3083 A.

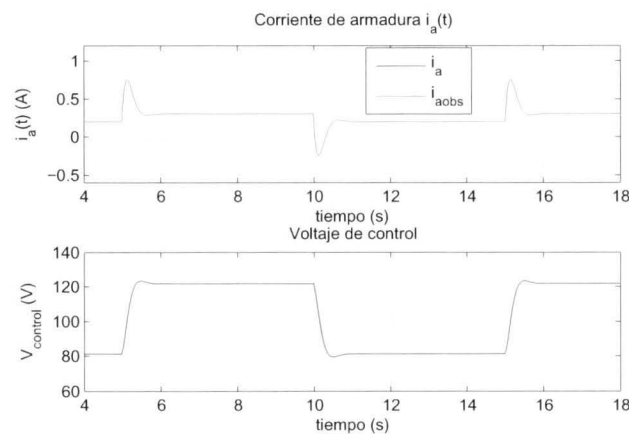


Figura 3.11: Voltaje de control y corriente de armadura, esquema retroalimentación de estados con observador y acción integral.

De acuerdo con estos resultados mostrados en las Figuras 3.10 y 3.11, correspondientes a la implementación del esquema de control por retroalimentación de estados con observador de estados más acción integral, es factible llevar el esquema descrito a una prueba experimental, para realizar una comparación entre los esquemas implementados a lo largo de este trabajo.

3.3. Control con retroalimentación de estados por comando de corriente

Dentro de la diversidad de esquemas de control que existen en la actualidad, día a día se han desarrollado sistemas de control más complejos, esto se debe al amplio estudio de los sistemas físicos. En los cuales se implementa un control para mejorar aspectos específicos en el sistema, tomando en cuenta los estados del sistema, y mantener dentro de un valor deseado a los estados. De dicho modo, se permite mantener un mayor aprovechamiento del sistema. Sin embargo, esto se puede ver complicado ya que requiere de una electrónica mayor para su implementación.

Partiendo del modelo del motor de CD de excitación separada dado por la Ec. (2.43), la cual asume que se cuenta con un control comando corriente, el cual utiliza una ganancia proporcional, para conseguir un control de velocidad, y según el procedimiento establecido en [Chiasson, 2005], es necesario elegir una trayectoria de referencia que satisfaga

$$\begin{aligned}\frac{d\omega_{ref}}{dt} &= \frac{K_b}{J}i_{ref} - \frac{B_m}{J}\omega_{ref} , \\ \frac{d\theta_{ref}}{dt} &= \omega_{ref} ,\end{aligned}\tag{3.36}$$

de modo que los errores de posición y de velocidad se definen a partir de la diferencia de la Ec. (3.36) y la Ec. (2.43) como

$$e_1 = \theta_{ref} - \theta(t) ,\tag{3.37}$$

$$e_2 = \omega_{ref} - \omega(t) .\tag{3.38}$$

Sustituyendo la Ec. (2.43) en la Ec. (3.36) se tiene que e_1 y e_2 tienen el valor de

$$\begin{aligned}\frac{de_1}{dt} &= e_2 , \\ \frac{de_2}{dt} &= -\frac{B_m}{J}e_2 + \frac{\tau_L}{J} + \Gamma ,\end{aligned}\tag{3.39}$$

con

$$\Gamma \triangleq \frac{K_b}{J}(i_{ref} - i_r) ,\tag{3.40}$$

donde i_r es la entrada y es de libre elección. Sin embargo, el objetivo para este esquema es definir Γ tal que $e_1(t) \rightarrow 0$ y $e_2(t) \rightarrow 0$ cuando $t \rightarrow \infty$, de modo que se debe escoger Γ como

$$\Gamma = -(K_0e_0(t) + K_1e_1(t) + K_2e_2(t)) .\tag{3.41}$$

Definiendo un error adicional como

$$e_0 \triangleq \int_0^t e_1(\tau) d\tau .$$

El valor de i_r puede ser deducido de la Ec. (3.40). Para ello es necesario el valor de Γ , el cual está dado por la Ec. (3.41), por lo tanto al sustituir ambos valores en la Ec. (3.39) se tiene el sistema

$$\begin{aligned} \frac{e_0}{dt} &= e_1 , \\ \frac{e_1}{dt} &= e_2 , \\ \frac{e_2}{dt} &= -\frac{B_m}{J} e_2 - k_0 e_0 - K_1 e_1 - K_2 e_2 + \frac{\tau_L}{J} . \end{aligned} \quad (3.42)$$

Aplicando la transformada de Laplace a la Ec. (3.42) y reacomodandola en su forma matricial se tiene

$$\underbrace{\begin{bmatrix} s & -1 & 0 \\ 0 & s & -1 \\ K_0 & K_1 & s + \frac{B_m}{J} + K_2 \end{bmatrix}}_{E_{mot}} \begin{bmatrix} E_0(s) \\ E_1(s) \\ E_2(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_0(0) \\ e_1(0) \\ e_2(0) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{\tau_L(s)}{J} \end{bmatrix} . \quad (3.43)$$

3.3.1. Diseño de control por retroalimentación de estados por comando de corriente

El diseño de este esquema de control de velocidad parte de la Ec. (3.43), realizando la inversa de la matriz E_{mot} , se obtiene lo siguiente

$$\frac{1}{\Delta_1} \begin{bmatrix} s^2 + \left(K_2 + \frac{B_m}{J}\right) s + K_1 & s + K_2 + \frac{B_m}{J} & 1 \\ -K_0 & s^2 + \left(K_2 + \frac{B_m}{J}\right) s & s \\ -K_0 s & -(K_1 s + K_0) & s^2 \end{bmatrix} ,$$

con

$$\Delta_1 = s^3 + \left(K_2 + \frac{B_m}{J}\right) s^2 + K_1 s + K_0 . \quad (3.44)$$

Suponiendo que $\tau_L = 0$, y desarrollando la transformada de Laplace, todos los errores en lazo cerrado tienen su ecuación característica idéntica, la cual es expresada dada por la Ec. (3.44). Para determinar los valores de las ganancias de control K_0 , K_1 y K_2 , basta con realizar una asignación de polos. Para ello, es necesario proponer un polinomio de tercer orden de la siguiente forma

$$\begin{aligned} P_{dc}(s) &= (s + r_1)(s + r_2)(s + r_3) \\ &= s^3 + (r_1 + r_2 + r_3) s^2 + (r_1 r_2 + r_1 r_3 + r_2 r_3) s + r_1 r_2 r_3 . \end{aligned} \quad (3.45)$$

Al igualar la Ec. (3.45) con la Ec. (3.44), se obtiene que las ganancias de control

$$K_0 = r_1 r_2 r_3 , \quad (3.46a)$$

$$K_1 = r_1 r_2 + r_1 r_3 + r_2 r_3 , \quad (3.46b)$$

$$K_2 = r_1 + r_2 + r_3 - \frac{B_m}{J} , \quad (3.46c)$$

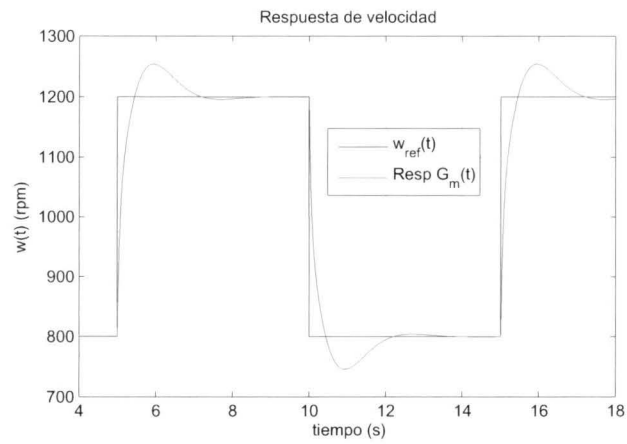


Figura 3.13: Respuesta de velocidad de control de seguimiento por retroalimentación de estado por comando de corriente.

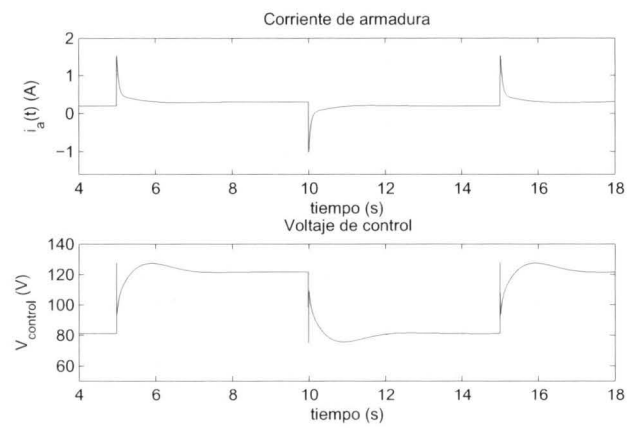


Figura 3.14: Voltaje de control y corriente de armadura del control seguimiento por retroalimentación de estado por comando de corriente.

Las ganancias obtenidos para la implementación en simulación, serán usados para la evaluación experimental. Con la finalidad de realizar una comparación entre cada esquema, presentado a lo largo de este capítulo.

	$\%OS$	t_s	ω_{max}
PID_I	5.75	0.629	1223
PID_{II}	4	0.699	1216
<i>Retroalimentación de estados</i>	4	0.695	1216
<i>Comando por corriente</i>	13.5	1.9	1254

Cuadro 3.3: Parámetros de desempeño de los controladores diseñados para el motor de corriente directa.

Los valores obtenidos de cada simulación de los controladores diseñados para el motor de corriente directa en el presente trabajo se muestran en el Cuadro 3.3, donde se puede apreciar el desempeño de cada uno. Se puede apreciar en dicho Cuadro, que los dos controladores cumplen con las especificaciones de diseño son el controlador PID de dos grados de libertad y el controlador por retroalimentación de estados.

Capítulo 4

Implementación de los esquemas de control en tiempo real

Los esquemas de control, descritos en el capítulo anterior, se implementaron en tiempo real por medio de una plataforma experimental utilizando una tarjeta de adquisición de datos dSPACE 1103, con un tiempo de muestreo de 0.1 ms, una vez que se tuvieron los resultados de simulación computacional mediante plantillas Matlab/SIMULINK[®]. Para realizarla, se utilizaron los bloques proporcionados por la tarjeta de adquisición de datos, haciendo únicamente uso de bloques básicos de SIMULINK[®].

La alimentación de voltaje de campo se implementó mediante una fuente de voltaje constante de 168 V, esta se describe en el apéndice A.

Para el voltaje de armadura se realizó a través de una fuente de alimentación conmutada con un ciclo de trabajo variable desde cero al cien por ciento, donde el 0% corresponde a 0 V y el 100% a 168 V, esta fuente de voltaje trabaja en un rango de 0 V a 5 V como entrada de referencia para el ciclo de trabajo. El diseño de esta fuente de alimentación se encuentra descrito en el apéndice A.

Debido a que los voltajes de control fueron limitados a los voltajes que pueden ser generados por la fuente de voltaje de armadura, se normalizó el voltaje de control de manera tal que tome valores entre 0 y 5 volts, mediante una ganancia de 1/33.6.

Por otro lado, en cuanto a la medición de las corrientes se acondicionó una tarjeta de circuito impreso (PCB por sus siglas en inglés) utilizando sensores de corriente por efecto Hall Honey Well CSNA111 y MS15. Se utilizó un amplificador operacional en configuración seguidor para incorporar estas señales a la tarjeta de adquisición de datos y evitar acoplamiento de impedancias. Es importante mencionar que el valor de la corriente medida no es utilizada en la implementación de los esquemas, únicamente se adquiere para obtener una referencia.

Para utilizar la señal de control proporcionada por la tarjeta de adquisición de datos dSPACE y evitar la exigencia de corriente y acoplamiento de impedancias, se diseñó una tarjeta de circuito impreso utilizando un amplificador de aislamiento con la matri-

cula ISO124P, de Texas Instruments. El diseño de este circuito se encuentra descrito en el apéndice A.

Para la medición de posición, se dispone de un decodificador (encoder) diferencial ABZ de 1024 pulsos por revolución, marca DYNAPAR serie HS35R, acoplado al eje del motor. Las señales de dicho encoder se incorporan a la tarjeta de adquisición de datos para su uso. Para obtener la velocidad a partir de las señales disponibles del encoder, fue utilizado un diferenciador denominado “diferenciador sucio de segundo orden compensado” [Mujica et al., 2014], expresado por

$$\dot{z}_1 = z_2, \quad (4.1a)$$

$$\dot{z}_2 = -\lambda^2 z_1 - 2\lambda z_2 + \lambda^2 \theta, \quad (4.1b)$$

donde θ es la posición medida de la flecha del motor, z_1 es la posición filtrada, $\omega = z_2$ la velocidad (real) del motor con

$$\begin{bmatrix} z_1(0) \\ z_2(0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \theta(0) \\ 0 \end{bmatrix}.$$

La estabilidad de este algoritmo se cumple para todo $\lambda > 0$, como se menciona en [Mujica et al., 2014], y el valor empleado para la implementación experimental fue $\lambda = 100$.

Para realizar una comparación de los tres esquemas de control estudiados a lo largo del presente trabajo, se sometieron ante una misma señal de referencia de velocidad, la cual fue

$$\omega_{ref}(t) = \begin{cases} 800 & 0 < t < \frac{T}{2}, \\ 1200 & \frac{T}{2} < t < T, \end{cases} \quad (4.2)$$

con periodo $T = 10$ s y la velocidad angular dada en rpm.

La implementación experimental de cada esquema se realizó con bloques básicos de Matlab/SIMULINK[®] (R2010a), con la configuración el método de integración Euler ode1 y un paso fijo de 0.0001 s. Las matrices de observadores de estados en los últimos dos esquemas se realizó bajo elementos básicos, los bloques empleados para aplicar la derivada o integral de una señal se hizo mediante el bloque que proporciona SIMULINK[®].

El bloque usado para adquirir señales de la tarjeta de adquisición de datos fue a través un convertidor analógico-digital (ADC por sus siglas en inglés) *DS1103ADC*. El envío de la señal de control al actuador se realizó mediante el bloque llamado *DS1103DAC*, el cual puede generar señales analógicas dentro del rango de ± 10 V.

Para la lectura del decodificador óptico antes mencionado se realizó mediante los bloques *DS1103ENC_POS* y *DS1103ENC_SETUP*. Estos bloques proporcionan de una forma adecuada la lectura de la posición a partir de las señales del *encoder*. Cabe mencionar que todos los esquemas se realizaron bajo la condición de contar únicamente con la medición de una variable: la velocidad angular de la flecha del motor.

4.1. Controlador PID

En el capítulo anterior se analizaron dos configuraciones de implementación para el esquema PID, los cuales consisten en un control con un grado de libertad o realimentación en serie con la señal de error, y un esquema de control de dos grados de libertad. Aunque ambos presentan una respuesta satisfactoria de acuerdo a las condiciones de diseño definidas por la Ec. (3.6), el esquema con dos grados de libertad no presentó una saturación en el actuador. Dicho lo anterior y debido a que se logra un menor esfuerzo de control, se implementó en forma experimental este esquema de control con dos grados de libertad, para ello, la sintonización se realizó con las ganancias de control definidas por la Ec. (3.21), las cuales son resultado de los polos deseados definidos en la Ec. (3.20).

Al aplicar la señal de referencia definida por la Ec. (4.2), la respuesta de velocidad obtenida se muestra en la Figura 4.1, el cual presenta un valor de porcentaje de sobrepaso en el cambio de menor a mayor velocidad de 9.75 %, el cual equivale a 39 rpm y un tiempo de asentamiento de 0.79 s.

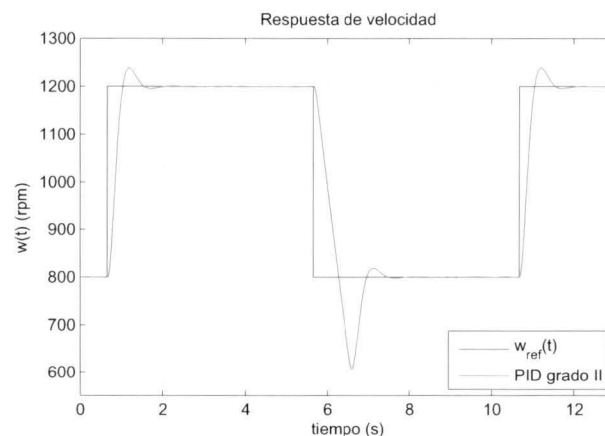


Figura 4.1: Respuesta de velocidad de un PID.

Debido a la respuesta de velocidad se genera un error de ésta, en el cual se obtiene un valor en estado estacionario de ± 1 rpm, como se observa en la Figura 4.2.

La respuesta de velocidad de este esquema de control fue generada a partir de un voltaje de control, Figura 4.3, en donde se aprecia que el voltaje máximo de control tiene un valor de 130.6 V y un voltaje promedio en estado estacionario de 125 V cuando se tiene una referencia de velocidad mayor, y se tiene un voltaje mínimo de 22.9 V y un voltaje promedio en estado estacionario de 87 V cuando tiene una referencia de velocidad mínima. Estos valores están dentro de los límites de la fuente de alimentación. Cuando la respuesta se encuentra en estado estacionario se tiene un voltaje de control que oscila entre 126.75 V y 124.75 V.

Es interesante notar que en el momento en que la referencia tiene un cambio de mayor

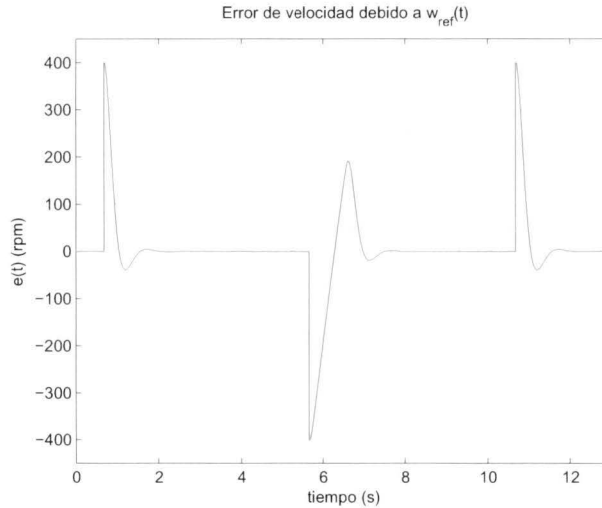


Figura 4.2: Error de velocidad PID.

a menor velocidad, hay una disminución de voltaje de armadura, de forma considerable alrededor de 64 V antes de llegar al estado estacionario, es posible que se deba a varias causas, falta de un mejor conocimiento de los parámetros, la inercia presente de la armadura.

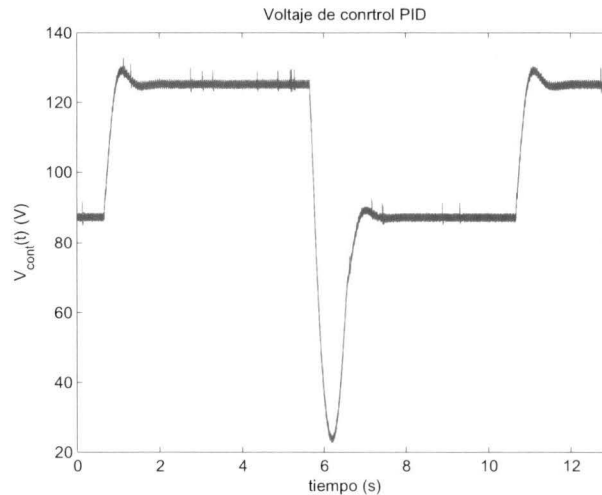


Figura 4.3: Voltaje de control PID.

De acuerdo al voltaje de control que se genera hacia el motor de CD, se tiene una corriente de armadura como la mostrada en la Figura 4.4, en donde el valor máximo de esta corriente es de 1.4 A, cuando se tiene un cambio de referencia de mayor velocidad y en el estado estacionario tiene un valor entre 0.5 A y -0.1 A en ambas referencias de

velocidad, mientras que en el cambio de referencia a menor velocidad hay una corriente casi cero desde el momento que se tiene este cambio.

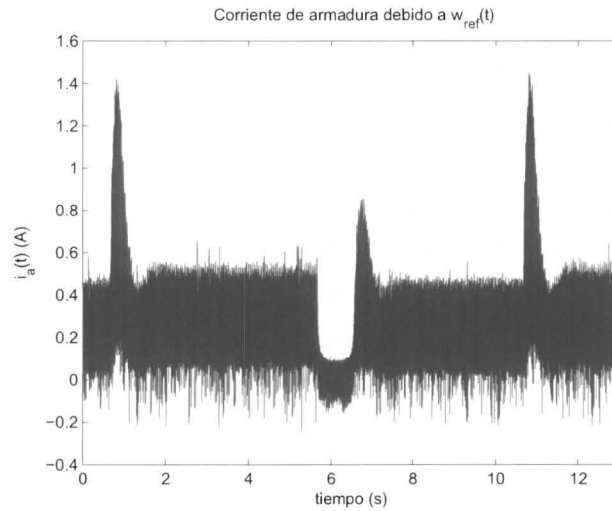


Figura 4.4: Corriente de armadura, control PID.

La implementación del esquema de control PID de dos grados de libertad fue realizada bajo el programa de ControlDesk[®] version V3.7.3 con una plantilla, como se muestra en la Figura 4.5. Estos valores obtenidos serán comparados con el resto de los esquemas presentados en este trabajo. Las ganancias de control implementadas, son las obtenidas bajo las condiciones de diseño y no hubo necesidad de realizar una sintonización de éstas.

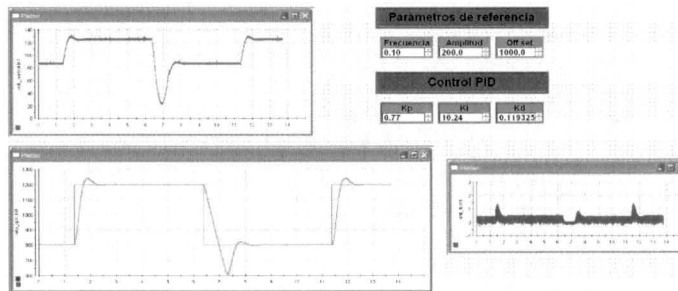


Figura 4.5: Implementación experimental de control PID.

4.2. Controlador por retroalimentación de estados con observador de estados y acción integral

En este esquema de realimentación de estados se implementó un observador para estimar el valor de i_a . Las ganancias implementadas para el observador son las definidas

en la Ec. (3.34), los polos usados para la retroalimentación de estados son los definidos por la Ec. (3.20), los cuales son el resultado de las condiciones de diseño descritas en la Ec. (3.6), arrojando como resultado las ganancias para la realimentación de estados y acción integral las definidas en la Ec. (3.35).

Para la implementación en tiempo real de este esquema de control se utilizó la señal de referencia de velocidad definida en la Ec. (4.2).

Como resultado se obtuvo la respuesta de velocidad mostrada en la Figura 4.6, en la cual se obtiene un valor de porcentaje de sobrepaso de 19.25 % equivalente a 77 rpm y un tiempo de asentamiento de 1.3168 s cuando se tiene una referencia de velocidad de 1200 rpm. En cambio cuando la referencia es menor de 800 rpm, se tiene una velocidad pico de 585 rpm lo cual sería 53.8 %, lo cual indica que se tiene un mayor esfuerzo de control, debido a la inercia, el valor de los parámetros encontrados, entre otros más dejando a investigación futura.

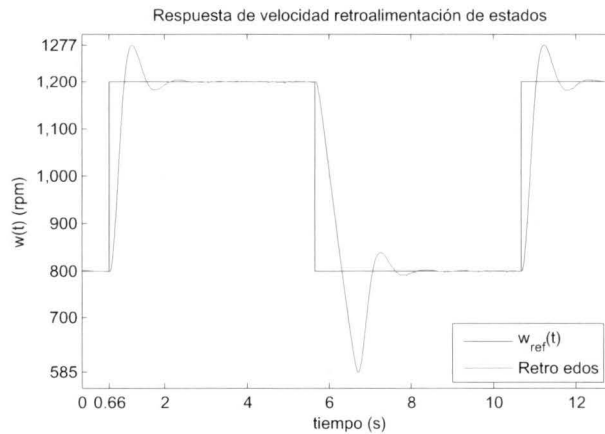


Figura 4.6: Respuesta de velocidad, retroalimentación de estados.

El error de velocidad se muestra en la Figura 4.7, en la cual se tiene un error en estado estacionario de ± 1 rpm en ambas referencias de velocidad.

La respuesta de velocidad, obtenida de la implementación experimental es lograda, mediante el voltaje de control aplicado al motor de CD de excitación separada, el cual es mostrado en la Figura 4.8, donde se muestra que para el instante que corresponde al cambio de referencia de velocidad, de 800 rpm a 1200 rpm, hay un pico máximo de velocidad, al cual le corresponde un voltaje máximo de 133.2 V y un voltaje promedio en estado estacionario de 125 V.

Cuando se tiene una disminución de velocidad, de 1200 rpm a 800 rpm, se tiene un voltaje mínimo de 52.57 V y un voltaje promedio de 86.8 V en estado estacionario. En ambas referencias de velocidad en estado estacionario se tiene que el voltaje oscila ± 1 V. Se observa que en el momento en que la referencia tiene un cambio de mayor a menor velocidad la disminución de voltaje es alrededor de 34 V, antes de llegar al

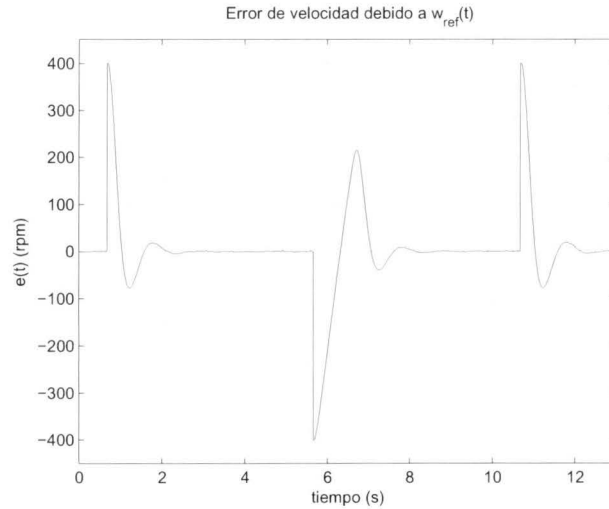


Figura 4.7: Error de velocidad, retroalimentación de estados.

estado estacionario.

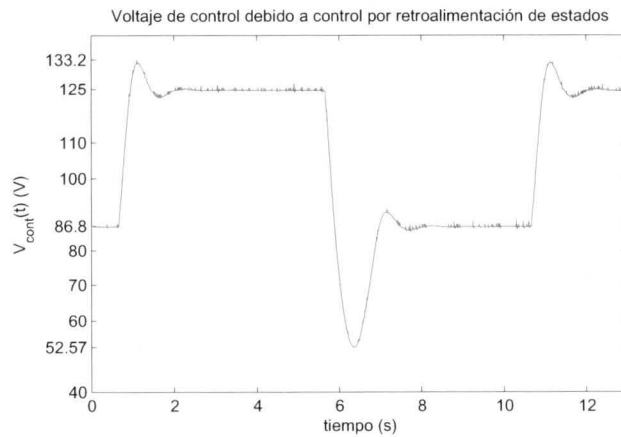


Figura 4.8: Voltaje de control, retroalimentación de estados.

Debido al voltaje de control, que se genera en el devanado de armadura, se tiene una corriente como se muestra en la Figura 4.9, en la cual las señales mostradas son: la corriente medida, la corriente medida filtrada y la corriente estimada por el observador de estados. Considerando la corriente medida filtrada, en el cambio de velocidad de menor a mayor, se presenta un valor máximo de 1.4 A. En estado estacionario en ambas referencias de velocidad, la corriente de armadura, oscila entre 0.05 A y 0.5 A. Por otro lado, mientras sucede el cambio de referencia de mayor a menor velocidad hay una corriente oscilante entre -0.1 A y 0.1 A. En este lapso de tiempo que sucede el cambio, la corriente estimada no corresponde en promedio a la filtrada.

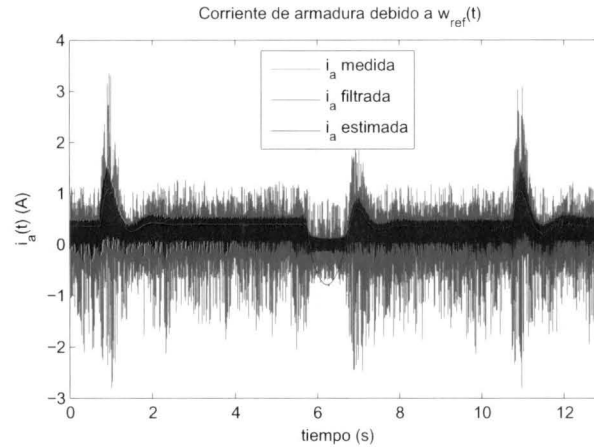


Figura 4.9: Corriente de devanado de armadura, esquema retroalimentación de estados.

La implementación en tiempo real fue realizada en el software ControlDesk[®] version V3.7.3 bajo la plantilla mostrada en la Figura 4.10.

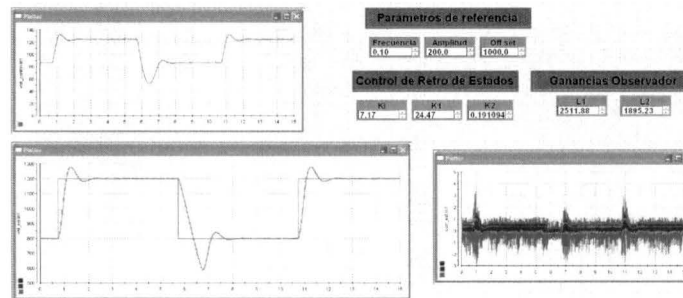


Figura 4.10: Implementación experimental de retroalimentación de estados.

4.3. Controlador con retroalimentación de estados por comando de corriente

Como se mencionó en el capítulo anterior, se utilizó el observador diseñado y que se implementó en la simulación para el controlador por ubicación de polos por retroalimentación de estados y la ganancia proporcional del lazo de corriente están definidas en las Ecs. (3.47) y (3.48), respectivamente.

La señal de referencia aplicada al motor de CD de excitación separada en la implementación en tiempo real de este esquema de control está definida por la Ec. (4.2)

El resultado obtenido correspondiente a la respuesta de velocidad se muestra en la Figura 4.11, en el cambio de 800 rpm a 1200 rpm, el tiempo de asentamiento es de 1.7588 s y un valor máximo de 59 rpm, lo cual corresponde a un porcentaje de sobrepaso

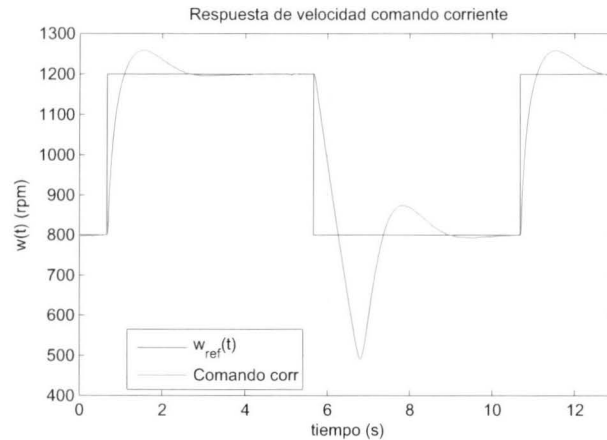


Figura 4.11: Respuesta de velocidad comando corriente.

del 14.75 %. A diferencia cuando la referencia es de 800 rpm, se obtuvo una velocidad pico de 492 rpm lo que corresponde 77 %.

El error de velocidad es mostrado en la Figura 4.12, dicho error tiene un valor en estado estacionario de ± 0.6 rpm.

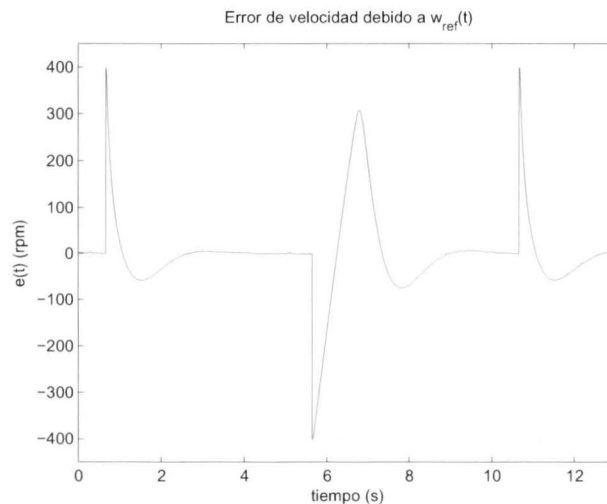


Figura 4.12: Error de velocidad comando corriente.

De acuerdo con el resultado de velocidad obtenido de la implementación experimental, se logra por medio de un voltaje de control aplicado al motor de CD de excitación separada, el cual es mostrado en la Figura 4.13, en el instante de cambio de referencia de 800 rpm a 1200 rpm, se presenta un voltaje máximo de 133.7 V y en estado estacionario corresponde a un voltaje promedio de 124.5 V. Por otro lado, en el cambio de referencia

de 1200 rpm a 800 rpm, hay un voltaje mínimo de 37.38 V con un voltaje promedio de 86.5 V en estado estacionario.

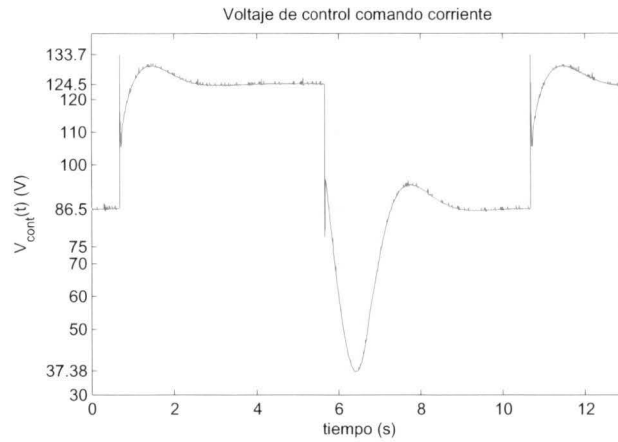


Figura 4.13: Voltaje de control, esquema comando corriente.

Para ambas referencias de velocidad en estado estacionario se tiene una oscilación entre ± 0.4 V. Es posible apreciar que en el instante en que la referencia tiene un cambio de mayor a menor velocidad se tiene una disminución de voltaje cerca de 49 V, instantes antes de llegar a un estado estacionario.

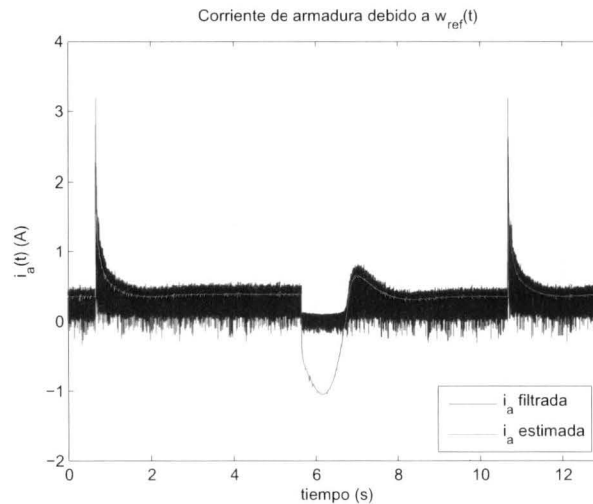


Figura 4.14: Corriente armadura comando corriente.

El voltaje de control generado en el devanado de armadura genera una corriente, como se observa en la Figura 4.14, donde se muestra la señal de corriente medida filtrada y la corriente estimada por el observador de estados. Tomando en cuenta la corriente

medida filtrada, en el instante que corresponde, al cambio de referencia de velocidad de 800 rpm a 1200 rpm, se tiene un valor máximo de 3.2 A, y en ambas referencias de velocidad, hay una corriente en estado estacionario que oscila entre -0.2 A y 0.5 A. Para el instante en que hay un cambio de referencia de 1200 rpm a 800 rpm, la corriente se encuentra oscilante entre -0.2 y 0.1 A. En el momento que hay este cambio, la corriente estimada no corresponde en promedio a la filtrada.

Esta implementación en tiempo real se realizó mediante el software ControlDesk[®] version V3.7.3 bajo la plantilla mostrada en la Figura 4.15.

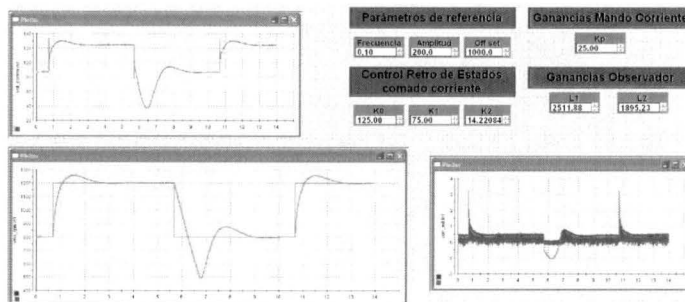


Figura 4.15: Implementación experimental de comando de corriente.

4.4. Comparación de los esquemas de control

Una vez descritas las principales características de los esquemas de control de velocidad aplicados al motor de CD de excitación separada, realizadas bajo las características de diseño definidas en la Ec. (3.6) de manera individual, se tienen las condiciones para realizar una comparación entre dichos esquemas y encontrar sus ventajas respecto al resto de los esquemas presentados en este trabajo.

El resultado de la respuesta de velocidad obtenida correspondiente a los tres esquemas al aplicar la señal de referencia dada por la Ec. (4.2) se muestra en la Figura 4.16. Se observa que el esquema PID de dos grados de libertad tiene un menor porcentaje de sobrepaso, el cual corresponde al 9.75 %, éste es equivalente a un valor máximo de 39 rpm.

Analizando el tiempo de asentamiento, el esquema PID tiene el menor tiempo de asentamiento, el cual corresponde a 0.79 s para el caso donde $w_{ref}(t)$ se encuentra en una velocidad de 800 rpm y hace un cambio de velocidad a 1200 rpm. En el instante de disminuir la velocidad a 800 rpm el control PID presentó la menor disminución de velocidad, el cual es de 608 rpm, mientras que el esquema de comando corriente presenta el mayor pico máximo de velocidad, el cual es de 492 rpm. Por otro lado, el PID presenta

el menor error en estado estacionario, esto se observa en la Figura 4.17, éste mantiene

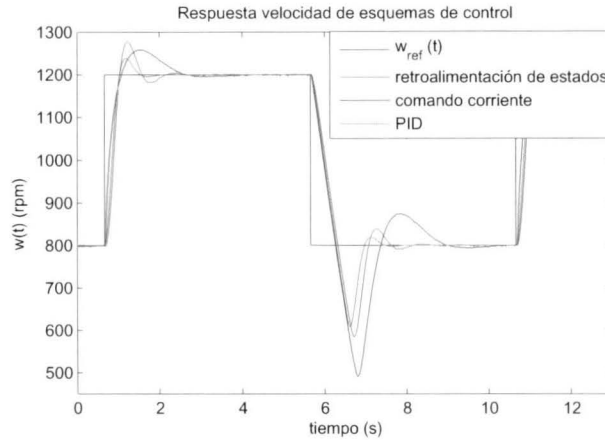


Figura 4.16: Respuesta velocidad esquemas de control de velocidad.

sobre la señal de referencia oscilando entre ± 1 rpm, lo cual logran de igual manera los dos esquemas restantes pero con la diferencia que la oscilación sobre la referencia es mayor.

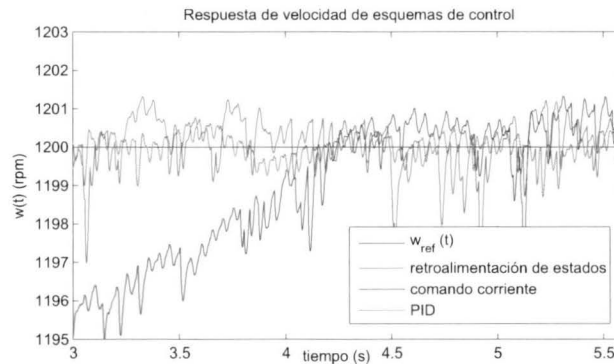


Figura 4.17: Respuesta de velocidad esquemas de control de velocidad.

Los voltajes de control, aplicados al motor de corriente directa de excitación separada se presentan en la Figura 4.18, en donde se observa, en la primera mitad del periodo de w_{ref} , el esquema de comando corriente y retroalimentación de estados generan un voltaje con una menor variación, a diferencia del esquema PID, este último esquema presenta en toda la trayectoria, una variación mayor en el voltaje para conseguir llevar el motor a la referencia deseada. Por otro lado, el máximo valor pico de voltaje, es generado por el esquema de retroalimentación de estados durante la respuesta transitoria, para el mismo instante, los voltajes de los dos esquemas restantes se mantienen en un valor máximo similar de 130 V.

En la segunda mitad, del periodo de la señal de referencia, no se mantiene la misma respuesta de voltajes, para conseguir la referencia deseada. El esquema PID genera

un voltaje con mayor esfuerzo para disminuir la velocidad, en cambio, el esquema de realimentación de estados, requiere el menor esfuerzo para llegar a la referencia deseada, y finalmente el esquema de comando corriente, genera un voltaje, manteniendo un nivel intermedio a comparación de los otros dos esquemas descritos.

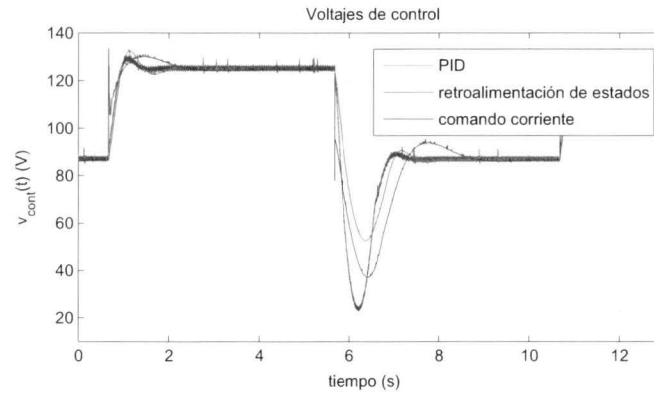


Figura 4.18: Voltaje de esquemas de control de velocidad.

Analizando los esfuerzos de control en el estado estacionario. El esquema de comando corriente, genera una respuesta de voltaje de control para conseguir la velocidad de referencia, de manera asintótica sin aumentos de gran magnitud, esto a pesar de que aun no ha conseguido un error igual a cero, Figura 4.19, donde se muestra que dicho esquema presenta la menor variación en el voltaje generado a diferencia de los esquemas de realimentación de estados y PID. Se aprecia en la misma figura que los cambios de voltaje de control correspondientes al PID son de mayor oscilación que los otros dos esquemas.

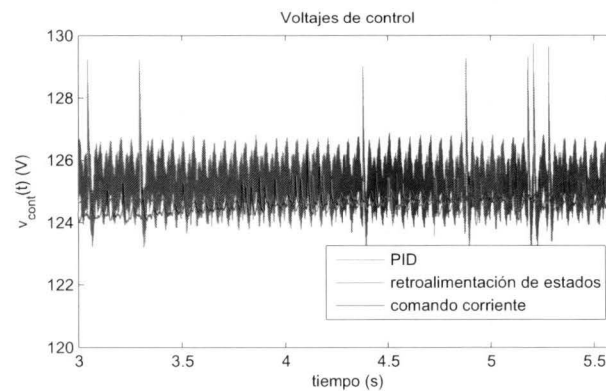


Figura 4.19: Voltaje de esquemas de control de velocidad.

En las figuras anteriormente descritas, se mostraron los esfuerzos de control, los cuales generan una corriente de armadura. La Figura 4.20, corresponde a las corrientes de armadura medidas filtradas, analizando el transcurso de 0 a $T/2$ de la señal de referencia

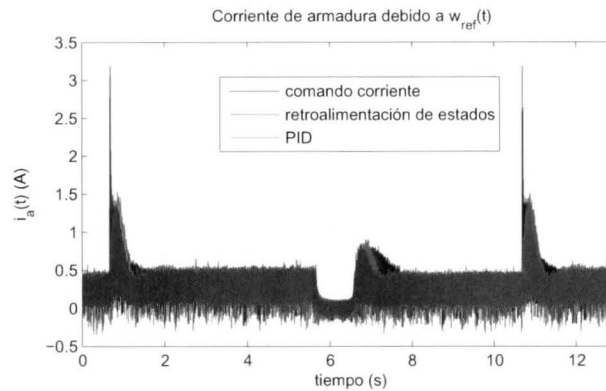


Figura 4.20: Corriente de armadura.

de velocidad. El esquema de velocidad de comando corriente, genera una corriente mayor para la respuesta transitoria, la cual tiene un valor de 3.166 A, mientras que el menor valor de corriente máxima, se debe al esquema PID, con un valor de 1.419 A.

Analizando la corriente de armadura, para todos los esquemas, en estado estacionario, oscila entre -0.31 y 0.65 A, para el intervalo de $T/2$ a T , la corriente máxima generada en la respuesta transitoria, es debida al esquema de realimentación de estados, la cual es de 0.8981 A. Por otra parte, la menor corriente máxima, la logra el esquema de comando corriente, con un valor de 0.81 A.

En el cambio de referencia de 1200 rpm a 800 rpm, la corriente i_a oscila entre ± 0.1 A. Con la comparación experimental, entre los esquemas presentados, se puede determinar que todos llegan a una zona entorno a $e_{ss} = 0$.

Los valores obtenidos de cada simulación, se muestran resumidos en el Cuadro 4.1, donde se puede apreciar el desempeño de cada uno. En dicho cuadro se puede observar que en la implementación en forma real de los tres esquemas de los controladores ninguno cumple con las especificaciones de diseño. El que más se acercó fue el controlador PID de dos grados de libertad. El hecho de que no se cumplan las especificaciones de diseño pueden ser varias razones. Una es el no conocimiento exacto de los parámetros del motor de corriente directa, otra razón puede ser el hecho de que la fuente de alimentación variable no tienen implementado un control, es decir esta está diseñada sólo en lazo abierto.

	%OS	t_s	ω_{max}
PID_{II}	9.75	0.79	1239
Retroalimentación de estados	19.25	1.3168	1277
Comando por corriente	14.75	1.7588	1259

Cuadro 4.1: Parámetros de desempeño

Capítulo 5

Conclusiones

Como resultado del presente trabajo, se cuenta con el acondicionamiento eléctrico-electrónico para implementar esquemas de control a un motor de corriente directa de excitación separada, de 3/4 HP, con una velocidad nominal de 1750 rpm, corriente de armadura de 3.2 A. Mediante una computadora personal (PC), y con una tarjeta de adquisición de datos dSPACE 1103, haciendo uso de Matlab/SIMULINK[®]. Por medio de ControlDesk[®], se pueden realizar pruebas experimentales en tiempo real. Para dicho trabajo se implementaron con un tiempo de muestreo de 0.1 ms.

Debido a la estructura lineal, que presenta el modelo del motor de CD de excitación separada, considerando nula la perturbación par de fuerza de carga, se obtuvieron resultados cercanos, a los esperados en la implementación en tiempo real al utilizar herramientas de control lineal. Como es la caracterización de la respuesta ante una entrada tipo escalón, en la cual se tomaron dos parámetros de desempeño, el tiempo de asentamiento y el sobrepaso máximo, de estas dos características, se obtuvieron un par de polos conjugados complejos, los cuales mediante la técnica de asignación de polos, se pudo llevar a cabo la sintonización de los esquemas de control de velocidad.

Ya que el modelo del motor de corriente directa de excitación separada cumple con las propiedades de observabilidad y controlabilidad, se puede aplicar el teorema de separabilidad. Es posible asignar las ganancias del observador, sin afectar la dinámica de la retroalimentación de estados. Es por ello que, se tiene un sistema real, en donde es aplicado dicho teorema, ya que el observador implementado tiene un buen desempeño con los polos asignados.

En todos los esquemas evaluados, a lo largo de este trabajo se asume que se tiene la medición directa, de la velocidad angular del eje del motor ω_m , es decir, para la sintonización de cada uno de estos, no se toma en cuenta la dinámica del diferenciador denominado “diferenciador sucio de segundo orden compensado”, propuesto por [Mujica et al., 2014], a pesar de esto, los esquemas cumplen bajo un error mínimo las condiciones de diseño propuestas.

De la implementación experimental, en tiempo real y lo antes mencionado, se puede decir que, el conjunto de los parámetros eléctricos y mecánicos del motor obtenidos,

están muy cercanos a sus valores reales. Los esquemas dependen de éstos, y presentaron un comportamiento aceptable en su desempeño, ya que una vez puesta en marcha bajo las plantillas implementadas en ControlDesk[®] de cada uno de los esquemas de control de velocidad, no fue necesaria una sintonización extra de las ganancias de control.

En el presente trabajo, se analizan dos métodos de realizar el esquema PID, en ambos se conservan las tres propiedades que aporta al sistema dicho esquema, pero existe una diferencia notable, al realizar el análisis de la función de transferencia en lazo cerrado, en la cual una corresponde, a una compensación en serie con el error, de las tres acciones de control, la cual agrega dos ceros. En el modelo de dos grados de libertad, a diferencia del modelo con un grado de libertad, no hay una incorporación de esta dinámica transitoria. Es importante realizar un análisis previo, realizar un diseño de la colocación de la acción de control, sí y sólo sí, el esquema en cuestión lo permita.

Por otro lado, al comparar los resultados de las respuestas ante la señal de referencia de velocidad, cabe mencionar que, los tres esquemas fueron diseñados bajo la restricción de solo disponer de uno de los estados del sistema: velocidad angular ω . Otra restricción para la comparación, fue contar con un panorama similar entre ambos, como fue: la sintonización de cada uno, haciendo uso de los mismos polos dominantes, los cuales fueron obtenidos de acuerdo a los parámetros de diseño. Bajo estas consideraciones, los tres esquemas convergen a la señal de referencia deseada, y dos esquemas tienen una respuesta transitoria muy cercana a los parámetros deseados definidos por la Ec. (3.6), a pesar de esto, los esfuerzos de control presentan una variación en donde tienen un desempeño no tan similar entre ellos.

Los convertidores digital-analógico (DAC) correspondientes a la tarjeta de adquisición de datos dSPACE 1103, deben ser aislados para evitar los problemas en modo común, como diferencias de potencial, producto de la unión de masa analógica con la masa de potencia. Así mismo, agregar una protección de corto circuito, evitando su daño parcial o total, y obtener un aislamiento entre el circuito de potencia y la tarjeta de adquisición de datos, para ello fue suficiente mediante un amplificador de aislamiento ISO 124P del fabricante *Texas Instruments*, el cual tiene el inconveniente que requiere de dos fuentes de voltaje para su operación, pero proporciona un aislamiento para voltaje continuo de 1500 Vrms.

En la implementación de la etapa de procesamiento, se realizó un generador de señal PWM de 40 KHz. A la cual, su ciclo de trabajo corresponde a la señal proporcionada, por la etapa de aislamiento del DAC de la tarjeta de adquisición de datos. Es importante tener en cuenta los ciclos de trabajo máximos y mínimos, es decir, este ciclo de la señal generada debe variar de 0% a 100%, ya que el acondicionamiento estuvo diseñado para realizar variación del voltaje de armadura.

Otro punto importante a tomar en cuenta, es el aislamiento de la etapa de procesamiento. Lo cual se debe a que la fuente de voltaje no puede entregar la corriente y voltajes necesarios, para el motor a estudiar en este trabajo, para este objetivo, se hizo un circuito mediante optoacopladores con salida a transistor. Un detalle más a considerar, es contar con el acceso a la señal de referencia del ciclo de trabajo, esto con el fin de realizar pruebas de funcionamiento, previas a la implementación de los esquemas

de control. Así descartar una posible falla por la etapa de acondicionamiento.

Para un correcto funcionamiento, de la etapa final de electrónica de potencia, implementada con MOSFET. Se deben agregar dos diodos, de conmutación rápida, el primero de estos es llamado diodo de corrida libre, el cual tiene la tarea de impedir el paso de corrientes inversas generadas durante el apagado del MOSFET, y el segundo diodo es colocado en paralelo, entre las terminales de drenador y surtidor, del dispositivo semiconductor, esto para evitar daño durante su operación.

Se debe mantener un nivel de voltaje, el cual tenga la misma referencia de voltaje entre cada etapa, ya que de lo contrario no se obtendrá un correcto funcionamiento, y otro punto por mencionar es la correcta elección del dispositivo semiconductor a emplear, el cual cumpla con las características de voltaje, corriente y resistencia de compuerta. Por otro lado, se debe realizar la correcta elección del capacitor de fuentes de voltaje, para que sea proporcionado el voltaje y la corriente requerida.

Como resultado de la identificación de parámetros, mediante una serie de pruebas físicas, en las cuales involucran: el acoplamiento de un motor secundario para realizar la identificación de la constante electromotriz, el acondicionamiento de encoder para utilizar sus señales directamente en la tarjeta de adquisición de datos dSpace para determinar la constante de fricción viscosa y el momento de inercia fue haciendo uso del teorema del valor final y de la constante de tiempo en un sistema de primer orden. Como complemento la verificación de la medición de inductancia de armadura mediante una prueba experimental propuesta por [Krishnan, 2001a] y la comparación con la medición mediante un puente de impedancias. Con todos los datos obtenidos, se realizó la simulación de cada esquema de control haciendo uso de los parámetros obtenidos, y sintonización de cada esquema evaluado en el presente trabajo.

5.1. Trabajo futuro

Para tener una comparativa, de la implementación en tiempo real de los esquemas de control, en la cual el desempeño dependa únicamente de los esquemas implementados. Es importante realizar, mejoras en la etapa de acondicionamiento entre la tarjeta dSPACE y la electrónica de potencia en el presente trabajo, dentro de las cuales involucran: la realización de control de voltaje en lazo cerrado de la electrónica de potencia, y realizar una fuente de voltaje de acuerdo a los datos nominales del motor estudiado.

Un trabajo a futuro, en cuanto mejorar y observar el desempeño de los esquemas presentados. Es realizar la sintonización y análisis no despreciando la dinámica del diferenciador empleado, para obtener la derivada de la posición angular θ , y considerar perturbaciones al sistema distintas de cero.

Otro trabajo a futuro sería, proponer un esquema de control de velocidad basado en la variación de velocidad, mediante la propiedad que mantiene el motor de excitación separada, de variar su velocidad angular ω , mediante el cambio de ambos voltajes de alimentación, campo y armadura.

Esto bajo la restricción de que el voltaje de campo para todo t mayor que cero, o bien realizar la implementación, de un control adaptable mediante la identificación de parámetros en línea. Un análisis interesante será, un diseño de control de velocidad, asumiendo que únicamente se tiene acceso a la medición de corriente. Es decir, realizar un observador para el estado faltante a partir de corriente de armadura y realizar control de velocidad.

Apéndice A

Acondicionamiento de voltajes de control

Para la implementación experimental de los esquemas de control de velocidad, se hizo uso de una tarjeta de adquisición de datos dSPACE 1103, por medio de un convertidor digital analógico (DAC) de la tarjeta antes mencionada, se proporcionó la señal correspondiente al voltaje de control. Para el acoplamiento de dicha señal hacia el motor se realizó la electrónica necesaria. Cada etapa del acoplamiento será descrita a lo largo de este Apéndice. El acoplamiento se encuentra dividido en tres partes principales, las cuales involucran el aislamiento de la señal del DAC, procesamiento de la señal y etapa de electrónica de potencia, como se muestra en el diagrama a bloques de la Figura A.1.



Figura A.1: Diagrama a bloques sistema de acondicionamiento

Dado que el motor tiene como valores nominales 240 V, para campo y armadura, una corriente nominal de 3.2 A, debido a esto, es necesario que el DAC de la tarjeta de adquisición de datos sea acondicionado, de manera que, el principal objetivo de la primer etapa es no exigir una demanda de corriente y conservar la forma de onda proporcionada por dicho convertidor digital analógico. La implementación del aislamiento de la señal proveniente del DAC se realizó mediante un circuito integrado con la matrícula ISO124P del fabricante *Texas Instruments*, el cual es un dispositivo que trabaja con un rango de voltaje de ± 15 V, lo cual es suficiente puesto que la tarjeta de adquisición de datos, es capaz de entregar señales entre ± 10 V, por medio del amplificador antes mencionado, se encuentra aislada la señal del canal DAC de la tarjeta de adquisición de datos.

La señal de entrada al circuito integrado ISO124P, le corresponde una referencia distinta de la señal de salida sin perder la forma de onda. De esta manera queda aislada totalmente la tarjeta de adquisición de datos del circuito de electrónica de potencia, y

así eliminar los problemas en modo común, como las diferencias de potencial, producto de la unión de circuito analógico con el circuito de potencia, cumpliendo con el primer objetivo de la etapa de acondicionamiento. El esquema fue realizado en el software roteus 7, es importante mencionar, que si se desea reproducir, previamente es necesaria la elaboración del esquema del circuito integrado, puesto que, el software no cuenta con el dispositivo dentro de los elementos.

La medición de la posición, se realiza mediante el acoplamiento al rotor del motor de un decodificador (encoder) diferencial de 1024 pulsos por revolución de la marca DYNAPAR serie HS35R; el cual entrega tres señales, de las cuales dos corresponden a las señales incrementales de “canal A” y “canal B”, desfasadas 90° , de esta manera es posible conocer si hay un incremento o decremento en la posición angular θ ; la tercera señal es producto del “índice Z”, el cual indica que el eje del motor ha recorrido 360° en su posición angular.

Para la etapa final, el acoplamiento del DAC de la tarjeta de adquisición de datos dSPACE 1103 corresponde a la amplificación de dicha señal, y es amplificada por medio de un dispositivo semiconductor mosfet conmutado por una señal PWM. Dicha señal es proporcionada mediante un micro controlador PIC16F887 de microchip, al cual para su ciclo de trabajo, fue agregado un oscilador de 20 MHz y conseguir una señal PWM de 40 KHz variando el ciclo de trabajo de 0% a 100% , para lo cual por medio de un ADC configurado a 10 bits fue digitalizada la señal de referencia, realizando las operaciones necesarias se modifica el ciclo de trabajo de la señal PWM, de esta manera, se genera una señal en la cual el promedio, corresponde la forma de onda del DAC de la tarjeta de adquisición de datos dSPACE 1103. La programación de este circuito se realizó en el software PCWHD Compiler V4.104, en el cual se genero el siguiente código:

```
#include "pw.h"
void main()
{
    long duty;
    setup_adc_ports(sAN0|VSS_VDD);
    setup_adc(ADC_CLOCK_INTERNAL);
    setup_spi(SPI_SS_DISABLED);
    setup_timer_0(RTCC_INTERNAL|RTCC_DIV_1);
    setup_timer_1(T1_DISABLED);
    setup_timer_2(T2_DIV_BY_1,253,1);
    set_adc_channel(0);
    while(1){
        delay_us(20);
        duty=read_adc();
        set_pwm1_duty(duty);
    }
}
```

Para la implementación de este circuito, se adiciona la opción de proporcionar la señal de referencia mediante un potenciómetro, haciendo uso de un selector para determinar

entre la señal externa o la proporcionada por el dispositivo de resistencia variable. El fin es realizar pruebas de funcionamiento, sin depender de un generador de señales o bien la propia tarjeta de adquisición de datos.

Una vez obtenida la señal PWM que controlará el encendido y apagado del mosfet, se agregaron a este circuito dos transistores BJT en cascada. La finalidad de esta configuración, es aumentar la amplitud de la señal PWM de 5 V a 15 V con el objetivo de acondicionar la salida de la etapa de procesamiento, para su uso adecuado, por parte de la etapa previa a la electrónica de potencia, en la cual se tendrá la tarea de aislar el circuito del micro controlador.

Para el acoplamiento entre la etapa de procesamiento y la electrónica de potencia, se realizó una etapa de aislamiento por medio de un opto acoplador con salida a transistor, utilizando el circuito integrado 6N135 de *FAIRCHILD*, dicho circuito fue tomado de [Reyes et al., 2008]. El autor agrega dos transistores BJT 2N2222, uno a la entrada del opto acoplador y otro a su salida, esto con el fin de no tener un defase de la señal PWM; se agregó, al circuito un capacitor electrolítico de $1\mu\text{F}$ entre el voltaje de alimentación del opto acoplador, para obtener una mejor señal de salida del circuito. Este circuito requiere de dos fuentes de voltaje para su correcta operación, por lo cual, en el diseño se incluyó el circuito necesario, para integrar una fuente de voltaje de 15 V en la salida del opto acoplador y para el voltaje de entrada se añadió lo necesario para que pueda ser este conectado. El resultado de la implementación, de la etapa de acoplamiento, entre el procesamiento y la etapa de potencia, se muestra en la Figura A.2.

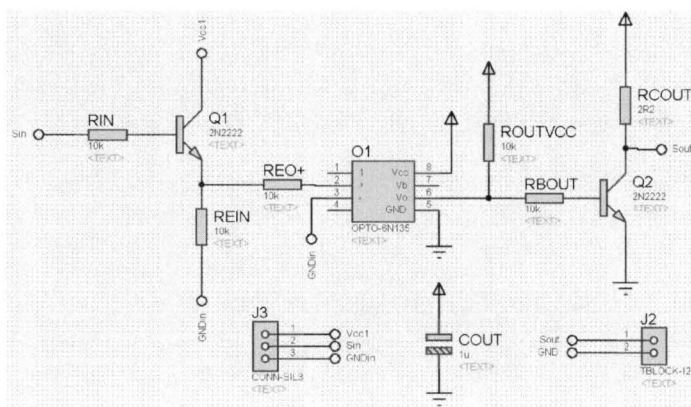


Figura A.2: Circuito optoacoplador

El agregar mas componentes electrónicos, para el acoplamiento de las señales es generado un retraso en dicha etapa, la medición se realizó en un osciloscopio de marca Tektronix, con un ancho de banda de 500 MHz , dando como resultado un retraso entre la señal de la etapa de procesamiento y la salida del acoplamiento de $1.428\mu\text{s}$, como se muestra en la Figura A.3.

Para finalizar el acoplamiento necesario entre la señal generada por la tarjeta de adquisición de datos y el motor de CD de excitación separada antes mencionados, es importante tener en cuenta los voltajes y corrientes que serán empleadas, así como el

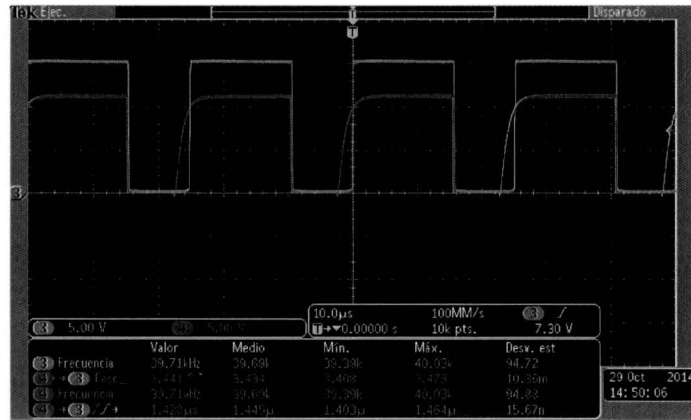


Figura A.3: Retraso de PWM

tiempo de encendido y apagado que tendrá que realizar el dispositivo semiconductor, es por ello que, una vez cumplidas cada una de estas restricciones de diseño para la etapa de electrónica de potencia, es factible seleccionar el dispositivo de conmutación. El elemento empleado para dicho propósito fue un mosfet de canal N con matricula MTP10N40E del fabricante *ON Semiconductor*, el cual soporta un voltaje de 400 V, una corriente de 10 A, requiere un tiempo de encendido y apagado de 25ns y 75ns respectivamente. Para proteger el mosfet de corrientes inversas generadas por una carga inductiva se agregó un diodo en inversa en la carga y un segundo diodo en paralelo con el mosfet. En el diseño del circuito impreso de esta última etapa de acoplamiento se tiene disponible la lectura del voltaje de armadura, esto mediante instrumentos de medición, el diagrama completo se muestra en la Figura A.4.

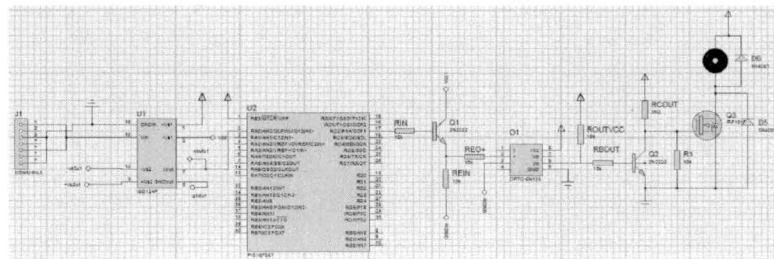


Figura A.4: Circuito fuente de voltaje

Para la adquisición del valor de la corriente antes mencionada se diseñó un circuito acondicionador de señal para el sensor de matrícula CSNA111, del fabricante Honey Well el cual es un sensor de corriente que opera por medio del efecto Hall, dicho fenómeno físico está descrito a detalle en [Mani and Tolrà, 2008]; dicho elemento electrónico genera una señal de voltaje correspondiente a la forma de onda de la corriente la cual tiene una amplitud de bajo valor, para amplificar esta señal se realizó mediante la implementación de dos amplificadores operacionales (OPAM), el primero en su configuración no-inversor y un segundo para acondicionar la salida en configuración seguidor

para evitar problemas de acoplamiento de impedancias, para dichos propósitos se utilizaron amplificadores con la matrícula OP07 del fabricante STMICROELECTRONICS, se implementó bajo una fuente de alimentación simétrica de 15 V.

Las fuentes de voltaje para campo y armadura se realizaron mediante un rectificador de media onda trifásico dando como voltaje de 174.1. Todos los circuitos se realizaron mediante el software proteus V7.1 y posteriormente en isis V7.1, el resultado en conjunto de la implementación física de cada etapa es mostrada en la Figura A.5.

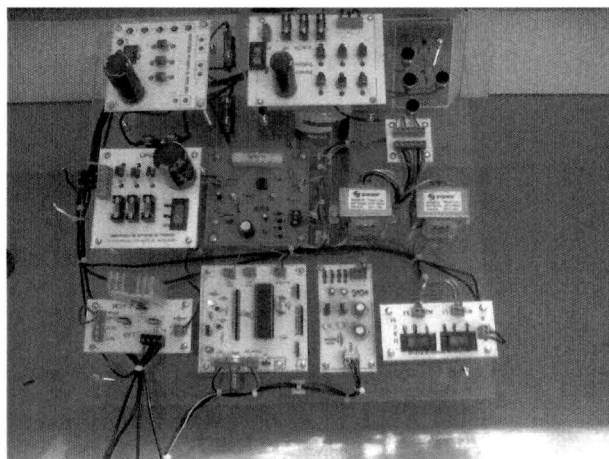


Figura A.5: Circuito de acondicionamiento

Apéndice B

Identificación de parámetros

Para el diseño de control de sistemas, se tiene un amplio fundamento matemático en el cual se busca un objetivo principal; llevar la o las variables de interés a un valor deseado u_{ref} , el esquema de control puede estar diseñado ya sea en el tiempo o en la frecuencia. Esto es decidido por el diseñador, con ello, facilitar el análisis y conseguir el objetivo propuesto, para esto, es indispensable contar con un modelo matemático que corresponda con el comportamiento del sistema a controlar. Una vez obtenido, es deseable tener todos los parámetros de todas las constantes del sistema que se encuentran involucradas, de manera que el modelo sea particularizado para el sistema en estudio.

Algunas de las variables involucradas, son obtenidas mediante la medición directa por medio de la instrumentación adecuada, otras deberán ser obtenidas durante su funcionamiento, esto se debe, a que se hacen presentes en dicho momento, con el fin de explotar las dinámicas presentes, de manera que se permita obtener el valor de dichos parámetros. Por ejemplo, se cuenta con un motor de CD de excitación separada, con el cual se trabajó, las características con las que cuenta se muestran en el Cuadro B.1, las cuales, hacen referencia a sus valores nominales de operación y se encuentran en la placa colocada en dicho motor.

Parámetro	valor
<i>Voltaje armadura</i>	240 V
<i>Voltaje campo</i>	240 V
<i>Corriente armadura</i>	3.2 A
<i>R.P.M.</i>	1750
<i>HP</i>	3/4
<i>ciclo</i>	DC

Cuadro B.1: Datos de placa motor de CD de excitación separada

Partiendo de la dinámica eléctrica dada por la Ec. (2.24), la cual es

$$R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + e_g = v_a ,$$

se observa, que el elemento disipativo del motor esta conformado por una resistencia R_a la cual puede ser medida directamente por medio de un multímetro, el almacenador de energía, es la inductancia L_a la cual se mide mediante un puente de impedancias o de forma alternativa de acuerdo con [Krishnan, 2001b], estas constantes pueden encontrar de manera práctica. Para realizar la prueba experimental, se requiere de un transformador, de bajo voltaje para aplicar una señal de corriente alterna AC a las terminales de armadura, y con el motor en reposo, la corriente es medida, manteniendo la fem inducida en cero y aplicando el voltaje de campo, como se muestra en la Figura B.1, se debe asumir que se cuenta con el valor de R_a , de modo que la inductancia de armadura esta dada por

$$L_a = \frac{\sqrt{\frac{V_a^2}{I_a^2} - R_a^2}}{2\pi f_s} , \quad (\text{B.1})$$

donde f_s está en Hz, de esta manera se obtiene un valor similar al medido mediante un puente de impedancias.

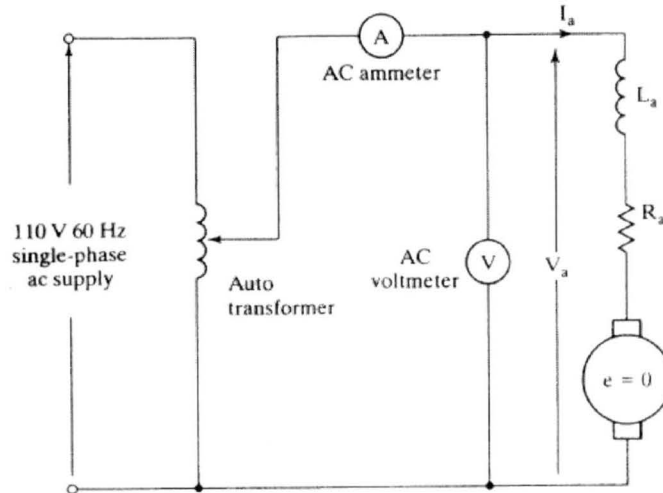


Figura B.1: Identificación de inductancia de armadura L_a , la cual fue tomada de [Krishnan, 2001b].

La constante electromotriz K_b , esta relacionada directamente con la fem inducida e_g y la velocidad angular ω_m , esto se observa en la Ec. (2.27), para determinar esta constante de proporcionalidad es necesario contar con un campo magnético constante de campo. Para ello, se debe aplicar un voltaje constante de campo V_c generando una corriente constante, consiguiendo así el primer objetivo, tener presente un campo magnético

constante, con el fin de que se excita una fem inducida en los devanados de armadura ante el movimiento angular del rotor. Este procedimiento está explicado a detalle en [Krishnan, 2001b], donde el autor explica, que es necesario colocar un segundo motor denominado motor secundario, acoplado a la flecha de este y el motor a determinar sus parámetros es llamado motor primario.

Por lo tanto, se acopló al eje del motor que se estuvo trabajando otro motor de corriente directa de imán permanente de 90 V de DC, debido a que solo contamos con esto. Para llevar el motor primario a distintas velocidades angulares, con el fin de tener un número mayor de mediciones del voltaje de armadura del motor de corriente directa de excitación separada, y realizar una gráfica de velocidad angular vs voltaje de los devanados de armadura, con el menor error posible.

Variando el voltaje aplicado al motor secundario, se inducirá un voltaje en la armadura del motor primario, la relación entre las variables involucradas está dada por la Ec. (2.27). De esta relación se puede deducir, que dicho voltaje es directamente proporcional a la constante electromotriz K_b y a la velocidad angular ω .

Para esta prueba experimental, la velocidad angular fue medida mediante un tacómetro digital modelo CDT-2000N de la marca Albuquerque, Inc. industrial. Variando el voltaje de alimentación, con incrementos de 2 volts al motor secundario, el voltaje generado en la armadura del motor primario, fue registrado por medio del un multímetro FLUKE modelo 289, una vez obtenidos estos datos y realizando un ajuste de datos, se obtuvo la ecuación de la recta que representa la relación entre la constante electromotriz y la velocidad angular ω , el resultado se muestra en la Figura (B.2). En esta se puede determinar, que la pendiente de dicha recta pertenece a la constante electromotriz K_b , de igual manera se puede corroborar que los valores de las muestras obtenidas, corresponden a la ecuación obtenida por el método antes mencionado. Los valores de las mediciones se muestran con asteriscos de color rojo y la recta resultante de color azul.

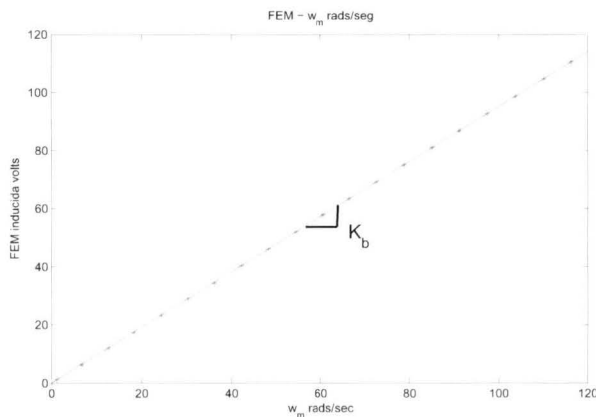


Figura B.2: Recta de constante electromotriz K_b

Por otra parte, analizando la ecuación correspondiente a la dinámica mecánica la cual

esta descrita por la Ec. (2.34), un parámetro importante es el coeficiente de fricción viscosa B_m en la armadura, el cual depende de la velocidad ω . Para determinar su valor, se obtiene el valor en estado estacionario del motor, producto de aplicar una señal de referencia tipo escalón, con el fin de determinar las características de desempeño en el dominio del tiempo. Una vez conocido dicho valor y analizando la función de transferencia dada por la Ec. (2.36), y aplicando el teorema del valor final, para obtener el valor del coeficiente de fricción viscosa B_m , se tiene

$$\frac{\omega_{ss}}{V} = \lim_{s \rightarrow 0} s \frac{1}{s^2 + \frac{B_m L_a + J R_a}{J L_a} s + \frac{K_b}{J L_a}} = \frac{K_b}{K_b^2 + B_m R_a}, \quad (\text{B.2})$$

donde ω_{ss} es el valor de la velocidad angular en estado estacionario al aplicar una señal escalón de magnitud V , una vez conocidos el valor de R_a y K_b rescribiendo la Ec. (B.2), se tiene que el valor del coeficiente de fricción viscosa para el motor en estudio se encuentra dado como

$$B_m = \frac{K_b}{R_a} \left(\frac{V}{\omega_{ss}} - K_b \right). \quad (\text{B.3})$$

El valor faltante, para tener un modelo particularizado del motor de CD de excitación

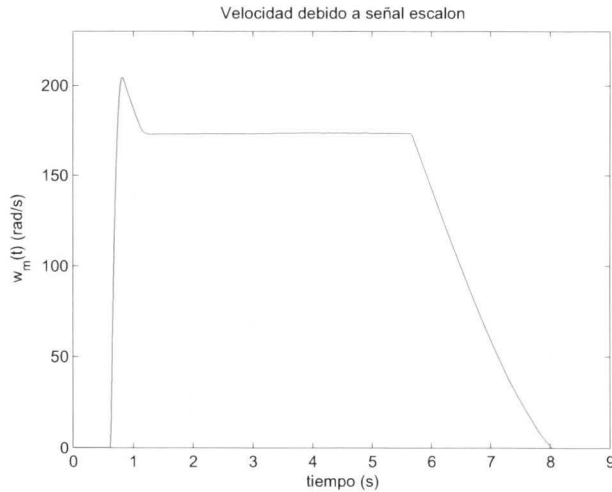


Figura B.3: Respuesta al escalón

separada a estudiar, es la magnitud del momento de inercia, la cual, se puede obtener mediante la curva de la respuesta de velocidad; esta debe ser el resultado de disminuir a cero la amplitud de la señal del escalón aplicado, así la respuesta de velocidad únicamente depende de parámetros mecánicos, el resultado de aplicar lo antes mencionado se muestra en la Figura B.3.

De la gráfica mostrada en la Figura B.3, se conoce su valor inicial en el instante que la amplitud del escalón es cero, esta gráfica será útil para determinar la constante de tiempo, correspondiente a la solución de la ecuación diferencial de primer orden de la

dinámica mecánica, dada por la Ec. (2.34), la cual resulta en

$$\omega_m = ce^{-\frac{t}{\tau}}, \quad (\text{B.4})$$

donde τ es la constante del tiempo, la cual tiene el valor de

$$\tau = \frac{J}{B_m}, \quad (\text{B.5})$$

ya conociendo alguno de estos dos valores, se encuentra el valor de la constante de tiempo de la gráfica, el cual corresponde al valor donde la velocidad angular a decrecido un 36.79%.

De acuerdo a todas las mediciones y experimentos, los valores de las constantes involucradas en el motor de CD de excitación separada se muestran en el Cuadro B.2

Parámetro	valor
R_f	999 Ω
L_f	63.3 H
R_a	7.703 Ω
L_a	73.37e-3 H
K_b	0.95064 $V/A - rad/s$
B_m	0.00233 $N \cdot /rad/s$
J	0.0029 $N \cdot /rad/s^2$

Cuadro B.2: Parámetros del motor identificado

Realizando una valoración de los esquemas presentados, haciendo uso de los parámetros encontrados, y comparándolos con la respuesta en lazo abierto, se tiene la respuesta mostrada en la Figura B.4, donde la respuesta es similar, se debe a que los parámetros son obtenidos experimentalmente, y cabe mencionar que el modelo contemplado desprecia factores que influyen en la respuesta.

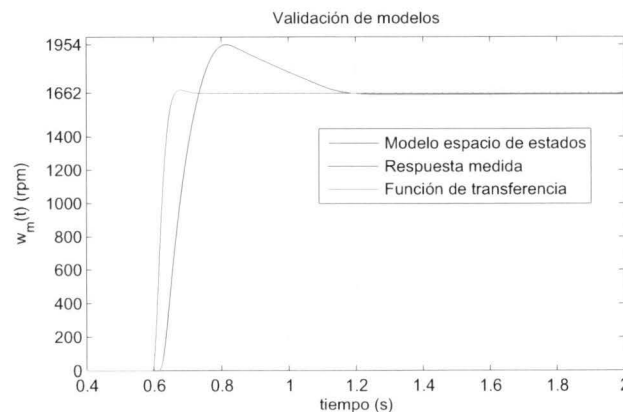


Figura B.4: Validación de modelos.

Bibliografía

- Angel Camarena. <http://electromagnetismotelecouax2013.blogspot.mx/2013/05/electroiman.html>, 2013.
- Karl Johan Åström and Richard M Murray. *Feedback systems: an introduction for scientists and engineers*. Princeton university press, 2010.
- KJ Åström and T Hägglund. *Pid controllers*, 1995.
- Stephen J. Chapman. *Máquinas Eléctricas*. 4a ed. edition, 2005.
- John Chiasson. *Modeling and High-Performance Control of Electric Machines*. John wiley & Sons, Inc., 2005.
- Donald G Fink, H Wayne Beaty, and John M Carroll. *Manual práctico de electricidad para ingenieros*. Reverté, 1984.
- Thomas L Floyd, Rodolfo Navarro Salas, Luis Mauro Ortega González, and Gustavo Pérez López. *Principios de circuitos eléctricos*. Pearson Educación, 2007.
- Douglas C Giancoli and Marcela Villegas Garrido. *Física para universitarios*. Pearson Educación, 2002.
- Cuauhtémoc Guerrero, Gustavo Montemayor, Roberto Leal, and Juan Carlos Fabián. Validación de esquemas de control para el motor de corriente directa. *Congreso Internacional sobre Innovación y Desarrollo Tecnológico , CIINDET 2013*, 2013.
- Elbert Hendricks, Ole Jannerup, and Paul Haase Sørensen. *Linear systems control: deterministic and stochastic methods*. Springer Science & Business Media, 2008.
- Ramu Krishnan. *Electric Motor Drives. Modeling, Analysis and Control*. Prentice Hall, Inc., 2001a.
- Ramu Krishnan. *Electric motor drives: modeling, analysis, and control*. Prentice Hall, 2001b.
- Benjamin C Kuo. *Sistemas de control automático*. Pearson Educación, 1996.
- Timothy J Maloney. *Electrónica industrial moderna*. Pearson Educación, 2006.
- Marc Vila Mani and Roger Juanpere Tolrà. Alineación inicial de un motor pmsm con encoder incremental mediante sensores de efecto hall. *Ingenia-CAT SL-Motion control department, Barcelona, España*, 2008.

- Martín Blas. <http://acer.forestales.upm.es/basicas/udfisica/assignaturas/fisica/default.htm>, 2012.
- Hoover Mujica, Gerardo Espinosa-Pérez, and Jaime Moreno. Seguimiento de velocidad y flujo magnético con alto desempeño en motores de inducción. *XVI Congreso Latinoamericano de Control Automático, CLCA 2014*, 2014.
- Norman S Nise and Jorge Humberto Romo. *Sistemas de control para ingeniería*. Compañía Editorial Continental, 2012.
- Miguel Medellín Reyes, Armando Rodríguez Almendarez, and Daniel U Campos-Delgado. Diseño didáctico de convertidores cd-ca (b): Inversor trifásico. 2008.
- Francis W Sears, M Zemansky, Hugh D Young, and Roger A Freedman. Física universitaria vol. 2, 2004.



IMPRESA DIGITAL

IMPRESA OFFSET PLOTADO TESIS

Medicina 56, Esq. Medicina

Copilco Universidad

C.P. 04360, Coyoacan, México, D.F.

TEL. 5659 0009

impresadigital@prodigy.net.mx

www.impresadigital.com.mx