

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

**Control Basado en Pasividad de Velocidad Angular y Flujo de
Campo del Motor de Corriente Directa sin Sensores Mecánicos**

TESIS

PARA OPTAR POR TÍTULO DE

**LICENCIADO EN INGENIERÍA EN SISTEMAS
ELECTRÓNICOS INDUSTRIALES**

PRESENTA:

JORGE VALENTE MORALES

DIRECTOR

Dr. Cuauhtémoc Guerrero Tejada

Ciudad de México julio de 2019

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.

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE LA CIUDAD DE MÉXICO

COLEGIO DE CIENCIA Y TECNOLOGÍA

LICENCIATURA EN INGENIERÍA EN SISTEMAS ELECTRÓNICOS
INDUSTRIALES

**Control basado en pasividad de velocidad angular y flujo de
campo del motor de corriente directa sin sensores mecánicos.**

VALENTE MORALES JORGE

JULIO 2019

Supervisado por:
Dr. Cuauhtémoc Guerrero Tejada.

“ SI BUSCAS RESULTADOS DISTINTOS,
NO HAGAS SIEMPRE LO MISMO ”

ALBERT EINSTEIN.

Agradecimientos

Le agradezco primeramente a la Universidad Autónoma de la Ciudad de México por haberme otorgado la formación académica con la Ingeniería en Sistemas Electrónicos Industriales en el plantel San Lorenzo Tezonco, por haberme dado la oportunidad de formar parte de esta institución, de haberme permitido terminar un ciclo referente a mi desarrollo personal, pero sobre todo, por haberme forjado como Ingeniero Electrónico.

A la coordinación de servicios estudiantiles de la Universidad Autónoma de la Ciudad de México por el apoyo otorgado para la impresión y empastado de este trabajo recepcional.

Sería egoísta decir que el presente trabajo es resultado de un trabajo individual, de un mérito propio o aislado; mejor dicho, es el resultado de toda una trayectoria y desarrollo en esta institución, pero sobretodo, del aprendizaje obtenido de los profesores y amigos. Este proyecto es el resultado de largas jornadas de aprendizaje y del sacrificio constante.

Les agradezco y les dedico este logro a mis padres y familiares, que sin ustedes, fácilmente sería perder el rumbo. A mi madre Paula Morales que a pesar de todo, siempre está y estará para apoyarme. A mi padre José Jorge Valente que, a su manera sabe ayudarme a dar solución a mis problemas. Por supuesto, a mis tíos Guadalupe Morales y Luis Sosa por brindarme su apoyo y confianza, a todos mis tíos; Ángel, Areli y Paty, que aunque están lejos de mí, siempre y de alguna manera hacen llegar su cariño. Por último y no por ello menos importante, a mi madrina Carmen Morales, que siempre está dispuesta a llamarme la atención cuando algo no anda bien.

Le agradezco a mi prima Adriana Osio por permitirme ser parte de su familia, de crecer y salir adelante todos juntos, de darme mucho más que solo asilo político, le agradezco a ella y a toda su familia por darme sabiduría. Por hacerme ver de una manera diferente el porqué de las cosas y sin duda, por hacer que me levante cada mañana preguntándome qué habré hecho yo para merecer su cariño.

Sería injusto decir que he llegado a este punto por decisión, por voluntad o mérito propio. Definitivamente no habría llegado hasta aquí si no existiera el apoyo incondicional de mi chica, de mi novia preferida, Angie. Afortunadamente nuestros caminos se entrelazaron, soy dichoso por tenerte conmigo en los momentos más complicados, me ofreces tu ayuda con mis tareas aun sabiendo que no es tu área, te agradezco enormemente por tenerme paciencia incluso cuando ni yo mismo me soporto, sé que eres una niña noble y bondadosa, por ello y por todo lo que me has dado, te amo Angie.

Durante mi formación académica me tocó asumir fracasos y algunas decepciones, pero no existiría un crecimiento personal de no ser capaz de agradecer el apoyo y dedicación de todos los profesores quienes compartieron conmigo su sabiduría. Un especial agradecimiento a mi asesor y director de tesis, el Dr. Cuauhtémoc Guerrero Tejada, por todos sus consejos y comentarios siempre tan oportunos y sin reservas, que sin duda me obsequió su tiempo, paciencia y amistad.

A todos mis compañeros y amigos de laboratorio que durante mi trayectoria universitaria supieron compartir momentos inolvidables y que en su momento presencie su partida, amigos de la vieja escuela como; Alejandro Rosas (Tibur), Verónica Olvera (la culpable de que ahora tenga en mente convertirme en agricultor empresarial), Ricardo Marques (yo si te mencione en los agradecimientos desgraciado!), Juan Carlos Fabián (el primogénito), el Roger y Carlos. Obviamente no podrían faltar las amigas Karlita M y Karina Limón que en todo este tiempo han sabido fastidiarme con el único propósito de hacerme mentalmente fuerte (según ellas). Sin duda alguna, los mejores momentos los eh pasado en el laboratorio C005.

Sin olvidar aquellos amigos que me acompañaron durante el curso de aquellas materias que parecían interminables; Elideth Martínez, sin duda la mujer más aguerriada y fuerte que conozco, el Gordito (Edgar) y el amigo Miguel. Amigos como Isra y sus Hermanos malvados, a mi hijo no deseado Junior y a su valquiria Karitza, el par de mujeres ñoñas que me hicieron pasar risas y corajes, Marí y Aurora. Si olvide mencionar a algún amigo, espero sepan disculparme.

A mis nuevos compañeros y amigos con los cuales recientemente disfrute y pase momentos divertidos, el kínder. Personas quienes me recordaron lo divertido que puede ser la electrónica, niñas a quien ayude y quienes me deben mucho y nada más nunca me pagaron, como Yutzil ($\neg\neg$ Teresita), Lorena (:p La güera), Zule (la chica que para mí, siempre tiene sueño), Itzel y Arturo (El noviazgo más loco y disparejo que conozco).

Compañeros, profesores, amigos y colegas, gracias por ser parte de mi trayectoria.

Índice general

Agradecimientos	v
Índice general	viii
1. Introducción	1
1.1. Antecedentes	2
1.2. Motivación	4
1.3. Planteamiento del problema	5
1.4. Objetivos generales y específicos	7
1.5. Organización de la Tesis	8
2. Motor DC de excitación separada	9
2.1. Principios del motor de corriente directa	10
2.2. Constitución general de un motor DC	13
2.2.1. Armadura y campo	13
2.2.2. Conmutador	14
2.3. Clasificación de un motor DC y sus configuraciones	14
2.4. Modelo matemático no lineal de un motor DC en configuración exci- tación separada	19
2.4.1. Efectos-Relación del flujo magnético (Flux linkage)	19
2.4.2. Circuito de campo.	21
2.4.3. Circuito de armadura.	21
2.4.4. Circuito mecánico.	22
2.4.5. Modelo matemático no lineal del motor DC	22
2.5. Propiedades del modelo no lineal.	23
3. Control <i>Sensorless</i> no lineal simultáneo de velocidad y flujo	27
3.1. Antecedentes de control <i>Sensorless</i> del motor de corriente directa	28
3.2. Propuesta y diseño del controlador	29
3.3. Diseño del control	31
3.3.1. Estimador de velocidad	34
3.4. Prueba de estabilidad del controlador	35

4. Banco de pruebas del motor DC	39
4.1. Especificaciones y características del motor DC	39
4.1.1. Parámetros del motor DC	41
4.2. Tarjeta controladora dSPACE DS1103	41
4.3. Sensores de Corriente	43
4.3.1. Sensor Magnetorresistivos	43
4.3.2. Instrumentación y acondicionamiento de los sensores de corriente	45
4.3.2.1. Amplificador de Instrumentación	46
4.4. Codificador óptico	51
4.5. Fuentes de alimentación variable	53
4.5.1. Etapa de Aislamiento y Acondicionamiento de señales	53
4.5.2. Estructura del Gate Driver	54
4.5.2.1. Circuito Integrado VLA106-15242 (DC-DC Converter)	56
4.5.3. Transistores de potencia	57
4.5.3.1. Selección de los transistores de potencia.	60
4.5.4. Circuito de Amortiguamiento (Red Snubber)	60
4.5.4.1. Red Snubber de ayuda al apagado del transistor	61
5. Presentación de resultados	63
5.1. Resultados de simulación	63
5.2. Resultados experimentales en tiempo real	72
6. Conclusiones	81

Capítulo 1

Introducción

La máquina de corriente directa con escobillas (*Brushed Direct Current Machine*), que obtiene el flujo magnético de campo mediante devanados o por imanes permanentes, sigue siendo la máquina eléctrica más utilizada en el campo industrial, en artículos de uso doméstico, así como en el sector automotriz, por comentar algunos. El empleo de técnicas bien establecidas para la fabricación de motores de corriente directa (motor DC por sus siglas en inglés)¹ en conjunto con los convertidores de potencia de baja complejidad, han sido fundamentales para mantener su popularidad y preferencia en una amplia gama de aplicaciones. Además, la aparente simplicidad de estos convertidores electrónicos (en comparación con las tecnologías aplicables a motores sin escobillas (*Brushless Direct Current Motor* o *BLDC Motor*) han asegurado la supervivencia en aplicaciones donde el rendimiento dinámico no se considera un asunto relevante [De Doncker et al., 2010].

En el sector automotriz, por ejemplo, se utiliza una batería de corriente continua para suministrar energía al motor de arranque, a los motores del limpiaparabrisas entre otras utilidades. Estos motores funcionan con corriente continua y, en la mayoría de los casos, se activan mediante un interruptor del tipo relevador y sin ninguna técnica de control.

En muchas aplicaciones en las que se emplean motores eléctricos requieren de algún esquema de control, que dependiendo de la aplicación, puede ser avanzado y en ocasiones complicado, en otras resulta sencillo de implementar o simplemente el control es nulo. Por ejemplo, reducir la velocidad de un ventilador o de una bomba puede considerarse relativamente simple; por el contrario, implementar una estructura de control que sea capaz de manipular una grúa que sin carga se pueda mover a una velocidad alta y a la vez pueda desplazar cargas pesadas a velocidad moderada y hacer que cuando se acerque a su destino final tenga un movimiento suave y preciso,

¹Cabe mencionar que en la literatura se pueden encontrar diferentes formas de hacer mención al motor de corriente directa, una de ellas es como “Motor DC” o como “Motor de Corriente Continua” esto se debe a la traducción del inglés de “Brushed Direct Current Motor”.

esto puede resultar complejo de realizar. [André Veltman, 2007].

En la actualidad, se han presentado grandes avances en el campo de la electrónica de potencia y con ello la necesidad de implementar sistemas que sean capaces de manipular correctamente una máquina eléctrica y no solo en la industria, sino en aplicaciones comerciales y residenciales, con la finalidad de obtener un mejor desempeño y reducir los costos. Para conseguir estos objetivos, es necesario estudiar y analizar la dinámica del motor de corriente directa debido a las grandes ventajas que presenta respecto a los motores de corriente alterna.

Una de las principales ventajas que presenta el motor de corriente directa radica en que su modelo matemático resulta lineal bajo ciertas consideraciones, el cual facilita el estudio y también el análisis al momento de diseñar un esquema de control. Hoy en día, existen una gran variedad de controladores para regular la velocidad angular en lazo cerrado de un motor de corriente directa y por consecuencia, también existe una gran variedad de circuitos electrónicos necesarios para implementar dichos esquemas, todo depende del objetivo que se desee alcanzar.

En el presente trabajo, se aborda el diseño de una estructura de control no lineal de velocidad angular sin contar con la disponibilidad de las variables mecánicas (velocidad/posición angular) del motor de corriente directa, a esta técnica se le denominada *Sensorless*. Una vez obtenida la implementación computacional de dicho esquema de control y a partir de los resultados obtenidos, se procedió a implementarlo de manera física.

Para la implementación física del controlador, se consideraron algunos sistemas desarrollados previamente, concluyendo que es preciso diseñar e implementar un arreglo experimental de sistemas electrónicos con la capacidad de proporcionar la potencia adecuada para poder utilizar el motor DC, tanto en lazo abierto como en lazo cerrado, con la posibilidad de aplicar esquemas de control sencillos y también controladores de alto desempeño. Cabe recalcar que este arreglo experimental puede otorgar voltajes variables de manera simultánea e independiente para los devanados de campo y los devanados de armadura. Esto brinda la posibilidad de implementar esquemas de control simultáneo para variables de armadura y de campo.

1.1. Antecedentes

El motor eléctrico es una máquina que convierte la energía eléctrica en movimiento rotatorio con el objetivo de efectuar un trabajo útil, por esta razón, el motor eléctrico representa uno de los mayores logros que permite utilizar las fuentes de energía naturales como puede ser la energía eólica, la energía solar y la energía hidráulica,

consiguiendo que las máquinas eléctricas desarrollen algún tipo de trabajo para el hombre.

En un principio el hombre buscó sustituir su propia fuerza motriz con la de los animales y posteriormente obtuvo energía y potencia de las fuerzas naturales que tenía al alcance tales como el viento y el agua. Después, gracias al descubrimiento del Físico Alessandro Volta, por inventar la primer pila o célula electrolítica, se logra el uso y manipulación de una nueva forma de energía eléctrica, con estos descubrimientos se da el primer paso hacia la invención del motor eléctrico o máquinas eléctricas [Dignowity et al., 1982].

En 1819, el Físico y Químico Hans Christian Oersted descubrió los efectos magnéticos de la electricidad mediante experimentos, en lo cuales notó que una aguja se movía hasta quedar en un ángulo recto con el alambre por el cual circulaba una corriente y cuando se invertía la dirección de la corriente, la aguja giraba nuevamente hasta alinearse en la dirección opuesta, siempre en ángulo recto con el conductor. Gracias a las conclusiones obtenidas de los experimentos de Oersted, surgen los primeros principios para determinar el movimiento que puede ser producido por la electricidad.

De los experimentos de Hans Christian Oersted, se derivan dos principios fundamentales para el mundo del Electromagnetismo:

- Un conductor con corriente eléctrica produce un campo magnético, esto implica que la electricidad se puede convertir en magnetismo. (Principio fundamental del electroimán).
- El campo magnético generado por una corriente eléctrica puede interactuar con el campo magnético de un imán para producir movimiento. Por lo tanto, la energía eléctrica se puede transformar en energía mecánica. (Principio fundamental que da las bases para la invención del motor eléctrico).

En 1821, el también Físico y Químico Michael Faraday construyó el primer motor eléctrico del mundo y tiempo después, descubrió el principio del generador eléctrico. Este científico pensaba en la existencia de líneas de fuerza magnética y siguiendo con esta ideología, realizó experimentos en los cuales descubrió que la interacción de las diferentes líneas de fuerza podían producir una rotación continúa.

Aunque el descubrimiento del motor eléctrico de Michael Faraday era bastante ingenioso, no se podía usar para efectuar trabajo práctico pues el eje estaba encerrado en un tubo de gas y sólo podía producir un movimiento orbital [Dignowity et al., 1982].

Con la aparición del transformador, se tuvieron que realizar definiciones más amplias para incluir esa nueva máquina y así, se podría definir una máquina eléctrica

desde un punto de vista energético como un convertidor de energía de una forma a otra, de acuerdo con esta nueva definición, las máquinas eléctricas se pueden clasificar en:

- **Generadores.**

Son máquinas que transforman la energía mecánica a energía eléctrica, en las cuales desarrollan el movimiento de un bobinado en un campo magnético. Este movimiento da como resultado la generación de una F.E.M inducida que se aprovecha en el exterior de la máquina.

- **Motores.**

Son máquinas que transforman la energía eléctrica a energía mecánica, el cual efectúa la acción de introducir una corriente al interior de la máquina por medio de una fuente de alimentación externa, esta corriente al interactuar con un campo magnético, da como resultado un par de fuerza de origen magnético que al mismo tiempo produce el movimiento angular de la máquina.

- **Transformadores.**

Son máquinas que convierten la energía eléctrica de corriente alterna (AC por sus siglas en inglés) de entrada, teniendo una tensión y corriente determinada para convertirla en otra energía eléctrica de AC de salida con magnitud de tensión y corriente posiblemente distinta, pero aisladas entre la entrada y salida.

Los motores DC siguen siendo la opción más común cuando se requieren de accionamientos eléctricos, esto la convierte en su principal ventaja frente a los motores de AC, ya que proporciona una gran flexibilidad para su control de velocidad y de par, lo cual ha hecho muy interesante su aplicación en diversos accionamientos industriales [Mora, 2003].

1.2. Motivación

Los motores de corriente directa se han convertido en dispositivos indispensables cuando se habla de regulación de velocidad, es así que hoy en día se encuentran en muchas aplicaciones industriales y en una gran cantidad de productos comerciales y residenciales.

El control de velocidad angular para motores DC con imán permanente puede ser relativamente fácil siempre y cuando se tengan ciertas consideraciones en el modelo matemático del motor, por lo tanto, la mayoría de las técnicas de control lineal para el seguimiento de velocidad son aplicables por su relativa simplicidad. En la situación contraria, en la que se desea diseñar e implementar un esquema de control no lineal empleando el modelo igualmente no lineal, se torna más complejo de implementar pues en este caso ya no resulta trivial el uso de herramientas matemáticas y los sistemas electrónicos que el controlador requiere. Para sobrellevar esta situación, el motor

DC de campo devanado en su configuración excitación separada, es el más adecuado para implementar esquemas de control de forma simultánea para la velocidad angular y el campo magnético de los devanados del campo, debido a la independencia de ambos devanados de la maquina.

Cabe resaltar que debido a las cualidades que presenta el motor DC de campo devanado, resulta interesante pensar en la implementación de una nueva técnica denominada *Sensorless* para aplicar un controlador no lineal, para que no solo se realice un seguimiento de velocidad angular, sino también se pueda controlar al menos dos de las variables físicas del motor. Por ejemplo la corriente en el circuito de estator², la corriente en el circuito de armadura, flujo magnético derivado del campo, par de carga, etc.

Con las innovaciones tecnológicas avanzando cada vez más rápido respecto a la electrónica de potencia, es necesario implementar nuevos sistemas electrónicos para la manipulación de máquinas eléctricas. Esto resulta motivante, ya sea para modernizar circuitos existentes o rediseñar nuevas plataformas electrónicas con la capacidad de implementar estrategias de control recientes o más complejas. Todo esto considerando que cada día los dispositivos son más robustos, además de contar actualmente con una gran variedad de componentes electrónicos, sin dejar de lado que el tamaño de los mismos son cada vez más pequeños y mejores a los que se tenían hace unos cuantos años.

Tal es el caso de este proyecto, que para poder culminarlo se pretende dar continuidad a trabajos previos como los reportados en [Díaz Magdaleno, 2019] y [Marquez Valdez, 2019] en los que se reportaron estrategias de control y sistemas electrónicos de potencia respectivamente, de tal manera que se puedan retomar y otorgar nuevamente un uso a componentes electrónicos de dichos trabajos, como son algunos sensores y circuitos integrados que tienen buenas características y que aún se encuentran en buen estado. Finalmente, se desea realizar un nuevo prototipo actualizado el cual aproveche las mejores cualidades tecnológicas de los componentes, reduciendo espacios, corregir detalles técnicos y conseguir colocar una nueva alternativa como un sistema electrónico adecuado para el estudio y manipulación de máquinas eléctricas de corriente directa mediante la implementación de técnicas de control.

1.3. Planteamiento del problema

En la mayoría de los trabajos reportados y estudios sobre el control de velocidad angular para una máquina de corriente directa, el diseño de los esquemas de control

²En la literatura se puede encontrar el término *Estator* y *Campo*, ambos hacen referencia al circuito que se encuentra en la parte fija del motor. De igual manera, *Armadura* y *Rotor*, hacen referencia al circuito en la parte móvil del motor (*Flecha o Eje del Motor*).

son empleando el modelo lineal de dicha máquina eléctrica, esto se debe a que se tiene un flujo de campo constante.

Frecuentemente se pueden encontrar trabajos sobre el control de velocidad angular como el que se reporta en [Angel et al., 2009] que se basan en la medición de alguna variable de naturaleza eléctrica, además de contar con la ayuda de la medición de alguna variable de naturaleza mecánica que cotidianamente se encuentran acopladas al eje del motor como sensores de efecto hall o codificadores ópticos (Encoder).

El propósito a cumplir de este trabajo es lograr la implementación de una técnica de control que se ha utilizado en los últimos años en muchas máquinas eléctricas, esta técnica se denomina *Sensorless*. Cabe aclarar que la traducción del inglés al español no es textual; la correcta traducción hace referencia a que el esquema de control no cuenta con la medición de variables mecánicas, es decir, la técnica *Sensorless* se basa únicamente en la medición de variables de naturaleza eléctrica. Siendo específicos, el control se basa totalmente en la medición de la corriente en los devanados de armadura y de campo.

Asimismo, además de realizar el diseño del esquema de control antes mencionado, se debe de implementar en tiempo real, por lo que se debe diseñar y acondicionar sistemas electrónicos para disponer de un arreglo experimental que sea capaz de manipular un motor DC de campo devanado y con esto, al momento de realizar dicha implementación poder conseguir un seguimiento asintótico de la velocidad angular y flujo magnético del campo.

Cabe recalcar que no se debe dejar de lado las respectivas problemáticas que implican trabajar con sistemas en tiempo real como lo es una máquina DC, ya que se sabe que resulta menos eficiente en comparación con otras máquinas eléctricas (Brushless), debido a la existencia de escobillas que conectan la parte fija con la parte móvil del motor, además de las consideraciones de la fabricación del motor y el estado actual en el que se encuentre la máquina eléctrica (cuestiones de desgaste físico y eléctricas).

En otras palabras, teniendo en cuenta los puntos ya mencionados, el planteamiento del problema se puede resumir teniendo en cuenta las siguientes consideraciones:

- C.1.** Se dispone de mediciones de las señales de la corriente en los devanados de armadura, como en los devanados de campo.
- C.2.** Se conocen en forma exacta todos los parámetros de naturaleza eléctricos como los de naturaleza mecánica.
- C.3.** Se dispone de fuentes de alimentación de voltaje independientes y variables para los devanados de campo y los devanados de armadura.

- C.4. Se define la velocidad angular deseada para el motor DC como una función acotada con primera y segunda derivada.
- C.5. Se genera una referencia de flujo magnético como una función positiva y con primera derivada.
- C.6. Se conoce de forma exacta el par de carga.

Dicho lo anterior, se desea la implementación de un control no lineal tipo sensorless para un motor DC en configuración de excitación separada, teniendo un seguimiento asintótico de manera simultánea de velocidad angular y de flujo de campo.

1.4. Objetivos generales y específicos

En este trabajo se desea dar continuidad a trabajos previos que se han desarrollado anteriormente en el laboratorio C005 del plantel San Lorenzo Tezonco, de la Universidad Autónoma de la Ciudad de México, en el cual, recientemente se ha incursionado en la aplicación de sistemas de electrónica de potencia para manipular y controlar máquinas eléctricas de corriente directa de pequeña y mediana potencia.

Teniendo presente lo dicho anteriormente, se requiere del cumplimiento de los siguientes objetivos:

De acuerdo a las consideraciones C1-C5 se desea:

- Implementar un control no lineal *Sensorless* basado en pasividad para un motor de corriente directa de campo devanado, considerando el modelo no lineal del motor, consiguiendo un seguimiento asintótico de la velocidad angular y de flujo magnético de campo ante referencias suaves y acotadas.

De acuerdo a la consideración C1, se desea:

- Diseñar e implementar un conjunto de sistemas electrónicos, que permitan amplificar e instrumentar correctamente las señales que otorgan los sensores de corriente para obtener una buena resolución de salida respecto a la señal de entrada, evitando la amplificación de ruido electrónico y así evitar lecturas erróneas.

De acuerdo a la consideración C3, se desea:

- Diseñar e implementar un conjunto de sistemas electrónicos acondicionadores (circuito driver) necesarios para la correcta conmutación de los transistores de potencia IGBTs. Igualmente, se requiere de diseñar una tarjeta aisladora y de

distribución de señales de control proveniente de una tarjeta de adquisición de datos como la tarjeta dSPACE o de un microcontrolador. Asimismo, realizar la instrumentación necesaria para la adquisición y la disponibilidad adecuada de las corrientes en los devanados de armadura y campo.

1.5. Organización de la Tesis

Debido a que se trabajó con la máquina de corriente directa de campo devanado, el presente escrito se estructura de la siguiente forma:

- En el capítulo 2, se ponen los antecedentes y características mas sobresalientes de dicha máquina, así como las ecuaciones que se tienen al aplicar leyes físicas y con estas realizar un modelo matemático no lineal del motor DC en su configuración excitación separada.
- En el capítulo 3, se presentan las correspondientes consideraciones para el diseño del esquema de control no lineal, además de implementar la técnica denominada *Sensorless* para controlar la velocidad angular y el flujo magnético generado por los devanados de campo del motor DC.
- En el capítulo 4, se presenta lo referente a la instrumentación de sensores, implementación de sistemas electrónicos encargados para la correcta conmutación de los transistores de potencia, así como los criterios con los que fueron diseñados los diversos sistemas electrónicos realizados a lo largo de este proyecto.
- En el capítulo 5, se aborda la implementación de la estrategia de control en forma de simulación con el software SIMULINK/MATLAB[®] y también, la implementación del controlador en tiempo real mediante el software Control-Desk[®].
- Finalmente, en el capítulo 6 se presentan las conclusiones del presente trabajo así como algunos comentarios sobre el posible trabajo a futuro.

Capítulo 2

Motor DC de excitación separada

Las máquinas eléctricas se consideran como uno de los resultados más sobresalientes de la aplicación de los principios básicos del electromagnetismo que se empezaron a desarrollar en el siglo XIX con los experimentos de Oersted, Faraday, Henry, Lenz, Barlow y la sintetización que hizo Maxwell en 1879. [Mora, 2003].

Las máquinas eléctricas se pueden clasificar en torno a la energía que se le presenta en la entrada o a la salida de dicha máquina. Si la máquina tiene como entrada energía mecánica y en su salida se obtiene energía eléctrica, entonces se le da el nombre de generador eléctrico, caso contrario, si a la máquina eléctrica se le introduce energía eléctrica en su entrada y en la salida se obtiene energía mecánica, entonces se le denomina a dicha máquina como motor. En el presente trabajo, se presenta el estudio de la máquina eléctrica de corriente directa como motor.

El motor de corriente directa es versátil dado que permite diferentes formas de operación, dependiendo de las diversas combinaciones de excitación de sus devanados de campo y armadura, como puede ser la excitación de sus devanados en derivación (Shunt), excitación en serie, excitación de los devanados por separado, por mencionar algunos. Gracias a las características mencionadas anteriormente, se puede hacer que la máquina eléctrica realice una amplia variedad de curvas características Volt-Amper y Velocidad-Par, tanto para utilizarlo en funcionamiento dinámico como para estado estacionario como se comenta en [A.E. Fitzgerald, 1992]. Sin embargo, el conmutador o escobillas resultan ser la mayor de sus desventajas, ya que restringen la potencia y la velocidad del motor. Dado que el conmutador es una parte mecánica, es necesario el mantenimiento periódico para su correcto funcionamiento y así ampliar su tiempo de vida de la máquina.

2.1. Principios del motor de corriente directa

Debido a los descubrimientos del físico Danés Hans Christian Oersted que relaciona el hecho de que una corriente produce un campo magnético alrededor del conductor que la conduce, se puede decir que aquellos descubrimientos sentaron las bases para que en conjunto con los descubrimientos posteriores realizados por André-Marie Ampère y Michael Faraday se pudieran formular los principios de conversión de la energía en los cuales se relacionan la electricidad y el magnetismo.

Cuando un motor DC recibe en sus terminales voltaje de corriente directa, esto produce una rotación mecánica en el eje de la máquina. La misma máquina tiene la capacidad de poder invertir el proceso de conversión de la energía, esto es, recibir rotaciones mecánicas del eje mediante el acoplamiento de otra máquina externa (Máquina Primaria o “Primotor”) y así poder generar tensión y por consiguiente generar corriente directa en sus terminales, a este proceso se le denomina Generador. En conclusión, un Motor DC y un Generador DC son la misma máquina, esto se puede apreciar claramente en la Figura 2.1. La diferencia sustancial entre un motor y generador, es el accionamiento con el que esté funcionando dicha máquina [Maloney, 2006].

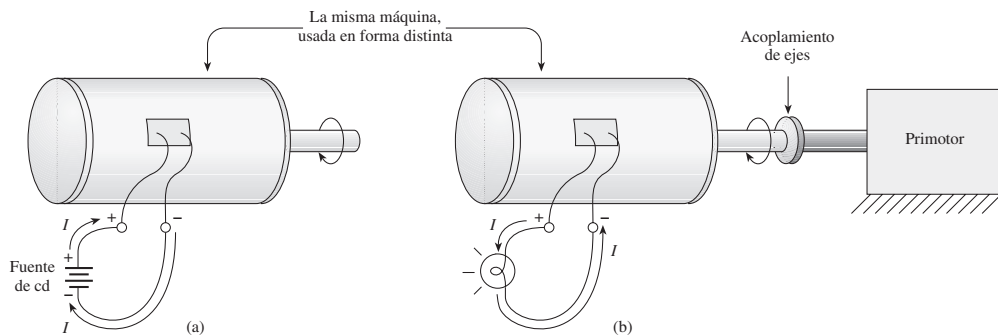


Figura 2.1: Ejemplo de un motor DC y un generador DC. (a) Al funcionar como motor, la máquina recibe energía eléctrica de una fuente. (b) Al funcionar como generador, la máquina recibe energía rotacional mecánica de otra máquina. Imagen adaptada de [Maloney, 2006, Cap. 12].

De cualquier manera, sea un motor o un generador, el funcionamiento de ambas máquinas se rigen por los mismos principios o leyes fundamentales. Debido a que estos principios son esenciales para determinar el modelo dinámico del motor DC, es necesario contextualizar estos principios fundamentales, de tal manera que, tomando los puntos más sobresalientes de ejemplares como [Chapman, 2005], [Dignowity et al., 1982], [Giancoli, 2009], [Maloney, 2006], [Van der Merwe et al., 1981], [Chiasson, 2005], [Michael Liwschitz-Garik, 1981] y [De Doncker et al., 2010], se describirán brevemente estas leyes fundamentales desde el punto de vista electromagnético.

Fuerza Electromotriz (\mathcal{E}). Un generador eléctrico (baterías, generadores, celdas fotovoltaicas, etc.) pueden ser fuentes de energía eléctrica. Si en esta fuente de energía eléctrica no se presentan pérdidas de energía interna, entonces la diferencia de potencial entre sus terminales se le denomina fuerza electromotriz (*fem*). A menos que se establezca lo contrario, se considerará que la diferencia de potencial entre las terminales de una fuente (o batería) es igual a su fem. La unidad para la fem es la misma que la unidad para la diferencia de potencial, en el sistema internacional de unidades correspondiente es el volt [**V**].

Fuerzas Magnéticas debido al flujo de corriente. Son el resultado al movimiento de cargas eléctricas, es decir, al flujo de corriente eléctrica. Siempre que dos cargas eléctricas se encuentren, aparecerá una fuerza de origen magnético. Si en un determinado punto del espacio existe un campo magnético y a través de él pasa una carga eléctrica con una determinada velocidad, ésta carga sufrirá la acción de una fuerza que no sea ni electrostática o gravitatoria.

Dirección y sentido del campo magnético debido a un flujo de corriente. La mayoría de las aplicaciones de magnetismo involucran efectos magnéticos debidos a corrientes eléctricas. Un campo magnético es generado por la circulación de corriente en algún conductor. También se puede obtener un campo magnético de un imán o un electroimán. Para determinar la orientación del campo magnético se emplea una regla que se llama la regla de la mano derecha.

Inducción magnética/Densidad de flujo magnético (B**).** El campo magnético se representa por las líneas de fuerza o también se conoce como líneas de inducción. El flujo de inducción magnética Φ a través de una superficie se determina por el número total de líneas de fuerza que atraviesan dicha superficie.

Ley de Ampere / Fuerza sobre un conductor en un campo magnético. Dado que una corriente es simplemente un flujo de cargas eléctricas, entonces una corriente experimenta una fuerza debida a un campo magnético. La dirección de la fuerza que experimenta un conductor por el cual circula una corriente eléctrica se puede determinar aplicando una variación de la regla de la mano derecha. La magnitud de la fuerza que se ejerce sobre un alambre recto que conduce una corriente I de longitud L ante la presencia de un campo magnético constante B , está dada por:

$$F = ILB \sin \theta$$

donde θ es el ángulo que se forma entre la dirección de la corriente y la dirección del campo magnético. Si el flujo de corriente es perpendicular al campo se obtiene que $\sin \theta = 1$ y por lo tanto, se consigue una fuerza máxima.

Par de fuerza ejercido sobre una espira en un campo magnético .

Considerando un campo magnético uniforme en el cual se encuentra una bobina plana de N espiras de hilo conductor por las cuales circula una corriente I , esta

bobina es sometida a un par de fuerza debido al campo magnético inductor externo. Este par puede ser calculado por:

$$\tau = NIAB \cos \theta$$

donde A es el área de la espira y θ es el ángulo que se forma entre el plano horizontal de la espira con la dirección del campo magnético. En el caso de que el plano de la espira sea paralelo a la dirección del campo, entonces se tiene que $\cos \theta = 1$ y por lo tanto, el par de fuerza es máximo. En el caso en el que el plano de la espira sea normal a la dirección del campo magnético, entonces el par de fuerza es nulo y se dice que existe un equilibrio.

Ley de Faraday para la FEM Inducida (\mathcal{E}). Suponga que una bobina con N vueltas se somete a un flujo magnético variable que pasa a través de la bobina. El valor promedio de la *FEM* inducida en la bobina es proporcional a la variación del flujo por unidad de tiempo y al número de espiras de dicha bobina, entonces, la fem está determinada por

$$\varepsilon = -N \frac{\Delta \phi}{\Delta t}$$

Donde el signo negativo indica que la fem inducida se opone a la causa que la origina (Ley de Lenz). La fem inducida también se puede entender como la consecuencia de que un conductor corte las líneas de fuerza de un campo magnético.

Ley de Lenz. Si en una bobina se produce un incremento del flujo magnético que la atraviesa (flujo magnético externo), al mismo tiempo y debido a la fem inducida se genera una corriente que circula en una dirección de tal manera que el campo magnético generado por la corriente inducida tiende a cancelar el incremento del flujo magnético inductor. En el caso contrario, si el flujo magnético que atraviesa una determinada bobina disminuye, igualmente se genera una corriente inducida y producirá un campo magnético que tenderá a restituir la disminución del flujo inductor. La ley de Lenz es una consecuencia de la conservación de la energía.

Fuerza Contraelectromotriz (FCEM). Considerando un motor simple DC (un motor que trabaja con flujo de campo fijo en el estator), cuando se hace circular una corriente por el devanado de armadura, éste interactúa con el campo magnético proveniente del estator y produce un par de fuerza sobre la bobina, lo cual hace girar la flecha del motor. Debido a que la armadura del motor al girar es completamente análogo a un generador, se induce en la bobina una fuerza contraelectromotriz, también conocida como **Contrafem**. La contrafem se opone al voltaje de la fuente que energétiza al circuito de armadura, entonces, la diferencia de potencial neta que genera una corriente sobre el devanado de armadura resulta ser la diferencia entre el voltaje de alimentación ($V_{armadura}$) y el voltaje debido a la fuerza contra electromotriz ($V_{Contrafem}$). De igual manera, para determinar la corriente en el devanado de armadura se obtiene de la

diferencia de potencial ($V_{armadura} - V_{Contrafem}$) dividido por la resistencia del devanado de armadura (R_{arm}).

2.2. Constitución general de un motor DC

La mayoría de las máquinas de DC son semejantes a las máquinas de AC, dicha afirmación es posible sólo si tomamos en consideración que el sentido de la corriente y voltaje son alternos en el interior del motor. Las máquinas DC pueden proporcionar una salida DC debido a que cuentan con un mecanismo que convierte esos voltajes y corrientes alternos (ambos internos) en voltaje de DC en sus terminales. Dado que a este mecanismo se le da el nombre de conmutador, en alguna literatura clásica se le puede conocer a este tipo de máquinas como máquinas de colector o de conmutación. [Chapman, 2012].

En ocasiones es de utilidad contar con una vista de todas las piezas que conforman un motor de corriente directa. Como se puede observar en la Figura 2.2, es claro que esto es simplemente una representación de la construcción de un motor DC, por supuesto, es preferente ver y desarmar una máquina realmente para tener una comprensión más clara de su estructura interna.

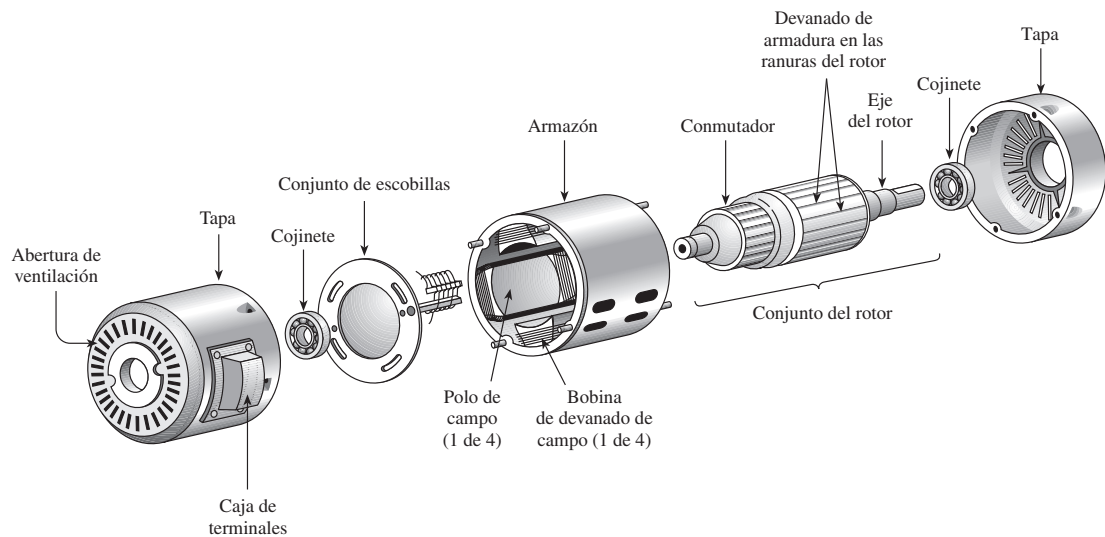


Figura 2.2: Partes de un motor de corriente directa. Figura adaptada de [Maloney, 2006]

2.2.1. Armadura y campo

Una máquina rotativa consta básicamente de dos partes, el rotor y estator. En una máquina DC se le da el nombre de estator a la parte fija de la máquina y regularmente

cuenta con polos salientes en los cuales se encuentra el devanado Inductor o conocido también como devanado de campo.

La parte interna y giratoria de la máquina DC se le denomina como Rotor y éste va en el interior del estator. En el rotor se encuentra un *núcleo magnético* que puede ser cilíndrico o bien de polos salientes, sobre éste núcleo se coloca un devanado, bobinado o arrollamiento, el cual se le conoce como circuito de armadura.

Para que un motor DC experimente una rotación angular de su eje, es necesario que se excite con corriente directa uno o más de sus devanados de Armadura, que a su vez, estos devanados generan un flujo magnético que interactúa con el flujo magnético proveniente del devanado de campo. La estructura de campo de un motor tiene al menos dos pares de polos de campo, aunque también se usan motores con cuatro pares de polos de campo.

Con frecuencia, en alguna literatura se puede encontrar la idea de que el conjunto del rotor y su devanado se pueden llamar *Armadura* y que el conjunto de la estructura del estator y su respectivo devanado se pueden llamar *Campo*. [Maloney, 2006].

2.2.2. Conmutador

La fuerza giratoria total en el circuito de la armadura depende de varios factores, incluyendo la intensidad del campo magnético generado por el devanado en el estator (Campo), la intensidad de la corriente que circule por el devanado en el rotor (Armadura) y la estructura física del motor, especialmente por la distancia que existe entre el rotor y el estator, el Entrehierro.

Para obtener una rotación continua, es necesario que el rotor se mantenga girando en la misma dirección después de pasar por un plano neutro, esto se puede logra invirtiendo la dirección del campo magnético que induce a la armadura o bien, cambiando la dirección del flujo de corriente que pasa a través de la armadura en el instante en que éste pasa por un plano neutro [Giancoli, 2009]. El dispositivo que puede cambiar la dirección de la corriente en la Armadura para mantener la rotación continua se llama Conmutador.

2.3. Clasificación de un motor DC y sus configuraciones

Con frecuencia se usan motores como dispositivos de corrección final en sistemas de control industrial. En algunas de esas aplicaciones, el motor DC puede impulsar

servomecanismos y con ello poder conseguir que un objeto sea colocado en alguna posición deseada. Entre otras aplicaciones se encuentran el accionamiento de abrir o cerrar válvulas o puertas mecánicas, variar la velocidad de una bomba para ajustar el flujo de algún líquido, así como variar la velocidad de un ventilador para ajustar el flujo de aire, por mencionar algunas aplicaciones [Maloney, 2006].

En el período de 1822 y 1850 se construyeron diversos modelos físicos de motores eléctricos que confirmaban la transformación de energía eléctrica en mecánica. Existe una clasificación muy amplia para las máquinas eléctricas y por ello es conveniente saber diferenciarlas. Prácticamente las máquinas eléctricas se dividen en dos grandes ramas: máquinas DC y máquinas AC. Como el motivo de este trabajo es realizar una implementación de una técnica de control para un motor de corriente directa de campo devanado, entonces nos centraremos en las máquinas DC.

Dentro de las clases de máquinas DC se pueden subdividir en más ramas y en ellas se encuentran diferentes clases de motores DC como se muestra en la Figura 2.3.

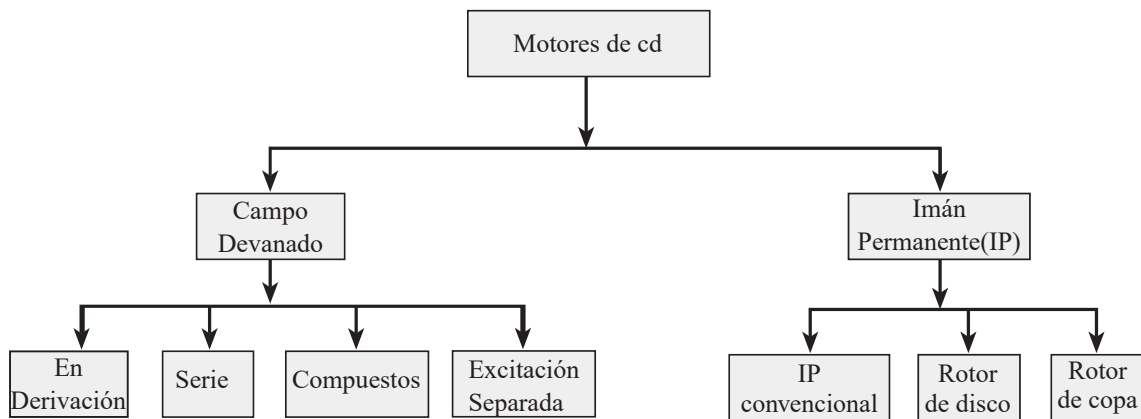


Figura 2.3: Diagrama de las diferentes subclases de motores DC. Imagen adaptada de [Maloney, 2006]

Básicamente existen cuatro maneras diferentes de conectar los devanados de un motor de corriente directa de campo devanado, estos son:

1.- Motor DC en Derivación (*Shunt o Paralelo*). El motor DC con esta configuración, obtiene este nombre debido a que el devanado de campo está conectado a la línea de alimentación de potencia en paralelo con el devanado de armadura, como se muestra en el diagrama esquemático de la Figura 2.4. Un motor en configuración paralelo tiene la característica de contar con el devanado de campo con mayor número de vueltas de hilo conductor de calibre delgado para generar un campo magnético lo suficientemente fuerte para mantener la velocidad de la máquina prácticamente constante. Con esta configuración el motor consigue un par de arranque menor en

comparación con el motor en configuración tipo serie, pero es más estable con respecto a la velocidad en operación según [Ponce Cruz et al., 2008].

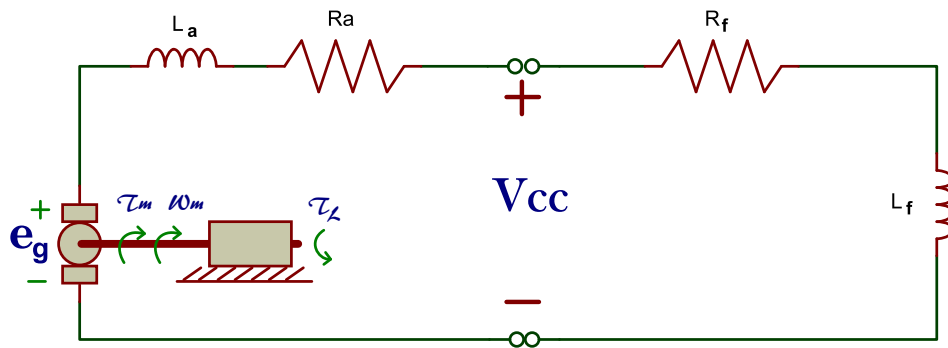


Figura 2.4: Motor DC de Campo Devanado en configuración Derivación.

2.- Motor DC en Serie. Se le da este nombre al motor DC debido a que su devanado de campo está conectado en serie con el devanado de armadura, como se observa en el diagrama esquemático de la Figura 2.5, esto significa que fluye una corriente común a través de ambos devanados y es igual a la corriente de la fuente de potencia. Al igual que los generadores tipo serie, los devanados de campo son construidos con pocas vueltas de hilo conductor pero con un conductor de gran calibre en comparación del motor tipo paralelo. El comportamiento básico de esta configuración se debe al hecho de que *el flujo magnético es directamente proporcional a la corriente del inducido*. Conforme se incrementa la carga en el motor, también se incrementa su flujo magnético ocasionando una curva par/velocidad en caída muy pronunciada [Chapman, 2005].

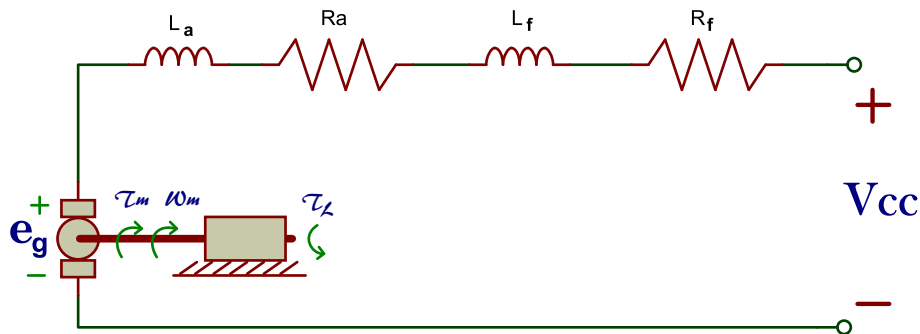


Figura 2.5: Motor DC de Campo Devanado en configuración Serie.

3.- Motor DC Compuesto. El motor en configuración serie tiene características que no tiene el motor en configuración derivación y viceversa. Un ejemplo de ello es que el motor en derivación tiene la característica de mantener la velocidad constante y esta cualidad no se encuentra en el motor serie, en el motor serie se puede conseguir un

alto par de fuerza que no se consigue en un motor en derivación. Estas cualidades se pueden conseguir con la configuración *compuesto*, ya que esta configuración combina las mejores cualidades de las configuraciones mencionadas en un solo motor debido a que en esta configuración existen dos devanados en el circuito del campo, uno se encuentra en serie con la armadura y el segundo devanado se encuentra en paralelo con el circuito de armadura. En la Figura 2.6 se presentan los diagramas esquemáticos de la configuración compuesta.

Dependiendo de la conexión de los devanados, esta máquina puede clasificarse como *motor compuesto largo* o *motor compuesto corto* y a su vez puede ser motor compuesto acumulativo o motor compuesto diferencial [Dignowity et al., 1982].

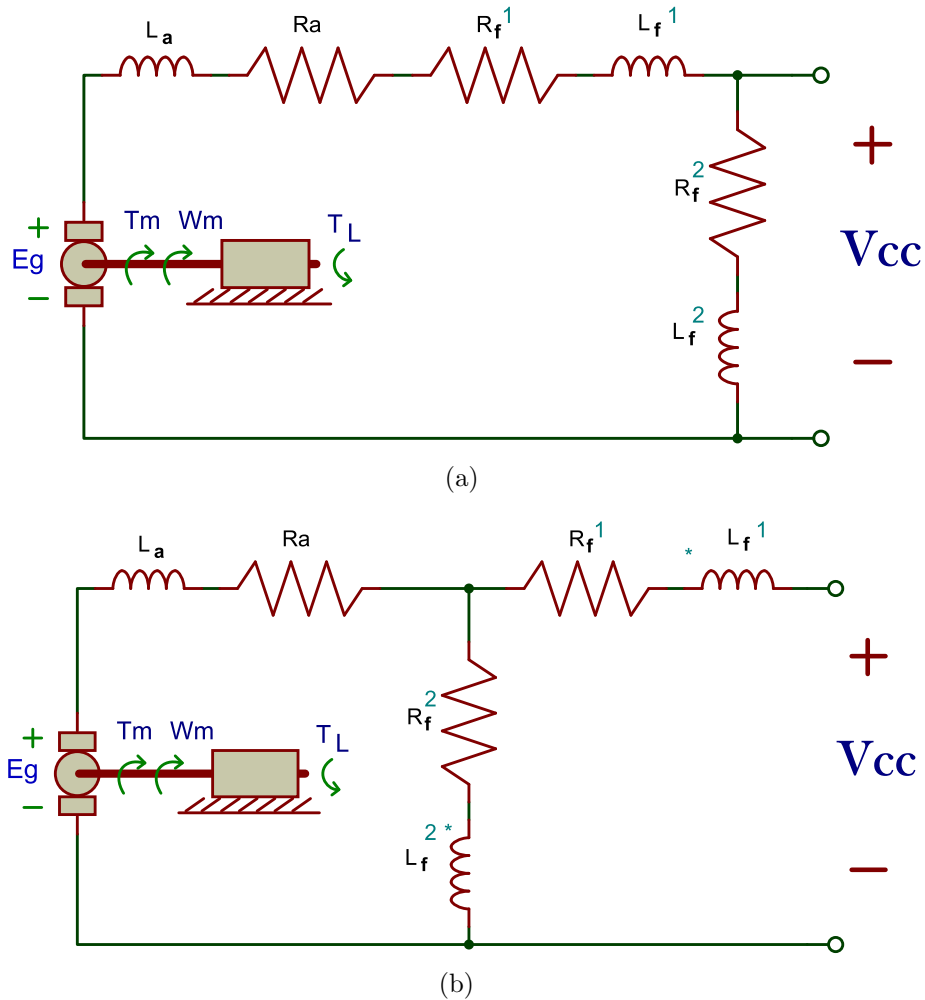


Figura 2.6: Motor DC de campo devanado en configuración *Compuesto*. (a) Compuesto largo. (b) Compuesto corto.

4.- Motor DC de Excitación Separada. Los motores de corriente continua que derivan su flujo magnético de campo mediante imanes permanentes se encuentran

limitados a unos cuantos caballos de fuerza y también a una determinada velocidad máxima. Estas limitaciones se superan si se cuenta con un flujo de campo ϕ_f producido por un devanado en el estator que se alimente con una corriente i_f independiente, esto permite obtener una mayor manipulación sobre la velocidad en el motor de DC en estado permanente [Mohan et al., 2009, cap.13].

El circuito equivalente de un motor de corriente directa con campo devanado en configuración excitación separada se muestra en la Figura 2.7, básicamente esta configuración consta de dos circuitos independientes *Armadura* y *Campo*.

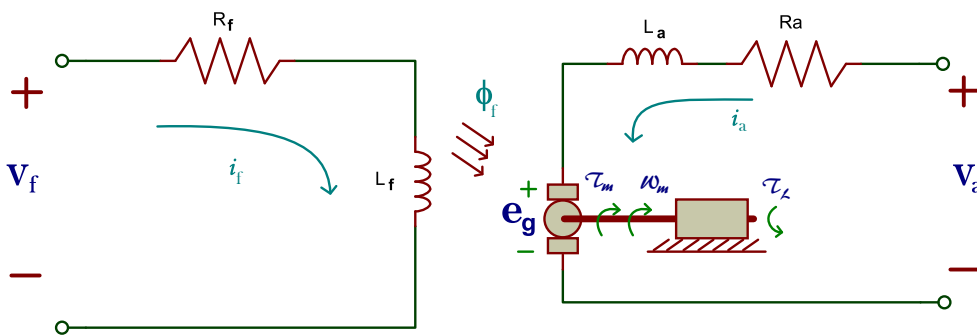


Figura 2.7: Motor DC de Campo Devanado en configuración Excitación Separada.

El devanado de campo se encuentra en la parte fija de motor (estator) y es energizado por una fuente de voltaje v_f independiente de la fuente de voltaje v_a del circuito de armadura. El circuito de campo se compone de una resistencia R_f y una alta inductancia L_f , esto se debe a que usualmente la corriente de campo es mucho menor que la corriente de armadura, razón por lo cual se emplea un devanado con mayor número de espiras de un calibre de conductor menor ocasionando una inductancia mayor en comparación con la armadura. La alta inductancia de campo no tiene efecto en el análisis en estado estacionario del motor, siempre y cuando se utilice una fuente de corriente directa en el campo lo cual generará un campo constante [Mohamed, 2000].

En estos motores la intensidad en el campo no se afecta en forma apreciable debido a cambios en la carga, de manera que se obtiene una velocidad relativamente constante. Esta configuración suele ser utilizada para aplicaciones que requieran una velocidad relativamente constante. Una característica interesante de esta configuración es contar con la posibilidad de regular la velocidad el motor mediante la variación de voltaje en los devanados de armadura o igualmente, variando el voltaje en el devanado de campo o incluso ambos al mismo tiempo [Angel et al., 2009].

2.4. Modelo matemático no lineal de un motor DC en configuración excitación separada

El motor DC es un actuador electromecánico formado básicamente por un estator o devanado de campo, y un rotor o devanado de armadura. El comportamiento dinámico del motor eléctrico se describe por un sistema de Ecuaciones Diferenciales, el cual debe reproducir los fenómenos eléctricos, magnéticos y mecánicos que están presentes en el motor lo más cercano posible a lo real.

La precisión de los resultados del modelo depende del detalle con el que se represente la dinámica de estos fenómenos. Tradicionalmente el modelo del motor DC se desarrolla considerando un sistema magnético lineal con parámetros constantes, donde la corriente en el devanado de campo y por lo tanto el flujo magnético generado, poseen una característica de variación lineal.

Para que una máquina DC pueda otorgar una máxima potencia posible, la mayoría de los motores son diseñados para operar cerca del punto de saturación en la curva de magnetización, esto implica que a después de este punto se requiera un gran aumento de corriente en el devanado de campo para obtener un pequeño incremento de flujo magnético como se menciona en [Chapman, 2012, Cap.9]. Dicho lo anterior, es preciso aclarar que el flujo magnético ϕ_f derivado del devanado de campo no es estrictamente proporcional a la corriente de campo i_f en todo el intervalo de valores de i_f soportado por el motor. Cuando los valores de i_f exceden el valor nominal de la máquina, el flujo magnético ϕ_f pierde la proporcionalidad [Maloney, 2006, Cap.12].

2.4.1. Efectos-Relación del flujo magnético (Flux linkage)

El flujo de campo, también llamado flujo de enlace (*Flux linkage*), se relaciona con la corriente de campo mediante la función no lineal $\phi(i_f) = f(i_f)$ donde $f(\cdot)$ es la función de la curva de magnetización en la que se relaciona el campo magnético versus corriente de campo. Como se puede ver en la Figura 2.8, esta curva se define como estrictamente creciente y simétrica con respecto al origen y satisface que $\phi_f(i_f) > 0$ para corrientes $i_f \neq 0$ [Chiasson, 2005].

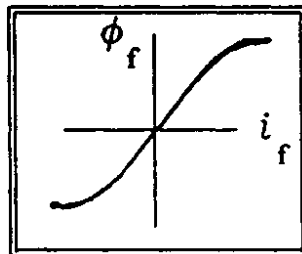


Figura 2.8: Curva de magnetización. Imagen extraída de [Bodson and Chiasson, 1998].

Si el material con el que está construido el circuito de campo y sus respectivos devanados trabajan en la zona de proporcionalidad (variaciones de corrientes i_f pequeñas) sin llegar a la zona de saturación magnética, como se puede apreciar en la Figura 2.9. Por lo tanto, se puede modelar una función lineal que relaciona el flujo magnético ϕ_f respecto a la corriente i_f como

$$\phi(i_f) = L_f i_f \quad (2.1)$$

Se puede decir que la fuerza que ejerce el campo magnético a los devanados de arma-

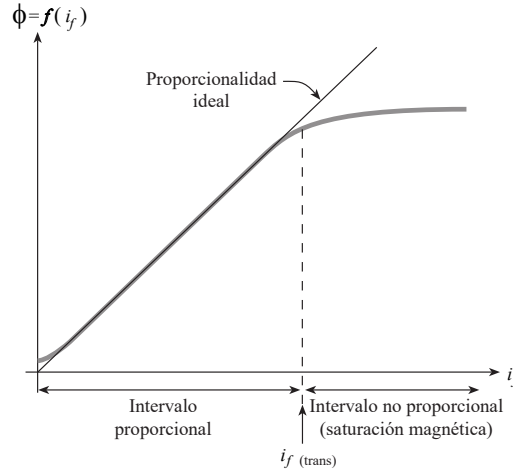


Figura 2.9: El flujo magnético ϕ_f se puede considerar proporcional a la corriente i_f para valores menores a la corriente de transición. Para valores mayores a este, el núcleo magnético se empieza a saturar y se pierde la proporcionalidad [Maloney, 2006, Cap. 12].

dura es proporcional a la corriente de campo siempre y cuando la corriente de campo i_f tenga variaciones pequeñas o se encuentre en niveles bajos sin llegar a la saturación magnética debido al aumento excesivo de corriente en el devanado de campo que sobrepase la corriente nominal del motor.

Como el par de fuerza electromagnético τ depende de la fuerza mecánica F sobre un conductor con corriente y F es proporcional al flujo de campo y a la corriente que circula por dichos devanados, se espera que el par de fuerza τ_m sea proporcional al flujo magnético de campo ϕ_f y a la corriente de armadura i_a . Esto se puede escribir como

$$\tau_m = k_t \phi_f i_a \quad (2.2)$$

donde k_t es la constante de proporcionalidad de “torsión” del motor y depende de los detalles de construcción del motor de corriente directa [Maloney, 2006, Cap.12].

La interacción entre el campo magnético de campo, la rotación de los devanados de armadura y considerando la ley de Faraday, se genera un voltaje inducido que

se le denomina *fuerza contraelectromotriz* (fem). Esta fem inducida se obtiene de la simplificación de diversos términos sobre la construcción del motor [Krishnan, 2001] y se define como

$$e_g = k_e \phi_f \omega_m \quad (2.3)$$

donde k_e es una constante de proporcionalidad referente a la estructura interna del motor. La variable ω_m denota a la velocidad angular del rotor.

Si se consideran todas las variables de las Ecuaciones (2.2) y (2.3) en sus unidades básicas, se obtiene que la constante de proporcionalidad de origen magnético k_t del par de fuerza del motor tiene el mismo valor numérico que la constante de proporcionalidad de origen eléctrico k_e de la fuerza contraelectromotriz.

Para conseguir una transferencia de energía total y sin pérdidas entre los puertos de la máquina, este fenómeno sucede cuando k_t y k_e son iguales, de este modo se obtiene que

$$k_e \doteq k_t = K_\phi$$

2.4.2. Circuito de campo.

Para determinar la ecuación diferencial en el circuito del campo, como se puede apreciar en la Figura 2.7, el circuito de campo está constituido por una resistencia R_f , una inductancia L_f y su fuente de alimentación v_f . Por lo tanto, aplicando ley de voltaje de Kirchhoff, la ecuación diferencial que se obtiene es la siguiente

$$v_f = R_f f^{-1}(\phi_f) + \frac{d\phi_f}{dt}. \quad (2.4)$$

Sustituyendo la Ecuación (2.1) en (2.4), se obtiene una expresión lineal del circuito de campo que sólo está en términos del flujo magnético, esto es

$$v_f = \frac{R_f}{L_f} \phi_f + \frac{d\phi_f}{dt} \quad (2.5)$$

2.4.3. Circuito de armadura.

Para el circuito de armadura, a la derecha de la Figura 2.7 se tiene el diagrama esquemático de los devanados de la armadura. Aplicando ley de voltajes de Kirchhoff se obtiene

$$v_a = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + e_g. \quad (2.6)$$

2.4.4. Circuito mecánico.

Para el circuito mecánico, como se puede observar en el diagrama de la derecha de la Figura 2.7, se tiene la parte giratoria del motor, por lo que al aplicar la segunda ley de Newton para sistemas mecánicos rotacionales, se tiene

$$-\tau_L = J \frac{d\omega_m}{dt} - B\omega_m - k_t \phi_f i_a \quad (2.7)$$

donde los parámetros B y J que son las constantes de fricción viscosa y momento de inercia respectivamente, mientras que τ_L es el par de carga en la flecha del motor y τ_m es el par mecánico de origen electromagnético, el cual se tiene en la Ecuación (2.2).

2.4.5. Modelo matemático no lineal del motor DC

Definiendo las variables de interés del sistema en variables de estado, para el diseño de un controlador basado en pasividad empleando la técnica denominada *Sensorless*, los estados son definidos como:

$$\begin{aligned} x_1 &= \phi_f \\ x_2 &= i_a \\ x_3 &= \omega_m \end{aligned}$$

Las Ecuaciones (2.5), (2.6) y (2.7) son las que modelan el comportamiento dinámico del motor DC en su configuración excitación separada. Para estar completas, estas Ecuaciones requieren de lo expresado en las Ecuaciones (2.2) y (2.3), por lo que se pueden reescribir como:

$$\frac{d}{dt}x_1 + \frac{R_f}{L_f}x_1 = v_f \quad (2.8a)$$

$$L_a \frac{d}{dt}x_2 + R_a x_2 + K_\phi x_1 x_3 = v_a \quad (2.8b)$$

$$J \frac{d}{dt}x_3 + Bx_3 - K_\phi x_1 x_2 = -\tau_L \quad (2.8c)$$

El conjunto de ecuaciones dadas por (2.8), se puede reescribir en forma matricial, de tal modo que se obtiene

$$\underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & L_a & 0 \\ 0 & 0 & J \end{bmatrix}}_{\mathcal{D}} \frac{d}{dt} \underbrace{\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{R_f}{L_f} & 0 & 0 \\ 0 & R_a & 0 \\ 0 & 0 & B \end{bmatrix}}_{\mathcal{R}} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & K_\phi x_1 \\ 0 & -K_\phi x_1 & 0 \end{bmatrix}}_{\mathcal{C}(x_1)} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} v_f \\ v_a \\ -\tau_L \end{bmatrix}}_{\mathcal{Q}} \quad (2.9)$$

La representación matricial dada por (2.9), también se puede reescribir en forma compacta como

$$\mathcal{D} \dot{\mathbf{x}} + \mathcal{R} \mathbf{x} + \mathcal{C}(x_1) \mathbf{x} = \mathcal{Q} \quad (2.10)$$

donde se puede observar que $x \in \mathbb{R}^3$ es el vector de estados del sistema, $Q \in \mathbb{R}^3$ es el vector de fuerzas externas, $\mathcal{D} \in \mathbb{R}_+^{3 \times 3}$ y $\mathcal{R} \in \mathbb{R}_+^{3 \times 3}$ son matrices diagonales positivas y $\mathcal{C}(x_1) \in \mathbb{R}_+^{3 \times 3}$ es una matriz antisimétrica.

2.5. Propiedades del modelo no lineal.

Se pueden resaltar tres propiedades del sistema dado por (2.9) en su forma matricial que posteriormente se aprovechan para demostrar la pasividad de la máquina eléctrica de corriente directa. Cabe hacer mención, que por cuestiones físicas, todos los parámetros del motor DC son positivos.

1.- Las matrices \mathcal{D} y \mathcal{R} definidas positivas. Esta propiedad es directamente relacionada con la estructura de las matrices \mathcal{D} y \mathcal{R} y su definición de positividad en el sistema (2.9), esto se debe a que son matrices diagonales, simétricas y definidas positivas.

Para comprobarlo, se verifica calculando los menores principales de la matriz \mathcal{D} y \mathcal{R} .

Prueba por menores principales (Matriz \mathcal{D}). La matriz \mathcal{D} está definida como:

$$\mathcal{D} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & L_a & 0 \\ 0 & 0 & J \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

Como $\mathcal{D} \in \mathbb{R}^{3 \times 3}$, se obtienen tres menores principales, estos son:

1. Primer menor principal.

$$\det([1]) = 1 \quad (2.12)$$

2. Segundo menor principal.

$$\det\left(\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & L_a \end{bmatrix}\right) = L_a \quad (2.13)$$

3. Tercer menor principal.

$$\det\left(\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & L_a & 0 \\ 0 & 0 & J \end{bmatrix}\right) = L_a J \quad (2.14)$$

Debido a que todos los parámetros del motor son positivos, se tiene que (2.12), (2.13) y (2.14) son positivos, lo que implica que la matriz \mathcal{D} es definida positiva.

Prueba por menores principales (Matriz \mathcal{R}). La matriz \mathcal{R} está definida como:

$$R = \begin{bmatrix} \frac{R_f}{L_f} & 0 & 0 \\ 0 & R_a & 0 \\ 0 & 0 & B \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

Como $\mathcal{R} \in \mathbb{R}^{3 \times 3}$, se obtienen tres menores principales, los cuales son:

1. Primer menor principal.

$$\det \left(\begin{bmatrix} \frac{R_f}{L_f} \end{bmatrix} \right) = \frac{R_f}{L_f} \quad (2.16)$$

2. Segundo menor principal.

$$\det \left(\begin{bmatrix} \frac{R_f}{L_f} & 0 \\ 0 & R_a \end{bmatrix} \right) = \frac{R_f}{L_f} R_a \quad (2.17)$$

3. Tercer menor principal.

$$\det \left(\begin{bmatrix} \frac{R_f}{L_f} & 0 & 0 \\ 0 & R_a & 0 \\ 0 & 0 & B \end{bmatrix} \right) = \frac{R_f}{L_f} R_a B \quad (2.18)$$

Debido a que todos los parámetros del motor son positivos, se tiene que (2.16), (2.17) y (2.18) son positivos, esto implica que la matriz \mathcal{R} es definida positiva. [de Barcelona, 2018, Dpto. de Matemática Aplicada II, 2005].

2.- Matriz $\mathcal{C}(x_1)$ definidas antisimétrica. Esta propiedad se refiere a la estructura de la matriz $\mathcal{C}(x_1)$, es decir, para que una matriz sea antisimétrica debe cumplir que $\mathbf{C} = -\mathbf{C}^T$ y entre sus propiedades se encuentra que; para matrices reales, su diagonal principal sea nula y que su forma cuadrática también sea nula para todo vector \mathbf{x} no nulo, por lo tanto, se debe cumplir que

$$\mathbf{x}^T \mathcal{C}(x_1) \mathbf{x} = 0 \quad (2.19)$$

Prueba. Dada la matriz $\mathcal{C}(x_1)$ como

$$\mathcal{C}(x_1) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & K_\phi x_1 \\ 0 & -K_\phi x_1 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

Considere la premultiplicación del vector de estados transpuestos x^T y posmultiplicado por el vector de estados x .

$$[x_1 \ x_2 \ x_3] \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & K_\phi x_1 \\ 0 & -K_\phi x_1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

Se obtiene un resultado escalar, esto es

$$K_\phi x_3 x_2 x_1 - K_\phi x_3 x_2 x_1 = 0 \quad (2.22)$$

Por lo tanto, con este resultado se confirma la definición de que la matriz $\mathcal{C}(x_1)$ es antisimétrica.

3.- Propiedad de pasividad. Esta propiedad está relacionada con los principios de conservación de la energía, en pocas palabras, se basa en características como la disipación de energía y el almacenamiento de energía. [Armando and López, 2004, Apéndice.B].

La propiedad de pasividad cumple con el balance de energía, la cual establece que la energía almacenada más la energía disipada es igual a la suministrada. Si la energía almacenada mantiene la siguiente relación con la energía suministrada

$$\textit{Energia Almacenada} \leq \textit{Energia Suministrada}$$

Entonces, se dice que el sistema disipa energía, por lo tanto, el sistema es *Disipativo* como se describe en [Guerrero Tejada, 2006]. Para ello, se definen dos funciones: la razón de suministro, que se refiere a la razón de suministro de energía hacia el sistema; y la segunda, la función de almacenamiento la cual mide la cantidad de energía almacenada en el sistema.

En otras palabras, si la energía suministrada es el producto entre la señal de entrada y la señal de salida del sistema, entonces se dice que el sistema es pasivo.

Prueba de pasividad del motor de corriente directa.

Considerando una función de almacenamiento definida como

$$H(x) = \frac{1}{2} x^T \mathcal{D} x \quad (2.23)$$

Derivando (2.23) con respecto al tiempo, se tiene

$$\dot{H}(x) = \frac{1}{2} \dot{x}^T \mathcal{D} x + \frac{1}{2} x^T \dot{\mathcal{D}} x + \frac{1}{2} x^T \mathcal{D} \dot{x} \quad (2.24)$$

Debido a que la \mathcal{D} es una matriz diagonal, cuadrada y constante. Se obtiene que $\dot{\mathcal{D}} = 0$, por lo tanto

$$\dot{H}(x) = \frac{1}{2} \dot{x}^T \mathcal{D} x + \frac{1}{2} x^T \mathcal{D} \dot{x} \quad (2.25)$$

Dado que se emplean vectores y matrices, el resultado es escalar, por lo tanto se pueden emplear propiedades de conmutatividad para obtener

$$\dot{H}(x) = x^T \mathcal{D} \dot{x} \quad (2.26)$$

De la Ecuación (2.10) se puede extraer el termino $\mathcal{D} \dot{x}$ para sustituirlo en (2.26)

$$\dot{H}(x) = x^T Q - x^T \mathcal{C}(x_1) x - x^T \mathcal{R} x \quad (2.27)$$

Debido a que $\mathcal{C}(x_1)$ es antisimétrica, el producto escalar $\mathbf{x}^T \mathcal{C}(x_1) \mathbf{x} = 0$. Además, de la representación del modelo del sistema en su forma matricial dado en (2.9) se obtiene que el vector $Q = [v_f, v_a, -\tau_L]^T$ y sustituyendo en (2.27) se obtiene

$$\dot{H}(x) = v_f \phi_f + v_a i_a - \tau_L \omega_m - x^T \mathcal{R} x \quad (2.28)$$

Integrando la Ecuación (2.28) desde $0 \rightarrow t$ se tiene

$$H(t) - H(0) = \int_0^t (v_f \phi_f + v_a i_a - \tau_L \omega_m) ds - \int_0^t x^T \mathcal{R} x ds \quad (2.29)$$

Esta expresión se puede reescribir como

$$H(t) - H(0) = \int_0^t y^T(s) Q(s) ds - \int_0^t x^T \mathcal{R} x ds \quad (2.30)$$

De la expresión anterior se obtiene

$$H(t) - H(0) + \lambda_{\min}\{\mathcal{R}\} \int_0^t \|x\|^2 ds \leq \int_0^t y^T(s) Q(s) ds \quad (2.31)$$

Se puede observar que de lado izquierdo de la Ecuación (2.31), se tiene la energía almacenada más la energía disipada por el sistema donde $\lambda_{\min}\{\mathcal{R}\} > 0$, denota al valor propio mínimo de la matriz \mathcal{C} . De lado derecho de (2.31) se describe la energía suministrada al sistema.

Cumpliendo con lo establecido en la definición de pasividad, se dice que la máquina es un sistema pasivo el cual no puede almacenar más energía que la suministrada desde el exterior como se prueba en [Campos-Delgado et al., 2007]. Con esto se demuestra que el motor de corriente directa en configuración excitación separada, descrito en (2.10), representa un mapeo pasivo estrictamente de las fuerzas de entrada externas a los estados, i.e., bajo estas condiciones el mapeo

$$\Sigma : \begin{bmatrix} v_f \\ v_a \\ -\tau_L \end{bmatrix} \rightarrow \begin{bmatrix} \phi_f \\ i_a \\ w \end{bmatrix}$$

es pasivo.

Capítulo 3

Control *Sensorless* no lineal simultáneo de velocidad y flujo

Como se sabe, los motores de Corriente Directa dominaron el campo de los sistemas electromecánicos de velocidad variable en el siglo pasado. En la actualidad, debido a las excelentes cualidades que tiene este motor, en la actualidad aún son considerados como la opción más usual cuando un sistema requiere un amplio rango de control de velocidad de operación.

En el presente trabajo, se emplea el modelo matemático no lineal del motor de corriente directa con la finalidad de aplicar una estrategia de control simultáneo de seguimiento de velocidad angular y flujo de campo, utilizando la metodología de pasividad para un motor de corriente directa en su configuración excitación separada considerando el flujo de campo variante.

La principal característica a considerar para el diseño en esta estrategia de control es la utilización de una técnica denominada *Sensorless*. Dicha técnica se refiere a evitar el uso de codificadores ópticos acoplados a la flecha del motor para obtener la lectura de la velocidad angular. Debido a que la palabra *Sensorless* es del idioma inglés, no se puede emplear una traducción literal de la palabra, por ello, cuando se utiliza la palabra *Sensorless* en el comunidad de control se da por entendido como la no utilización de sensores mecánicos.

El motor de corriente directa de excitación separada se puede considerar que tiene una estructura lineal en su modelo matemático bajo ciertas consideraciones, por lo cual se puede encontrar mucha información de estrategias de control de tipo lineal en muchos libros de texto. También se puede encontrar trabajos que en su diseño de control consideran el modelo no lineal, de los cuales se pueden mencionar a [Bodson and Chiasson, 1998] en donde utilizan métodos diferencial-geométrico por medio de una linealización exacta para realizar el control de velocidad considerando que tiene disponible las señales de los estados de dos formas: primero, teniendo como entrada tanto el

voltaje del campo como de la armadura para realizar el llamado control de armadura; segundo, manteniendo fijo el voltaje de la armadura para realizar el control de campo.

Por otro lado, en [Campos-Delgado et al., 2007] utiliza la metodología basada en pasividad para diseñar estrategias de control de las tres configuraciones del motor de DC, considerando la disponibilidad de las señales del estado completo, conocimiento exacto de los parámetros de la máquina y que el par de carga es desconocido pero constante.

Se puede decir que actualmente existen dos líneas de trabajo: la primera, considerando que se mide alguna variable de naturaleza mecánica (por medio de un sensor o transductor acoplado a la flecha) en conjunto con variables de naturaleza eléctrica (normalmente sensores de corrientes); y la segunda línea de trabajo, es considerando mediciones sólo de variables de naturaleza eléctrica (sensores de corrientes) y a esta línea de trabajo se les denomina *Sensorless*.

3.1. Antecedentes de control *Sensorless* del motor de corriente directa

Para los diseños considerados *Sensorless* del motor DC que se han realizado, se puede dividir en dos clasificaciones, [Radcliffe and Kumar, 2015] y [Rao et al., 2016], los cuales son:

- Método basado en el modelo matemático. Esta técnica se fundamenta en el conocimiento del modelo matemático de la máquina y que relaciona las mediciones de variables de naturaleza eléctrica con la velocidad angular, i.e., el voltaje y la corriente se dan como entrada al modelo y estas se usan para estimar la velocidad.
- Método basado en la componente del Rizo (Ripple). Estos aprovechan que la corriente del rotor del motor DC muestra las formas (artefacts) del proceso de conmutación y si además se conocen la configuración de los polos del estator, las ranuras (slots) del rotor y los elementos del conmutador, con todo esto la velocidad puede ser medida [Radcliffe and Kumar, 2015].

A principios del actual siglo se empezó a tener auge el trabajar utilizando estrategias *Sensorless* para el motor DC de los que se destacan los siguientes. En [Ghosh et al., 2018] la estimación de la velocidad se realiza por medio de un modelo híbrido difuso y discreto aprovechando reportes de trabajos previos en donde los modelos que se utilizan incorporan efectos del dominio del espacio, i.e., efectos de ranuras (slot) y fenómenos de conmutación.

En [Rigatos, 2009] reportan la aplicación de un método denominado filtro de partícula (particle filter) que a diferencia del diseño por Filtro de Kalman no requiere alguna suposición sobre la medición de distribución de ruido para la estimación de los estados del motor DC.

También se puede encontrar trabajos como en [Afjei et al., 2007] donde se reporta un control de velocidad usando las variaciones de corriente y voltaje producidas en el motor en las líneas de potencia de entrada principal cuando las escobillas se mueven de una a otra, en donde detectan la frecuencia de las variaciones que son proporcional a la velocidad del motor y a la posición del rotor.

Por otro lado, en [Dal, 2009] tiene un enfoque en el cual utilizan técnicas de modos deslizantes con un observador de estados de la velocidad angular tipo Luenberger midiendo señales de la corriente de armadura. Mientras que en [Kumar and Thilagar, 2015] realizan una estimación de par de carga de tipo *Sensorless* usando técnicas de estimación algebraicas y observadores de orden reducido midiendo la corriente y el voltaje de la armadura bajo la suposición de que el par de carga es constante a tramos y dicha estimación se utiliza en un control por retroalimentación de salida cuyo diseño está basado en los errores dinámicos.

Cabe hacer mención que los trabajos *Sensorless* para el motor DC reportados son en esencia para la estimación de la velocidad angular o del par de carga. De los diseños para la primera variable se pueden separar en dos tipos: los que sólo realizan la estimación de velocidad y los que hacen tanto la estimación como control de velocidad. Tal es el caso del presente trabajo, el cual es, aplicar una estrategia de control no lineal del tipo *Sensorless* para un motor DC en la cual se realice una estimación de velocidad angular y el control de la misma, al mismo tiempo que se regula el flujo de campo.

3.2. Propuesta y diseño del controlador

En la sección 1.3 se describe el planteamiento del problema que se tuvo en el presente pero para realizar el diseño del controlador como ya se ha descrito, es necesario retomar dicho planteamiento del problema pero ahora más específico. Para ello, considere el modelo matemático no lineal del motor DC en su configuración excitación separada dada por (2.10). Además suponga que:

- S.1.** Se dispone de la medición de las señales de las corrientes de los devanados de la armadura i_a y de campo i_f .
- S.2.** Todos los parámetros (eléctricos y mecánicos) del modelo del motor de corriente directa de excitación separada son conocidos en forma exacta.

- S.3.** La velocidad angular deseada del rotor del motor ω_d es una función acotada y dos veces diferenciable, con primera y segunda derivada acotada.
- S.4.** El flujo deseado del campo ϕ_{fd} es una función conocida, positiva y distinta de cero, con primera derivada acotada.
- S.5.** El par de carga τ_L es una función conocida pero constante.

Además, se propone un voltaje de control para el circuito de armadura dado por

$$v_a = L_a \dot{x}_{2d} + R_a x_{2d} + K_\phi x_{1d} x_{3d} + K_{pa} e_a + K_{ia} \int_0^t e_a dt + k_g (x_{3d} - \hat{x}_3) \quad (3.1)$$

donde x_{1d} , x_{2d} y x_{3d} son el flujo magnético del campo deseado, la corriente de armadura deseada y la velocidad angular deseada respectivamente, mientras que e_a denota el error de estado de la armadura.

El voltaje de control en los devanados de campo se define como

$$v_f = \dot{x}_{1d} + \frac{R_f}{L_f} x_{1d} - K_\phi x_{3d} e_a + K_{pf} e_f + K_{if} \int_0^t e_f dt + K_\phi x_{2d} (x_{3d} - \hat{x}_3) \quad (3.2)$$

donde \hat{x}_3 es la velocidad angular estimada mientras que e_f es el error de estado del campo.

La corriente deseada para los devanados de la armadura se obtiene por medio de la siguiente ecuación

$$x_{2d} = \frac{1}{K_\phi x_{1d}} (\tau_L + J \dot{x}_{3d} + B x_{3d} + K_\omega (x_{3d} - \hat{x}_3)) \quad (3.3)$$

cuya derivada respecto al tiempo es

$$\dot{x}_{2d} = \frac{\dot{\tau}_L + J \ddot{x}_{3d} + B \dot{x}_{3d} + K_\omega (\dot{x}_{3d} - \dot{\hat{x}}_3)}{K_\phi x_{1d}} - \frac{(\tau_L + J \dot{x}_{3d} + B x_{3d} + K_\omega (x_{3d} - \hat{x}_3)) \dot{x}_{1d}}{K_\phi x_{1d}^2} \quad (3.4)$$

Como no se obtienen mediciones de velocidad angular, se propone un observador de velocidad por medio de

$$\dot{\hat{x}}_3 = \frac{1}{J} (-\tau_L - B \hat{x}_3 + K_\phi x_{1d} x_{2d}) - \frac{K_\omega}{\gamma} (x_{3d} - \hat{x}_3) - K_\phi x_{2d} e_f - \frac{k_g}{\gamma} e_a \quad (3.5)$$

con las constantes $K_{ia} > 0$, $K_{if} > 0$ y

$$K_{pf} > -\frac{R_f}{L_f} \quad (3.6a)$$

$$K_{pa} > -R_a \quad (3.6b)$$

$$K_\omega > -B \quad (3.6c)$$

$$K_g < \pm 2\sqrt{(R_a + K_{pa})(B + K_\omega)} \quad (3.6d)$$

$$\gamma > \frac{J}{B}K_\omega \quad (3.6e)$$

Cumpliendo con lo establecido en (3.1), (3.2), (3.3), (3.4), (3.5) y asegurando lo dado en (3.6); bajo estas condiciones, se asegura que el sistema en lazo cerrado logra seguimiento asintótico de los estados con todas las variables internas acotadas.

Debido a que existen distintos tipos de sensores de corriente, en este caso, para la suposición **S.1.** es real debido a que se disponen de tres tipos de sensores de corriente; el primero es un sensor industrial no intrusivo de efecto Hall, el segundo es un sensor Magnetorresistivo y por último, un sensor de efecto Hall intrusivo ampliamente utilizado para proyectos con la plataforma Arduino. Cabe aclarar que se realizaron pruebas comparando las respuestas de los tres sensores y se eligieron los sensores Magnetorresistivos debido a que la respuesta del sensor es más semejante a la real y presenta mayor inmunidad al ruido eléctrico.

Asimismo, se han realizado muchos tipos de experimentos a los devanados del motor para conocer los parámetros eléctricos, así como la constante de fuerza contraelectromotriz del motor DC [Marquez Valdez, 2019]. Dichos experimentos se basaron a como lo sugiere [Krishnan, 2001]. Los parámetros mecánicos se obtuvieron aplicando técnicas de control lineal. Es decir, hasta cierto punto la suposición **S.2.** es realista, pero se sabe que en funcionamiento algunos parámetros pueden cambiar. La suposición **S.3.** es por simplicidad para tratar en el presente trabajo.

El flujo de campo deseado es una entrada al sistema como una señal de referencia, por lo que hay que considerar que esta siempre debe ser positiva y distinta de cero. En realidad, el flujo de campo real no se mide, pero si consideramos que la máquina trabaja en la región lineal de la curva de magnetización se tiene la relación dada en (2.1).

3.3. Diseño del control

Para el diseño del controlador, se emplea una estrategia en la cual se consideran dos variables como referencia: la primera, es la velocidad angular del motor ω_m y

la segunda, el flujo magnético ϕ_f en los devanados de campo, esto inspirado en el trabajo inicial de [Espinosa-Pérez, 1993] para motores de inducción.

Considerando que sólo se miden variables de naturaleza eléctrica (corrientes de armadura y campo), es necesario el diseño de un estimador de la velocidad angular para conseguir regular la velocidad del motor.

Para abordar el tema respecto al diseño de la estructura de control con estrategia *Sensorless*, hay que definir una expresión que involucre los errores. Entonces, definiendo el error de estado como

$$\mathbf{e} = \mathbf{x}_d - \mathbf{x} \quad (3.7)$$

En forma particular, el error de estado se desarrolla de la siguiente manera

$$e_f = x_{1d} - x_1 = \phi_{fd} - \phi_f \quad (3.8a)$$

$$e_a = x_{2d} - x_2 = i_{ad} - i_a \quad (3.8b)$$

$$e_\omega = x_{3d} - x_3 = \omega_d - \omega_m \quad (3.8c)$$

Además, se define el error de estimación de velocidad angular como

$$\tilde{\omega} = \tilde{x}_3 = x_3 - \hat{x}_3 = \omega_m - \hat{\omega}_m \quad (3.9)$$

Teniendo las Ecuaciones (3.8c) y (3.9) se puede definir una nueva variable, denominada ω_p , esta variable relaciona los errores de velocidad de estado y de estimación o a la velocidad estimada con la velocidad deseada. Se define como

$$\omega_p = \tilde{x}_3 + e_\omega = x_{3d} - \hat{x}_3 \quad (3.10)$$

Para realizar el diseño del controlador en lazo cerrado del motor de corriente directa se considera el modelo matricial en su forma compacta dada por (2.10) para encontrar la dinámica del sistema en función de los errores de estados, por lo que se suman y restan valores deseados de sus variables. Esto es

$$\mathcal{D} \dot{\mathbf{x}} + \mathcal{R} \mathbf{x} + \mathcal{C}(x_1) \mathbf{x} \pm (\mathcal{D} \dot{\mathbf{x}}_d + \mathcal{R} \mathbf{x}_d + \mathcal{C}(x_1) \mathbf{x}_d) = Q \quad (3.11)$$

Teniendo en cuenta todas las definiciones de errores dadas en (3.8) y realizando manipulación de la Ecuación dada en (3.11). Se obtiene una relación del sistema en términos del error de estado en forma matricial compacta, esto es

$$\mathcal{D} \dot{\mathbf{e}} + \mathcal{R} \mathbf{e} + \mathcal{C}(x_1) \mathbf{e} = \Psi \quad (3.12)$$

donde Ψ se define como

$$\Psi = -Q + (\mathcal{D} \dot{\mathbf{x}}_d + \mathcal{R} \mathbf{x}_d + \mathcal{C}(x_1) \mathbf{x}_d) \quad (3.13)$$

Considerando la Ecuación matricial definida en (3.12) y empleando la definición de error de estado definida en (3.7), se puede manipular la ecuación para obtener

$$\mathcal{D}\dot{\mathbf{e}} + \mathcal{R}\mathbf{e} + \mathcal{C}(x_1)\mathbf{e} = -Q + \mathcal{D}\dot{\mathbf{x}}_d + \mathcal{R}\mathbf{x}_d + \mathcal{C}(x_{1d})\mathbf{x}_d + \mathcal{C}(e_f)\mathbf{x}_d \quad (3.14)$$

Se puede observar que el último término de la Ecuación (3.14), se encuentra en términos del error de estado de flujo de campo y los estados deseados, por lo tanto, haciendo un poco de manipulación y reorganizando las matrices, se puede obtener una representación de la Ecuación (3.14) en términos del vector de errores. De esta manera, el sistema se vuelve a reescribir de la siguiente manera

$$\begin{aligned} \mathcal{D}\dot{\mathbf{e}} + \mathcal{R}\mathbf{e} + \mathcal{C}(x_1, x_{2d}, x_{3d})\mathbf{e} &= -Q + \mathcal{D}\dot{\mathbf{x}}_d + \mathcal{R}\mathbf{x}_d + \mathcal{C}(x_{1d})\mathbf{x}_d + \bar{\mathcal{C}}(x_{2d}, x_{3d})\mathbf{e} \\ \mathcal{D}\dot{\mathbf{e}} + \mathcal{R}\mathbf{e} + \mathcal{C}(x_1, x_{2d}, x_{3d})\mathbf{e} &= \bar{\Psi} \end{aligned} \quad (3.15)$$

donde

$$\mathcal{C}(x_1, x_{2d}, x_{3d}) = \begin{bmatrix} 0 & -K_\phi x_{3d} & K_\phi x_{2d} \\ K_\phi x_{3d} & 0 & K_\phi x_1 \\ -K_\phi x_{2d} & -K_\phi x_1 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

y $\bar{\Psi}$ se define como $\bar{\Psi} = [\bar{\Psi}_f \quad \bar{\Psi}_a \quad \bar{\Psi}_\omega]^T$ (en forma compacta).

en forma particular

$$\bar{\Psi}_f = -v_f + \dot{x}_{1d} + \frac{R_f}{L_f}x_{1d} - K_\phi x_{3d} e_a + K_\phi x_{2d} e_\omega \quad (3.17)$$

$$\bar{\Psi}_a = -v_a + L_a \dot{x}_{2d} + R_a x_{2d} - K_\phi x_{1d} x_{3d} \quad (3.18)$$

$$\bar{\Psi}_\omega = \tau_L + J \dot{x}_{3d} + B x_{3d} - K_\phi x_{1d} x_{2d} \quad (3.19)$$

En el lado izquierdo de la Ecuación (3.15) se sigue teniendo a las matrices \mathcal{D} y \mathcal{R} , las cuales se mantienen definidas positivas y se tiene una matriz $\mathcal{C}(x_1, x_{2d}, x_{3d})$ que mediante manipulación matricial, se mantiene la definición de matriz antisimétrica.

Prueba de Antisimetría de $\mathcal{C}(x_1, x_{2d}, x_{3d})$.

$$\begin{aligned} \mathbf{e}^T \mathcal{C}(x_1, x_{2d}, x_{3d}) \mathbf{e} &= \begin{bmatrix} e_f & e_a & e_\omega \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & -K_\phi x_{3d} & K_\phi x_{2d} \\ K_\phi x_{3d} & 0 & K_\phi x_1 \\ -K_\phi x_{2d} & -K_\phi x_1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_f \\ e_a \\ e_\omega \end{bmatrix} \\ &= K_\phi \begin{bmatrix} e_f & e_a & e_\omega \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -x_{3d}e_a + x_{2d}e_\omega \\ x_{3d}e_f + x_1e_\omega \\ -x_{2d}e_f - x_1e_a \end{bmatrix} \\ &= K_\phi ([-x_{3d}e_a + x_{2d}e_\omega]e_f + [x_{3d}e_f + x_1e_\omega]e_a + [-x_{2d}e_f - x_1e_a]e_\omega) \\ &= K_\phi (-x_{3d}e_a e_f + x_{2d}e_\omega e_f + x_{3d}e_f e_a + x_1e_\omega e_a - x_{2d}e_f e_\omega - x_1e_a e_\omega) \\ &= 0 \end{aligned}$$

El sistema en lazo cerrado dado por la Ecuación (3.15) es el que se considera para realizar una propuesta de controlador sin la medición de la posición o velocidad angular.

Considerando la Ecuación obtenida en (3.17), y teniendo en cuenta el voltaje de control v_f (como se presentó en (3.2)), considerando la Ecuación (3.10), sustituyéndolo en (3.17) y además dejando todo en términos del error de estado de velocidad y error de seguimiento de velocidad y simplificando, se obtiene

$$\bar{\Psi}_f = -K_{pf} e_f - K_{if} \int_0^t e_f dt - K_\phi x_{2d} \tilde{x}_3 \quad (3.20)$$

De la misma manera, escogiendo la corriente deseada i_{ad} o x_{2d} para los devanados de la armadura como se muestra en (3.3) y sustituyéndola en (3.18) además de considerar lo dado en (3.10), simplificando se llega a

$$\bar{\Psi}_\omega = -K_\omega \omega_p = -K_\omega (\tilde{x}_3 + e_\omega) \quad (3.21)$$

Asimismo, eligiendo el voltaje de la armadura V_a como se propuso en (3.1), sustituyendo en (3.18) y simplificando se llega a

$$\bar{\Psi}_a = -K_{pa} e_a - K_{ia} \int_0^t e_a dt - k_g \tilde{x}_3 - k_g e_\omega \quad (3.22)$$

3.3.1. Estimador de velocidad

Como la técnica de control elegida es del tipo *Sensorless*, implícitamente no se cuenta con la medición de velocidad angular del motor. Para sobrellevar esta situación y debido la estructura del controlador, se propone el diseño de un estimador inspirado en el trabajo reportado en [Guerrero Tejada, 2006] para la velocidad angular del motor DC dado por

$$\dot{\hat{x}}_3 = \frac{1}{J} - \tau_L - B\hat{x}_3 + K_\phi x_1 x_2 - \frac{K_\omega}{\gamma} x_{3d} - \hat{x}_3 - K_\phi x_{2d} e_f - \frac{k_g}{\gamma} e_a$$

Ahora bien, para obtener la derivada de la ecuación que determine el error de estimación (o de seguimiento), empleando la ecuación que describe el comportamiento mecánico del motor DC dada por (2.7) en conjunto con el observador propuesto en la Ecuación (3.5) y sustituyendo en la ecuación que define el error de estimación dada por la Ecuación (3.9), se obtiene

$$\dot{\tilde{\omega}} = \dot{\omega} - \dot{\hat{\omega}} \quad (3.23)$$

$$\dot{\omega} = - \left(\frac{B}{J} - \frac{K_\omega}{\gamma} \right) \tilde{x}_3 + \frac{K_\omega}{\gamma} e_\omega + K_\phi x_{2d} e_f + \frac{k_g}{\gamma} e_a \quad (3.24)$$

En la propuesta para el voltaje de control de armadura definida en la Ecuación (3.1) se requiere de la derivada respecto al tiempo de las corriente deseada de armadura \dot{x}_{2d} , por lo que esta expresión se obtienen en forma analítica al derivar (3.3) respecto al tiempo. Por lo tanto, derivando la corriente de armadura deseada se tiene

$$\dot{x}_{2d} = \frac{\dot{\tau}_L + J\ddot{x}_{3d} + B\dot{x}_{3d} + K_\omega [\dot{x}_{3d} - \dot{\hat{x}}_3]}{K_\phi x_{1d}} - \frac{(\tau_L + J\dot{x}_{3d} + Bx_{3d} + K_\omega (x_{3d} - \hat{x}_3)) \dot{x}_{1d}}{K_\phi x_{1d}^2}$$

Debido a que en la Ecuación (3.3) se tiene en el denominador al flujo de campo deseado, para evitar singularidades, el flujo de campo deseado debe ser $\phi_{fd} \neq 0$, y debido a que ϕ_f es una variable de entrada de referencia, se puede imponer el flujo de campo siempre sea $\phi_{fd} > 0$ y con una trayectoria suave y acotada. De hecho, por cuestiones físicas del motor, por seguridad y para tener un funcionamiento adecuado se debe de tener siempre la presencia del flujo de campo, ya que si este llega a ser cero en algún momento mientras que el motor esté en operación, se puede llegar a un desbocamiento del motor.

3.4. Prueba de estabilidad del controlador

Tomando en cuenta todas las propuestas anteriores, se define una función definida positiva que incluye a los errores de estado y el error de seguimiento de velocidad $\tilde{\omega}$ de la forma

$$H_e = \frac{1}{2} \mathbf{e}^T \mathcal{D} \mathbf{e} + \frac{\gamma}{2} \tilde{x}_3^2 + \frac{1}{2} K_{ia} \left(\int_0^t e_a dt \right)^2 + \frac{1}{2} K_{if} \left(\int_0^t e_f dt \right)^2 \quad (3.25)$$

Derivando (3.25) respecto al tiempo y simplificando se tiene

$$\dot{H}_e = \mathbf{e}^T \mathcal{D} \dot{\mathbf{e}} + \gamma \tilde{x}_3 \dot{\tilde{x}}_3 + \frac{1}{2} K_{ia} \frac{d}{dt} \left(\int_0^t e_a dt \right)^2 + \frac{1}{2} K_{if} \frac{d}{dt} \left(\int_0^t e_f dt \right)^2 \quad (3.26)$$

Sustituyendo el error de estimación ($\dot{\tilde{x}}_3$) dado por (3.24), realizando las respectivas derivadas, sustituyendo (3.15), (3.20), (3.21), (3.22) y considerando que $\mathcal{C}(x_1, x_{2d}, x_{3d})$ es antisimétrica, se obtiene

$$\dot{H}_e = -\mathbf{e}^T \mathcal{R} \mathbf{e} - K_{pf} e_f^2 - K_{pa} e_a^2 - K_\omega e_\omega^2 - \left(\frac{\gamma B}{J} - K_\omega \right) \tilde{x}_3^2 - k_g e_\omega e_a \quad (3.27)$$

$$\dot{H}_e = - \left(\frac{R_f}{L_f} + K_{pf} \right) e_f^2 - (R_a + K_{pa}) e_a^2 - (B + K_\omega) e_\omega^2 - \left(\frac{\gamma B}{J} - K_\omega \right) \tilde{x}_3^2 - k_g e_\omega e_a \quad (3.28)$$

Esta última ecuación se puede reescribir como

$$\dot{H}_e = - \begin{bmatrix} e_f & e_a & e_\omega & \tilde{x}_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{R_f}{L_f} + K_{pf} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_a + K_{pa} & \frac{1}{2}K_g & 0 \\ 0 & \frac{1}{2}K_g & B + K_\omega & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{\gamma B}{J} - K_\omega \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_f \\ e_a \\ e_\omega \\ \tilde{x}_3 \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

Para asegurar que \dot{H}_e sea negativa definida negativa, es necesario que la matriz que se tiene en el lado izquierdo de (3.29) sea definida positiva. Para ello el primer menor principal se requiere que cumpla

$$K_{pf} > -\frac{R_f}{L_f} \quad (3.30)$$

Para el segundo menor principal se requiere de lo siguiente

$$K_{pa} > -R_a \quad (3.31)$$

Para cumplir la condición del tercer menor principal, se tiene que el determinante de la submatriz de los primeros 3 renglones y columnas es

$$\begin{aligned} & \det \left(\begin{bmatrix} \frac{R_f}{L_f} + K_{pf} & 0 & 0 \\ 0 & R_a + K_{pa} & \frac{1}{2}K_g \\ 0 & \frac{1}{2}K_g & B + K_\omega \end{bmatrix} \right) \\ &= \left(\frac{R_f}{L_f} + K_{pf} \right) \left[(R_a + K_{pa})(B + K_\omega) - \frac{1}{4}K_g^2 \right] \end{aligned} \quad (3.32)$$

De acuerdo a (3.32) se debe de cumplir lo siguiente

$$\pm 2\sqrt{(R_a + K_{pa})(B + K_\omega)} > K_g \quad (3.33)$$

Se satisface la condición (3.33) cumpliendo la condición dada por (3.31) y que el segundo elemento del radical de (3.33) cumpla que

$$K_\omega > -B \quad (3.34)$$

Se ve de forma directa que para el cuarto menor principal se debe de cumplir la condición

$$\gamma > \frac{J}{B}K_\omega \quad (3.35)$$

Cumplimiento con las condiciones planteadas en el resultado principal sobre las constantes dadas en (3.6), se asegura que la función de almacenamiento \dot{H}_e sea definida negativa, por lo que se asegura una estabilidad asintótica en lazo cerrado.

Capítulo 4

Banco de pruebas del motor DC

Uno de los objetivos principales planteados para este proyecto, es la aplicación de una estrategia de control no lineal para el motor de corriente directa. Con frecuencia no se toma en cuenta la magnitud del *esfuerzo* de control que se debe suministrar a la planta, provocando que se deje a un lado la *Interfaz de potencia* capaz de soportar la potencia requerida por el controlador. Dicho lo anterior, implica proponer un sistema electrónico, alguna tarjeta de adquisición de datos o algún microcontrolador capaz de interconectar la tarjeta de control dSPACE e interpretar las señales de control para hacerlas llegar de la manera más adecuada al motor.

En este capítulo se tratarán todos los temas relacionados para la construcción de los sistemas electrónicos requeridos, igualmente se reporta tanto la simulación de la estrategia del controlador como el software utilizado para implementar el controlador en tiempo real.

4.1. Especificaciones y características del motor DC

El sistema al que se le aplicó el control de velocidad angular y flujo de campo, es un motor de corriente directa con campo devanado. Como ya se ha comentado anteriormente, el motor DC en configuración excitación separada de los devanados de campo y armadura, es la configuración más adecuada para implementar una técnica de control no lineal.

El motor DC de campo devanado, es de la marca **BALDOR** modelo D5505P, cuyas características principales de construcción son obtenidas de la hoja técnica del motor y que se describen en el Cuadro 4.1.

El motor de corriente directa cuenta con un devanado de campo independiente al devanado de armadura, esto proporciona la cualidad de poder alimentar con fuentes

Datos Nominales Del Motor DC	
Parámetro	Valor
Voltaje de Armadura.	500 [V]
Corriente de Armadura.	8.3 [A]
Voltaje de Campo.	150 / 300 [V]
Corriente de Campo.	0.38 / 0.19 [A]
R.P.M.	1750 / 2300
Potencia.	5 HP \doteq 3.728[W]

Cuadro 4.1: Datos de placa del motor DC con campo devanado. Modelo D5505P.

variables e independientes a los devanados del motor. Como se puede apreciar en el Cuadro 4.1, el circuito de campo se puede configurar de dos maneras diferentes, la primera es una configuración de *Bajo Voltaje*, cabe mencionar que esta es la configuración con la que se utilizó en el motor DC, la segunda configuración que proporcionan los datos de placa es para *Alto Voltaje*.

En la hoja técnica del motor DC modelo D5505P que proporciona el fabricante, se puede ver el diagrama de conexiones que se pueden implementar para el circuito de campo, donde las terminales F1, F2, F3 y F4 hacen referencia al circuito de campo y las terminales A1 y A2 son para el circuito de armadura. Para ejemplificar esta configuración, el diagrama de conexiones se presenta en la Figura 4.1.

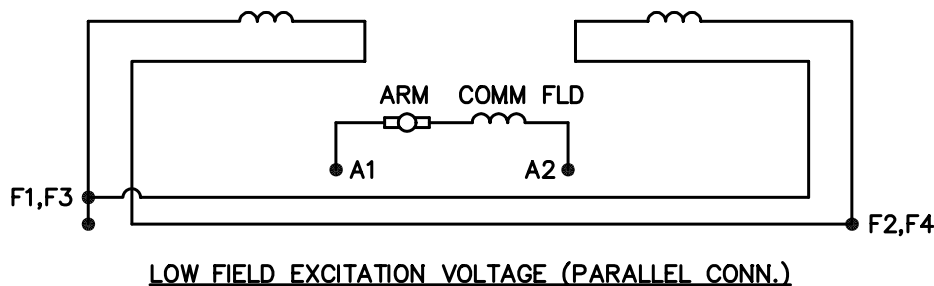


Figura 4.1: Diagrama de conexiones para los devanados de campo y armadura para el motor DC de campo devanado. Configuración bajo voltaje para los devanados de campo.

Para la configuración de alto voltaje, los devanados de campo son conectados en serie, esto es, F2 y F3 se conectan en serie. Para la conexión de los devanados de campo para bajo voltaje, las bobinas son conectadas en paralelo como se puede observar en la Figura 4.1, donde las terminales F1 y F3 se conectan en un mismo punto y de

igual manera las terminales F2 con F4.

4.1.1. Parámetros del motor DC

Cuando se presenta la situación en la que no se cuentan con ningún tipo de información sobre el motor DC (o no se dispone de toda la información), es recomendable obtener la información restante por medio de pruebas experimentales. El esquema de control que se diseñó e implementó fue considerando la estructura del modelo matemático con la suposición del conocimiento exacto de los parámetros del motor de corriente directa. Estos parámetros desafortunadamente no son proporcionados por el fabricante, por tal motivo, para obtenerlos se realizaron las pruebas reportadas en [Marquez Valdez, 2019] de acuerdo a como lo sugiere [Krishnan, 2001, Cap.2].

Se realizaron mediciones directamente con equipo de medición de laboratorio como multímetro, puente de impedancia y osciloscopio. Algunos otros parámetros se obtuvieron haciendo pruebas experimentales. En el Cuadro 4.2 se presentan los valores de los parámetros eléctricos y mecánicos del motor DC con el que se trabajó.

Parámetros Del Motor DC		
Parámetro	Prefijo	Valor
Resistencia en los devanados de campo.	R_f	154 [Ω]
Inductancia en los devanados de campo.	L_f	1.71 [H]
Resistencia en los devanados de armadura.	R_a	4.6 [Ω]
Inductancia en los devanados de armadura.	L_a	78.55 [mH]
Constante de fricción viscosa.	B	0.027464 [$N\ m\ \frac{rad}{s}$]
Constante de inercia del rotor	J	0.00148089 [$Kg\ m^2$]
Constante FEM inducida	k_b	3.007 [$\frac{Vs}{rad} \doteq \frac{Nm}{A}$]

Cuadro 4.2: Constantes características del motor DC.

4.2. Tarjeta controladora dSPACE DS1103

Una de las formas que se tiene para adquirir señales y generar una estructura de control es a través de la infraestructura que presenta la tarjeta controladora *dSPACE DS1103*, la cual contiene un *software* vinculado a SIMULINK – MATLAB[®] ¹.

Las entradas con las que se cuentan para la adquisición de datos son: 32 canales de entradas y salidas digitales, interfaz serial RS232/RS422, interfaz CAN, 16 canales

¹Matlab es un software de simulación y cálculo numérico

multiplexados equipados con 4 ADC con una resolución de 16 bits, con un voltaje de entrada de $\pm 10V$, 8 canales para convertidor digital-analógico con una resolución de 16 bits, DSP esclavo: Texas Instrument TMS320F240 DSP de punto fijo de 16 bits a 20 MHz, con 10 salidas PWM y una corriente máxima de $\pm 13[mA]$. En la Figura 4.2 se muestra un diagrama de bloques sobre las características de la tarjeta dSPACE DS1103 mencionadas anteriormente.

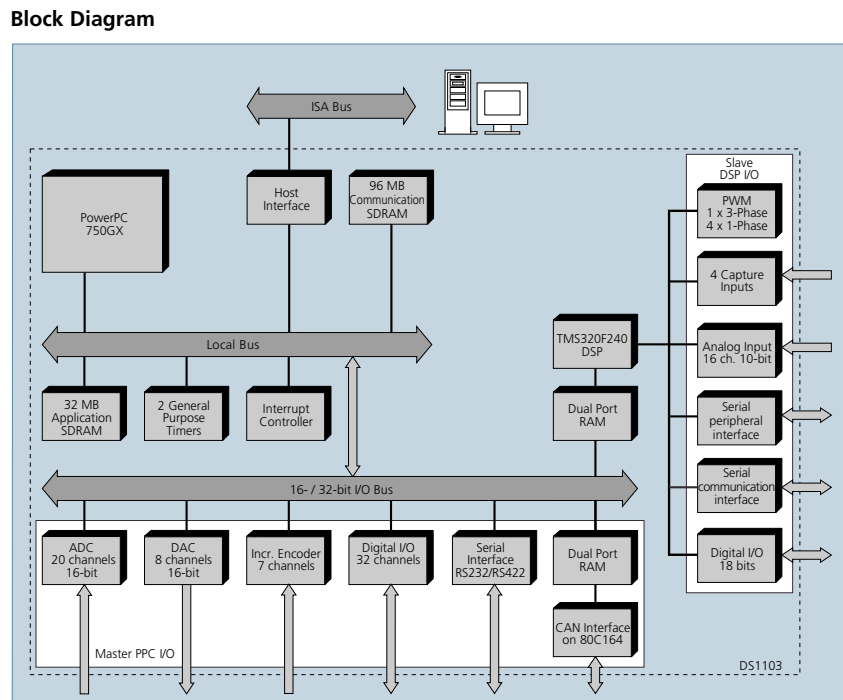


Figura 4.2: Diagrama de bloques interno de la tarjeta controladora DsPace1103.

El software SIMULINK complemento de MATLAB, es un sistema de simulación dinámico mediante bloques. Con este software se puede generar una plantilla mediante bloques básicos para realizar simulaciones de esquemas de control. También, permite realizar plantillas con bloques proporcionados por la tarjeta controladora dSPACE para que en conjunto con SIMULINK se configuren y manipulen la adquisición de señales y la manipulación de las señales de salida de la propia tarjeta.

Los fabricantes de la tarjeta controladora *dSPACE* proporcionan un software con el propósito de visualizar señales generadas o la lectura de señales provenientes del exterior, así como manipular en tiempo real los experimentos realizados por el diseñador, este software se denomina como *ControlDesk*. Cabe mencionar que para construir una plantilla para la adquisición, visualización así como la manipulación de

señales en tiempo real, es necesario crear unos archivos en SIMULINK con ayuda del software de la tarjeta dSPACE que posteriormente MATLAB se encargará de compilar para que el Software ControlDesk los pueda interpretar y así, generar la plantilla final en la cual se visualice o manipule las señales correspondientes.

4.3. Sensores de Corriente

Como se planteó en los objetivos, la implementación de la estructura de control *Sensorless* para el motor de corriente directa, está basado totalmente en las mediciones de las señales de corriente en el devanado de campo i_f y la corriente en el devanado de armadura i_a . Para ello, es necesario contar con sensores de corriente que proporcionen una señal de respuesta adecuada y que esté dentro de los límites permitidos de entrada a la tarjeta controladora dSPACE.

En general, se le denomina transductor a todo dispositivo que convierte una señal de una forma física a una señal correspondiente pero en otra forma física distinta. Sensor y transductor se emplean a veces como sinónimos, pero la palabra sensor sugiere un significado más extenso [Pallás Areny, 2007].

En el mercado se pueden encontrar diferentes dispositivos que proporcionan señales eléctricas proporcionales a la corriente medida, la diferencia entre ellos, básicamente se debe a la metodología que implementan para la medición de dicha variable eléctrica.

4.3.1. Sensor Magnetorresistivos

Si se aplica un campo magnético a un conductor por el que circula una corriente eléctrica, dependiendo de la dirección del campo magnético, se presentan dos situaciones en dicho conductor: la primera es la aparición de un voltaje debido al efecto Hall² y la segunda es que se genera una reducción de la corriente sobre el conductor debido a que se desvían algunos electrones de su trayectoria original. Debido a las situaciones antes mencionadas, el conductor aumenta su resistencia eléctrica. Se han fabricado dispositivos que aprovechan estos fenómenos, a estos dispositivos se les denomina *sensores magnetorresistivos*, los cuales proporcionan una señal eléctrica proporcional a la corriente que circula por el dispositivo [Pallás Areny, 2007, Cap2].

Los sensores magnetorresistivos ofrecen varias ventajas respecto a otros sensores magnéticos. En primer lugar, estos dispositivos no responden a la derivada de la den-

²El efecto Hall consiste en la aparición de una diferencia de potencial en un conductor o semiconductor por el cual circula una corriente cuando hay un campo magnético aplicado en dirección perpendicular a este.

sidad de flujo magnético, como lo hacen los sensores inductivos. Comparándolo con los sensores de efecto Hall, cuya salida depende directamente del campo magnético al cual es sometido y su rango de trabajo en frecuencia es de hasta unos 25 kHz, los magnetorresistivos tienen mayor sensibilidad, mayor margen de tolerancia a variaciones por la temperatura y puede trabajar en un amplio rango de frecuencias, desde la corriente continua, hasta algunos megahertz [Pallás Areny, 2007].

Después de haber realizado varias pruebas con sensores de corriente de diferentes marcas y modelos, los sensores que se eligieron son del tipo Magnetorresistivo del fabricante **F.W.Bell®** modelo *NT5* que puede medir corrientes de hasta 5A, estos sensores son pequeños compactos y su diseño facilita su implementación en un espacio compacto. El principio de operación de estos sensores está basado en la medición del campo magnético diferencial con compensación.

Estos sensores se encuentran en varias versiones, como son de 5, 15, 25 y 50 amperes, todas las versiones pueden medir hasta tres veces su corriente nominal durante un período de 3 segundos máximo, además que son diseñados para medir corriente DC, corriente AC y corriente de impulso de unos pocos miliamperes hasta 150 amperes. El diagrama interno de estos sensores se puede observar en la Figura 4.3.

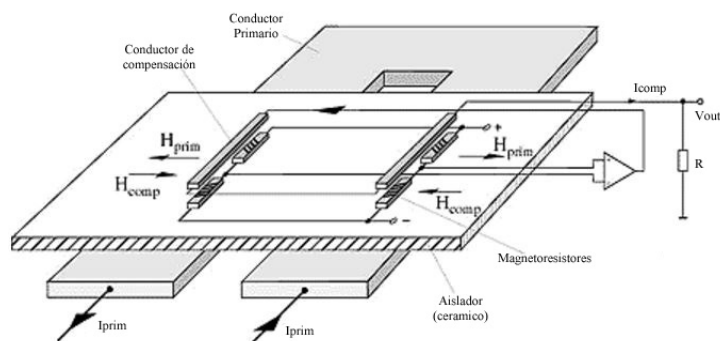


Figura 4.3: Diagrama interno del sensor magnetorresistivo. Imagen adaptada de la hoja de datos del fabricante.

Como se puede observar en la Figura 4.3, las magnetorresistencias se colocan en una oblea de silicio y se conectan a un puente de Wheatstone con el fin de obtener una alta linealidad y una baja sensibilidad a la temperatura. Además, una corriente secundaria se retroalimenta a través de un conductor de compensación por arriba de las magnetorresistencias [F.W.Bell, 2003].

A la salida de este sensor se obtiene por la diferencia de potencial dada por una corriente I_s que circula por la resistencia interna R_M como se muestra en la Figura 4.4. El voltaje máximo medido a través de esta resistencia es $V_{out} = \pm 2.5$ [V],

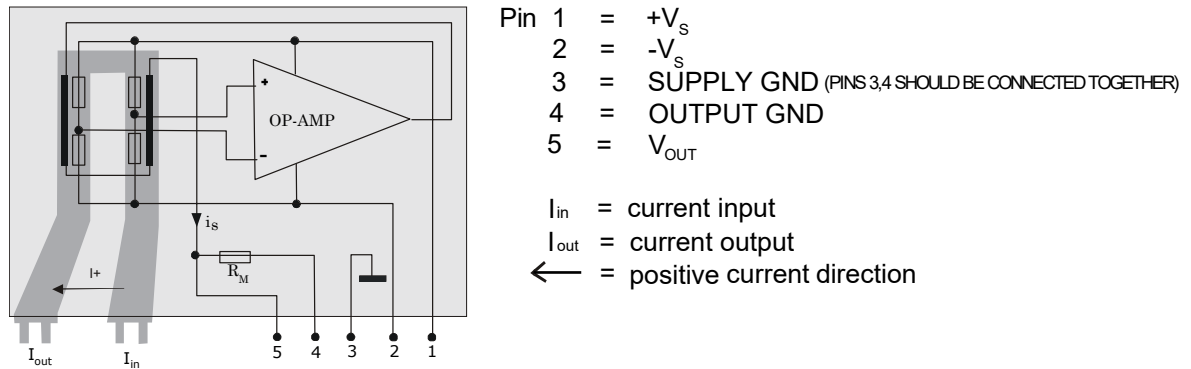


Figura 4.4: Diagrama esquemático del sensor de corriente y su respectiva corrección. Diagrama obtenida de la hoja de datos del fabricante.

cabe aclarar que este voltaje se obtiene únicamente cuando circula la corriente máxima permitida por el sensor de corriente NT5.

4.3.2. Instrumentación y acondicionamiento de los sensores de corriente

Un sistemas de instrumentación o un sistemas de adquisición de datos, normalmente se utilizan para medir y registrar señales obtenidas básicamente de dos maneras:

- (a) Aquellas que se originan usualmente de componentes electrónicos, a partir de una medición directa como pueden ser voltaje DC y AC, frecuencia o resistencia.
- (b) Señales que se originan a partir de transductores, como galgas extensiométricas, termopares, sensores de efecto Hall, sensores magnetorresistivos, etc.

Los voltajes y corrientes de salida de muchos transductores son señales muy pequeñas como es el caso del sensor de corriente NT5 que otorga voltajes de salida relativamente pequeños. Además de los bajos niveles, a menudo es necesario transmitir la salida del transductor a cierta distancia hacia el equipo de control. Se debe considerar que siempre se encuentra latente la presencia del ruido eléctrico, este puede ser causado por diversos factores, uno de ellos es la presencia de campos electromagnéticos, el propio cableado de los circuitos aledaños o incluso por malas conexiones a tierra, las fuentes de corriente alterna, etc.

Un método efectivo de combatir el ruido es incrementar la intensidad de las señales de bajo nivel antes de su transmisión a través de cables, para ello, es una práctica muy usual utilizar amplificadores de instrumentación.

4.3.2.1. Amplificador de Instrumentación

El amplificador de instrumentación está diseñado con varios amplificadores operacionales y resistencias de precisión, esto hacen al circuito muy estable y útil cuando es importante la exactitud. Desafortunadamente estos circuitos integrados son relativamente costosos (en comparación con los amplificadores operacionales de uso general), pero cuando en alguna aplicación se requiere de buen rendimiento y precisión, el amplificador de instrumentación es la mejor opción pues no puede compararse con los amplificadores operacionales promedio, justificando así su precio.

Como se menciona en [Cooper and Helfrick, 1991], existen algunas características importantes que distinguen a un amplificador operacional de instrumentación con otros amplificadores operacionales.

- Los amplificadores de instrumentación tienen ganancia finita, a diferencia de los operacionales comunes que cuentan con ganancia infinita en el caso ideal. Un amplificador tradicional suele ser utilizado con retroalimentación externa para proporcionar una ganancia finita, o con otros elementos electrónicos con el fin de generar otras funciones como integradores, sumadores, filtros, etc. En cambio, un amplificador de instrumentación no proporciona estas funciones.
- El amplificador de instrumentación cuenta con una entrada diferencial de alta impedancia. El amplificador operacional tradicional también cuenta con entrada de alta impedancia, pero cuando se incorporan elementos de retroalimentación alrededor de dicho amplificador, la impedancia de entrada disminuye considerablemente.
- Los amplificadores de instrumentación cuentan con un rango de voltaje alto de rechazo en modo común. Aunque los operacionales tradicionales también cuentan con esta característica, el rango del amplificador de instrumentación es superior a la mayoría.

Como se mencionó, el amplificador de instrumentación está constituido de tres amplificadores operacionales y siete resistores. En la Figura 4.5 se muestra el diagrama esquemático de un amplificador operacional de instrumentación básico, cabe resaltar que cada entrada del amplificador de instrumentación es por la terminal de entrada no inversora de un amplificador operacional, por lo que la impedancia de entrada del amplificador de instrumentación es muy alta.

Para establecer la ganancia del amplificador, se utiliza el criterio general aplicado a los amplificadores operacionales:

$$V_1 = V_{in}^- \left(\frac{R_1}{R_2} + 1 \right) - V_{in}^+ \left(\frac{R_1}{R_2} \right) \quad (4.1)$$

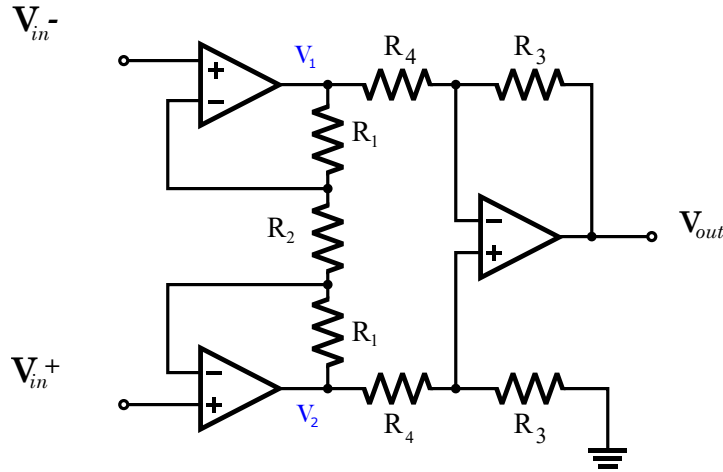


Figura 4.5: Diagrama esquemático de un amplificador de instrumentación formado por tres amplificadores operacionales.

En forma semejante, V_2 se obtiene como

$$V_2 = V_{in}^+ \left(\frac{R_1}{R_2} + 1 \right) - V_{in}^- \left(\frac{R_1}{R_2} \right) \quad (4.2)$$

Como la etapa final de este arreglo de amplificadores es un amplificador operacional diferencial simple con ganancia unitaria, entonces el voltaje de salida queda determinado como

$$V_{out} = \left(\frac{R_3}{R_4} \right) (V_2 - V_1) \quad (4.3)$$

Sustituyendo las Ecuaciones (4.1) y (4.2) en (4.3), se obtiene

$$V_{out} = \left(\frac{R_3}{R_4} \right) \left(\frac{2R_1}{R_2} + 1 \right) (V_{in}^+ - V_{in}^-) \quad (4.4)$$

Si definimos que $R_3 = R_4$, la expresión de la ganancia del circuito se reduce a

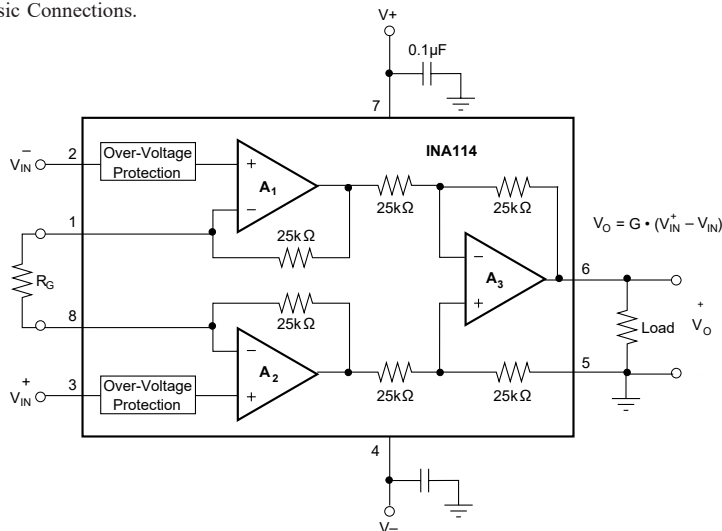
$$A_c = \left(\frac{V_{out}}{V_{in}^+ - V_{in}^-} \right) = \left(\frac{2R_1}{R_2} + 1 \right) \quad (4.5)$$

donde, si R_2 es variable, es posible ajustar la ganancia del amplificador de instrumentación.

Para reducir la introducción de ruido eléctrico en las conexiones entre transductor y el amplificador de instrumentación, lo ideal es que las terminales del transductor deben ser conectadas lo más cercano posible al amplificador de instrumentación, así, la señal amplificada podrá ser transmitida por cables por alguna longitud determinada [Cooper and Helfrick, 1991].

El amplificador de instrumentación seleccionado fue el circuito integrado **INA114** de la firma **BURR – BROWN®**. Para simplificar el análisis del circuito, los dispositivos comerciales diseñan el circuito integrado de tal manera que el amplificador diferencial básico tenga una ganancia unitaria, además de configurar las resistencias restantes del mismo valor, como se puede observar en la Figura 4.6, donde se observa el diagrama esquemático que otorga el fabricante en la hoja de datos del dispositivo.

Basic Connections.



Also drawn in simplified form:

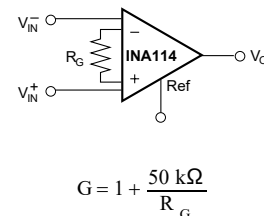


Figura 4.6: Diagrama esquemático interno del amplificador de instrumentación INA114. Imagen adaptada de la hoja de datos del dispositivo.

El diagrama esquemático implementado del amplificador operacional de instrumentación **INA114** en conjunto con el sensor de corriente **NT-5**, se muestra en la Figura 4.7.

Actualmente se pueden encontrar diversos tipos de sensores de corriente que se pueden clasificar en dos ramas, los sensores Intrusivos y sensores No Intrusivos. Básicamente la diferencia entre ellos es; que dependiendo del sensor, este permitirá medir la intensidad de corriente que circula por un conductor sin necesidad de cortar o modificar el conductor (cable eléctrico).

Dicho lo anterior, se realizaron pruebas con sensores de los dos tipos mencionados anteriormente, además de revisar el costo y la simplicidad de conexión entre ellos. De este modo, se redujo la selección a solo dos tipos de sensores. El primero de ellos es un sensor magnetorresistivo y el segundo, es un sensor de corriente basado en el efecto Hall.

El sensor de corriente modelo **ACS712** del fabricante **Allegro®**, usualmente es elegido por ser una solución muy económica para medir corriente en proyectos que no

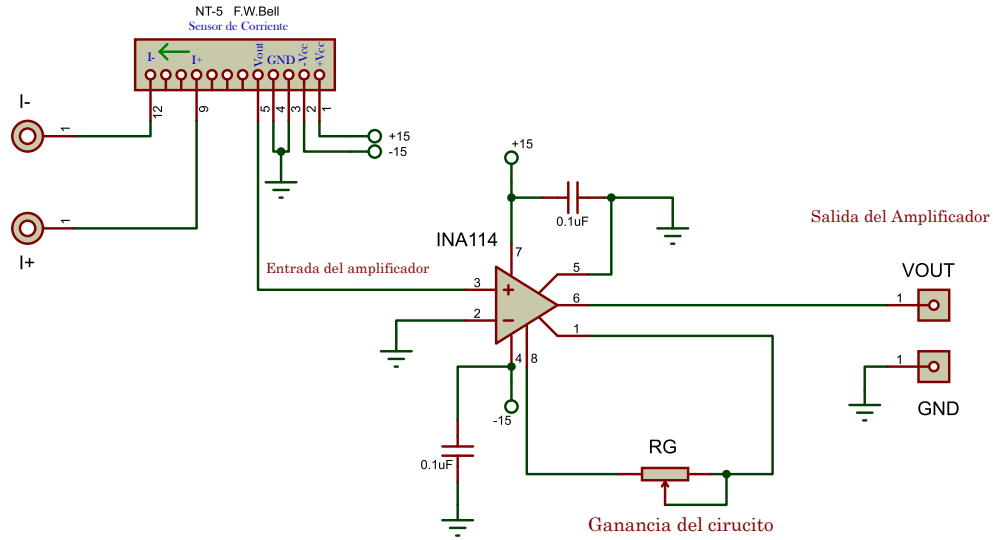


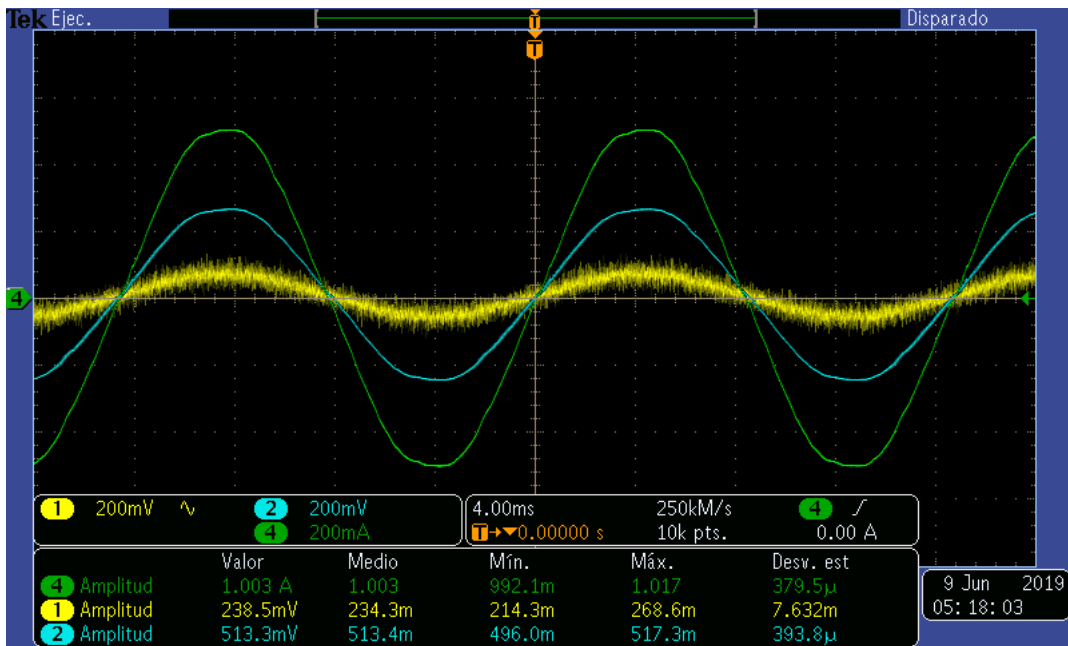
Figura 4.7: Diagrama esquemático del acondicionamiento del sensor de corriente NT-5 y la amplificación de la señal medida a cargo del amplificador de instrumentación INA114.

demanden demasiada precisión, internamente este dispositivo trabaja bajo el efecto Hall. La corriente que fluye a través de una pista de cobre, genera un campo magnético que es detectado por el circuito integrado de efecto Hall que posteriormente lo convierte en un voltaje proporcional a la corriente. Cabe recalcar que este sensor cuenta con un bajo offset, esto es, que cuando no se cuenta con un flujo de corriente, este sensor otorgará aproximadamente 2.5 [V] a la salida del mismo.

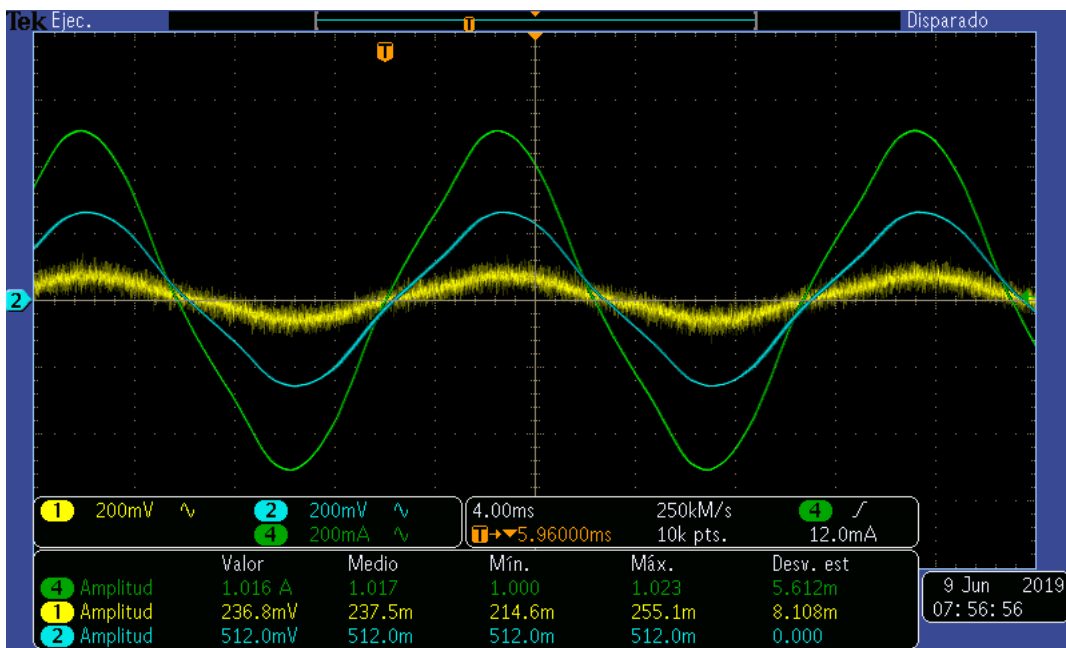
Según el fabricante, esta familia de sensores pueden soportar la medición de hasta 30[A] de corriente directa o alterna proporcionando así, una variación de voltaje de salida proporcional de entre 66 y 185[$\frac{mV}{A}$] dependiendo de la versión del dispositivo.

En la Figura 4.8 se muestran las respuestas de dos tipos de sensores de corriente, la señal de color verde es la lectura obtenida por una punta especializada para medir corriente, la señal de color azul, es la lectura obtenida del sensor de corriente Magnetorresistivo NT-5 del fabricante F.W.Bell[®] y por último, la señal de color amarillo es la respuesta de un sensor de corriente de efecto Hall fabricado por Allegro[®] modelo ACS712.

Debido a que la respuesta del sensor de corriente de efecto Hall de la marca Allegro[®] contiene demasiada presencia de ruido en el voltaje de salida comparándolo con las lecturas obtenidas con la punta especializada de para medir corriente y con el otro sensor Magnetorresistivo, además de contar con la presencia en todo momento de un offset de 2.5[V]. Por estas razones, se decidió totalmente por la implementación de los sensores Magnetorresistivos, ya que presentan una respuesta muy similar a la



(a) Respuesta ante una carga Resistiva.



(b) Respuesta ante una carga Inductiva.

Figura 4.8: Comparación de las respuestas entre dos tipos de sensores de corriente. Señal amarilla, respuesta del sensor efecto Hall eliminando el offset de 2.5[V] que presenta en cualquier tipo de medición de corriente. Señal azul, respuesta del sensor Magnetorresistivo.

real y sin presencia de ruido, además de tener una amplitud mucho más grande que la del sensor de efecto Hall. Esto implica, si se desea, la posibilidad de no incluir algún circuito adicional para amplificar la señal de salida o para eliminar la presencia de algún offset indeseado.

En la Figura 4.9 se muestra la respuesta ante una carga Inductiva del sensor de corriente Magnetorresistivo modelo **NT-5** en conjunto con un amplificador de instrumentación modelo **INA114** configurado para obtener una salida proporcional, esto es, generar un volt por cada amper. También se puede apreciar en la Figura 4.9 la presencia de un retardo de la señal amplificada con respecto a la señal de corriente real, esto se debe al funcionamiento del amplificador de instrumentación y dado que es mínimo el retardo, se puede despreciar.

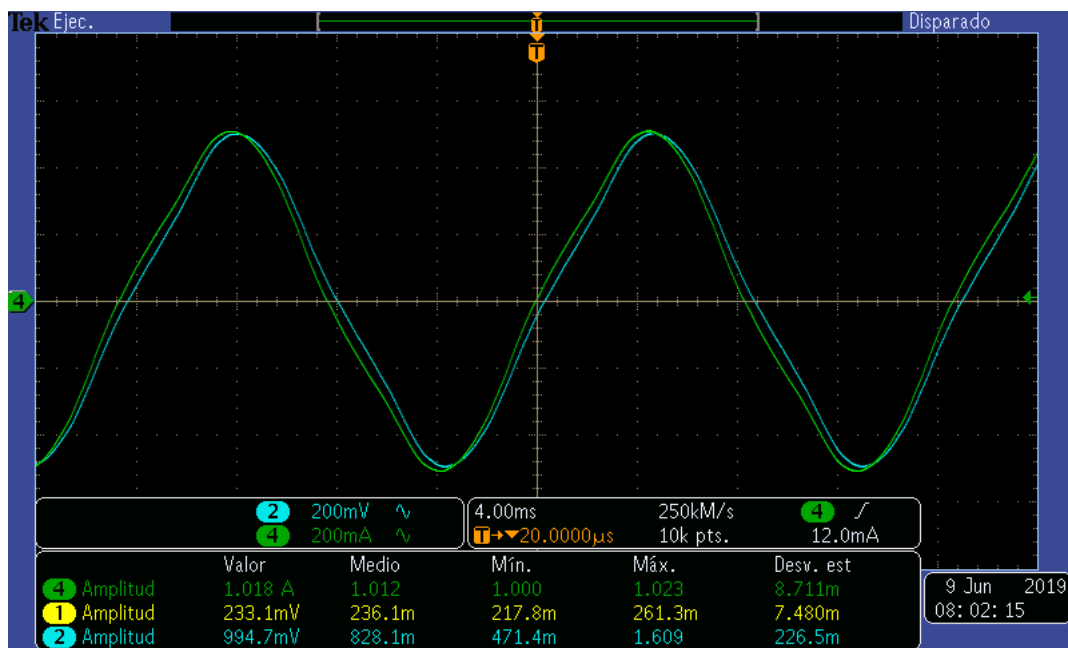


Figura 4.9: Respuesta ante una carga inductiva del sensor Magnetorresistivo en conjunto con un amplificador de instrumentación configurado para obtener un volt por cada ampere medido.

4.4. Codificador óptico

En muchas aplicaciones se requieren de una solución simple y económica que pueda proporcionar un posicionamiento exacto, esta solución se consigue implementando usualmente *Codificadores Ópticos*, también conocido como Encoder. Un codificador es un dispositivo electromecánico que se añaden a la flecha o eje de un motor, para convertir el movimiento mecánico en una señal eléctrica en forma de pulsos digitales que

utiliza el sistema de control para monitorear parámetros específicos de la aplicación y controlar la velocidad o la posición angular del motor. El principal objetivo de los distintos tipos de Encoder es el de transformar de un tipo de información a otro, con el propósito de implementar alguna estrategia de control o simplemente por seguridad.

En la mayoría de los trabajos reportados sobre el control de velocidad para un motor de corriente directa, la estructura de control se basa en la obtención de la medición de la velocidad angular y/o posición angular, esto debido a que se cuenta con la disponibilidad de un transductor óptico.

En este caso, la estructura de control planteada en este proyecto, se basa únicamente con la medición de variables eléctricas, explícitamente, las señales de corriente en el circuito de armadura y en el circuito de campo. Con la finalidad de corroborar que tanto la estimación de velocidad como la velocidad real del motor es correcta, se hace uso de un codificador óptico de la marca **DYNAPAR** modelo **HS35R-1024A105PS**.

Este codificador cuenta con la cualidad de otorgar 1024 pulsos por revolución (PPR). También proporciona tres señales cuadradas, dos de ellas corresponden al canal A y al canal B, estas señales se encuentran desfasadas 90° eléctricos entre ellas, de esta manera es posible conocer si hay un incremento o decremento en la posición angular. Además, se dispone de un canal Z que indica que la flecha del motor a dado una vuelta completa. En la Figura 4.10 se representan la forma de estas señales.

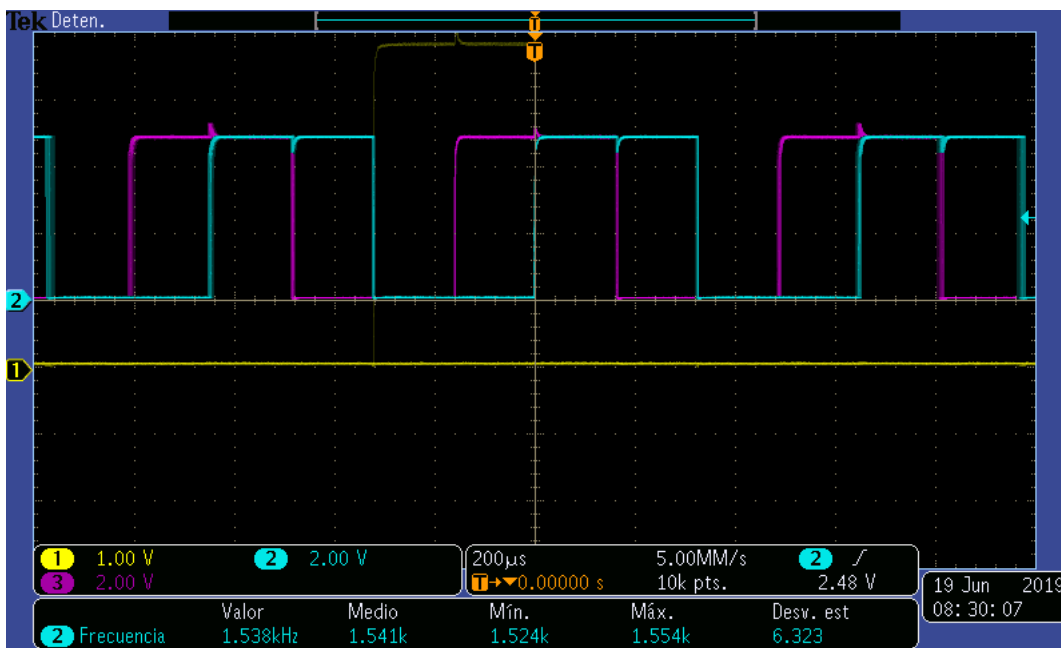


Figura 4.10: Señales de un Encoder del tipo incremental.

De este modo, se puede disponer de la velocidad real del motor de corriente directa. Haciendo énfasis en que no se requiere de la medición de la velocidad para el diseño del esquema de control, ya que esta estructura está basada en la técnica *Sensorless*.

4.5. Fuentes de alimentación variable

La forma en la que se generan las señales tipo PWM requeridas por el esquema de control, son generadas a través de una tarjeta controladora dSPACE Ds1103 y su respectiva interfaz. Esta plataforma es capaz de proporcionar los *módulos* necesarios para elaborar una plantilla en el software SIMULINK para generar las señales que el esquema de control requiera.

Esta tarjeta controladora es capaz de proporcionar señales PWM estándar con ciclos de trabajo modificable, según lo requiera el esquema de control, además de poder proporcionar señales PWM simétricas o asimétricas, según la aplicación.

4.5.1. Etapa de Aislamiento y Acondicionamiento de señales

Dependiendo del dispositivo de potencia a elegir para un determinado convertidor de potencia, puede ser indispensable el aislamiento de las señales de control que van a excitar al dispositivo semiconductor de potencia. Para ello, existen diversas formas de conseguir ese aislamiento, desde luego esto depende de la forma en la que se manipula el semiconductor.

Como se puede apreciar en [Gimeno et al., 2015, Cap.3,Sec.3.8], básicamente existen tres tipos de técnicas habituales para la creación de circuitos transmisores de señal de control para semiconductores de conmutación, estas técnicas son:

Transformador de pulsos. Son utilizados principalmente para el disparo de tiristores o para la conmutación de semiconductores como transistores BJT y Darlingtons de potencia. Para implementar esta técnica, como su nombre lo indica, utiliza transformadores, esto implica grandes ventajas debido a que garantiza un aislamiento galvánico entre el circuito de control con la etapa de potencia. Aunque presenta un buen aislamiento, lamentablemente la frecuencia de los disparos de activación sólo puede ser de los 10HZ hasta los 10kHz aproximadamente sin presentar distorsión.

Optoacopladores. Los componentes optoelectrónicos son ampliamente utilizados dentro del campo de la electrónica de potencia, tanto para la transmisión de señales de control, como para el aislamiento óptico de señales electrónicas o puede ser utilizado como actuador para algún indicador visual.

Un optoacoplador, internamente suele incorporar dos circuitos interactuantes, uno de ellos generalmente es un diodo emisor de radiación y el segundo suele ser

un dispositivo sensible a dicha radiación, lo cual producirá un funcionamiento que normalmente es un estado en corte o saturación.

Circuito Gate Driver. Los transistores de conmutación como los BJT, MOSFET e IGBT, presentan una característica en común, esto es que necesitan mantener una señal de control continua para determinar su punto de trabajo, ya sea para permanecer en un estado de conducción o en estado de corte.

Debido al aumento de convertidores de potencia en los cuales se implementan transistores MOSFET o IGBT, se han desarrollado dispositivos que incluyen el aislamiento de la señal de control con el circuito que genera las señales adecuadas que requiere el semiconductor de potencia. Entre las características de estos *Circuitos Driver* o también conocidos como *SmartPower*, cuentan con admisión de niveles lógicos tanto TTL y como CMOS para su conexión con los circuitos de control como puede ser un microcontrolador o similares.

4.5.2. Estructura del Gate Driver

Los avances tecnológicos actuales respecto a la producción de componentes electrónicos, particularmente sobre los dispositivos de potencia, ha generado la fabricación de nuevos circuitos integrados cuyas características se acercan cada vez más a un dispositivo transistor como un interruptor ideal. Estas tendencias tratan de incorporar el circuito de control en conjunto con la etapa de potencia en una misma tarjeta de circuitos electrónicos [Gimeno et al., 2015].

Como ya se ha mencionado, las señales de control requeridas por el esquema de control, son convertidas por el software *Simulink – MATLAB*[®] a señales de tipo PWM. Por lo tanto, el acondicionamiento de estas señales están a cargo del circuito integrado VLA503-01 (*Hybrid IC IGBT Gate Driver*), este circuito integrado está diseñado para proporcionar un accionamiento óptimo de la compuerta de los transistores MOSFET e IGBT. La estructura interna del circuito integrado se puede apreciar en la Figura 4.11.

Según el fabricante **Powerex, Inc.**, los circuitos integrados **VLA503-01** y **VLA504-01** pueden trabajar en conjunto para proporcionar un aislamiento óptico de las señales de control entre la entrada y la salida por medio de un optoacoplador. Además, proporciona una protección contra corto circuito contando con una terminal física de salida para indicar la existencia de una falla en el circuito. En la Figura 4.12 se puede apreciar en el diagrama de un circuito de aplicación recomendado por el mismo fabricante.

Para asegurar un completo aislamiento tanto de los circuitos de control como del circuito de potencia, es recomendable contar con un aislamiento de fuentes de alimentación entre ambos circuitos. Para ello, se hace uso de un circuito convertidor DC-DC

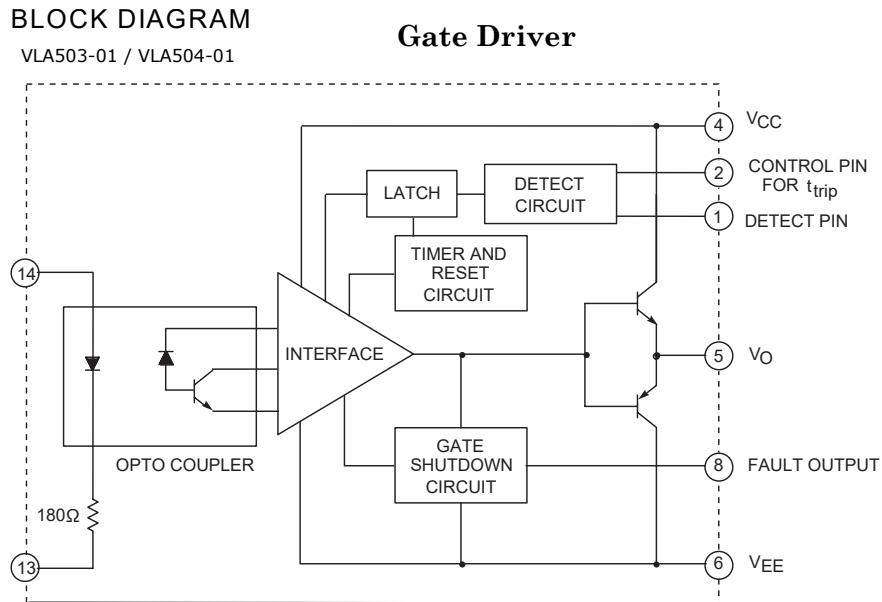


Figura 4.11: Diagrama de bloques interno del circuito integrado VLA503-01 (*Gate Driver*). Diagrama obtenido de la hoja de datos del integrado.

Application Circuit

Hybrid IC IGBT Gate Driver

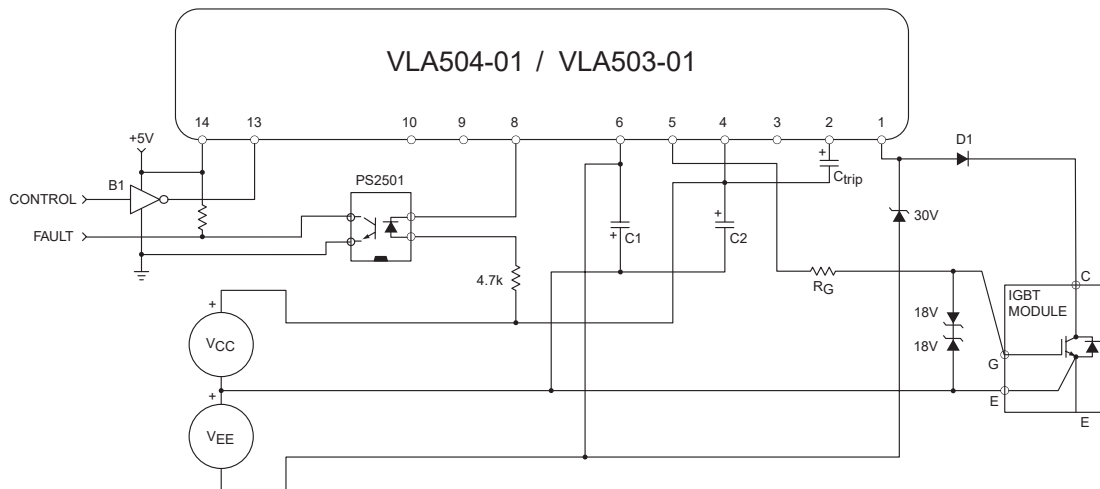


Figura 4.12: Circuito de aplicación recomendado por el fabricante del circuito integrado VLA503-01 **Powerex, Inc.** Diagrama obtenido de la hoja de datos del integrado.

para que trabaje en conjunto con el circuito Gate Driver.

4.5.2.1. Circuito Integrado VLA106-15242 (DC-DC Converter)

Las fuentes de voltaje de corriente directa no reguladas, son practicas y relativamente sencillas de construir, pero presentan una gran desventaja, este tipo de fuentes no pueden mantener el voltaje de salida en un valor estacionario. La principal causa de este fenómeno, se debe a la corriente que demande la carga conectada, ocasionando que el voltaje de salida fluctúe ante dicha exigencia.

El circuito VLA106-15242 es un convertidor de voltaje DC-DC. Cuenta con la cualidad de aislar el voltaje de alimentación de entrada de este circuito integrado, con el voltaje de salida. Proporcionando así, una protección y asegurando la independencia de los puntos en común entre el circuito de potencia con el circuito de control.

La estructura interna del circuito integrado se puede observar en la Figura 4.13 que proporciona el fabricante **Powerex, Inc.** en la hoja de especificaciones técnicas del dispositivo.

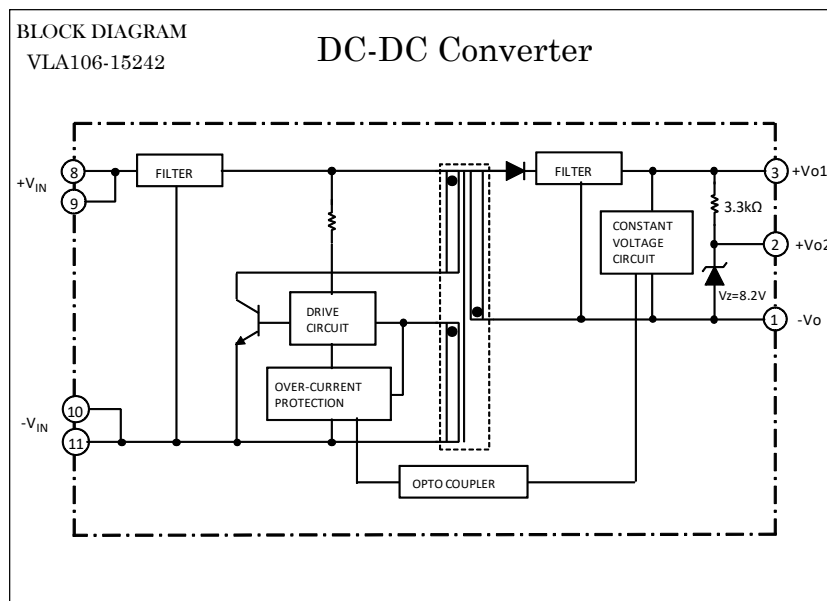


Figura 4.13: Diagrama de bloques interno del circuito integrado VLA106-15242 (*DC-DC Converter*). Diagrama obtenido de la hoja de datos del integrado.

Este circuito integrado proporciona una potencia de salida de 2.4 [W]. Además, cuenta con un circuito de protección interno contra sobrecargas de corriente para proteger la integridad del dispositivo VLA106-15242.

De acuerdo a las hojas de especificaciones del dispositivo, el voltaje que puede proporcionar a la salida del circuito integrado VLA106-15242 es de 24 [V] de corriente directa. Por lo tanto, en la Figura 4.13, se puede observar que a la salida se tiene un circuito regulador de voltaje básico conformado por un resistor y un diodo zener, esto hace que se genere la posibilidad de contar con dos voltajes, uno positivo y otro negativo (voltaje de zener) respecto a un punto de referencia flotado. El primer voltaje es una fuente de 15 [V] y el segundo voltaje es una fuente de -8.2 [V] respecto al punto de referencia, éste último es utilizado por el circuito integrado VLA503-01 (Gate Driver) para forzar el apagado del transistor IGBT de potencia.

En la Figura 4.14 se puede apreciar un circuito de aplicación típica para este circuito integrado, recomendado por el fabricante para garantizar un funcionamiento adecuado del dispositivo DC-DC converter.

Circuito Típico de Aplicación

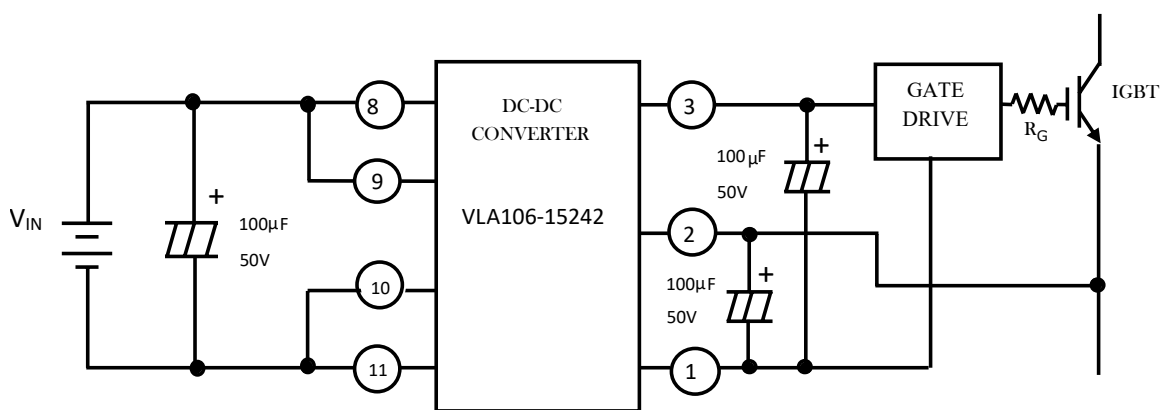


Figura 4.14: Circuito de aplicación del circuito integrado VLA106-15242 recomendado por el fabricante. Diagrama obtenido de la hoja de datos del circuito integrado.

4.5.3. Transistores de potencia

El transistor bipolar de compuerta aislada (IGBT por sus siglas en inglés) se puede considerar como un transistor híbrido entre el transistor BJT de potencia y el MOSFET, pero adquiriendo las mejores características de ambos transistores.

Los transistores IGBT tienen la cualidad de soportar grandes picos de corriente y también son capaces de soportar gran cantidad de voltaje en sus terminales de Colector y Emisor. El accionamiento de encendido y apagado de estos dispositivo es

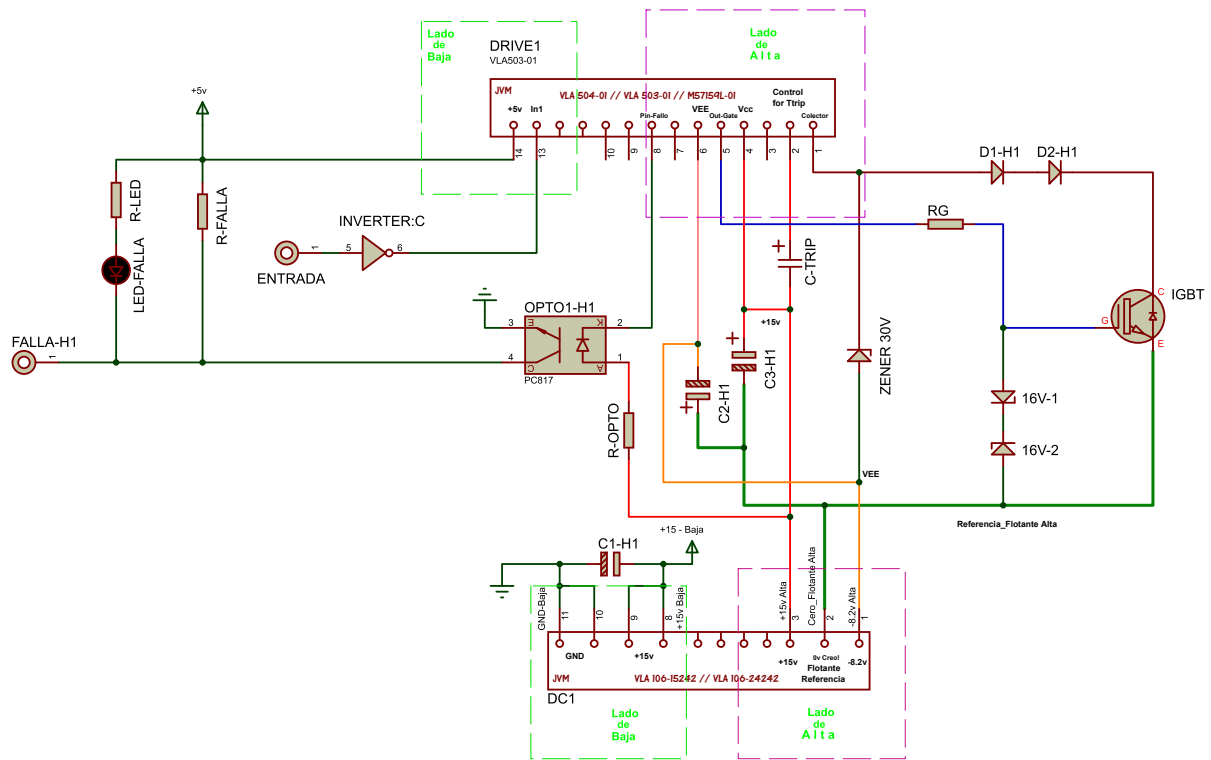


Figura 4.15: Diagrama esquemático de operación del Dc-Dc converter en conjunto con el Gate Driver.

relativamente sencillo y su rango de trabajo es muy amplio. En la Figura 4.16 se puede interpretar su rango de operación y algunas aplicaciones.

Los transistores IGBT, además de incorporar en sus terminales la estructura de un colector y un emisor característico de los transistores BJT, proporcionando entre esas terminales una caída de voltaje significativamente baja cuando el transistor se encuentra en conducción, como se menciona en [Gimeno et al., 2015, Cap3], se puede considerar mucho mejor que la caída de voltaje que presentan los transistores MOSFET. En la Figura 4.17 se puede apreciar como los IGBT presentan la cualidad de conmutación de los MOSFET y tienen la robustez de los transistores Bipolares, esto ha ocasionado que los transistores IGBT estén siendo ampliamente utilizados en diversas aplicaciones de potencia, desplazando así al transistor MOSFET y a los transistores BJT .

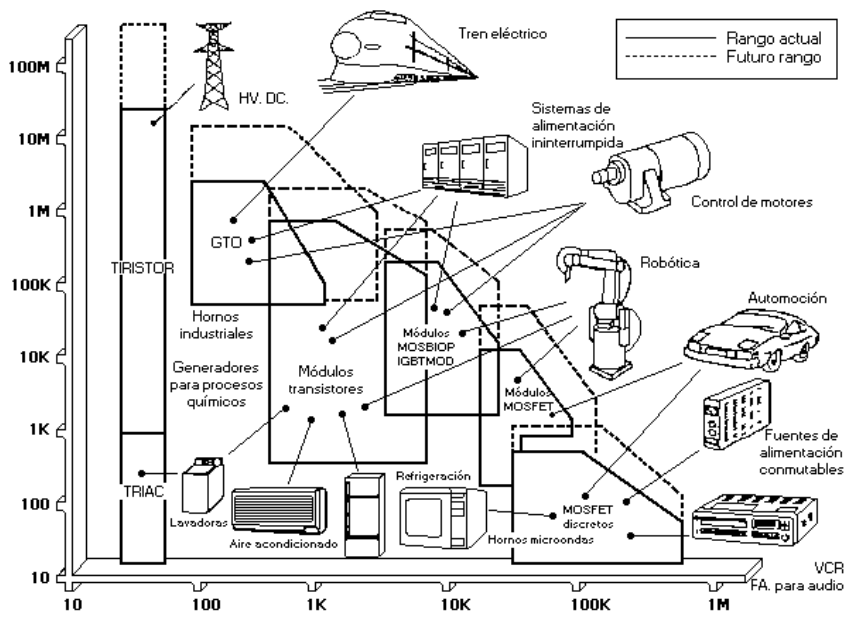


Figura 4.16: Rango de funcionamiento y aplicaciones del transistor IGBT de potencia. Imagen tomada de [Aguilar Peña and Montejo Ráez, 2019]

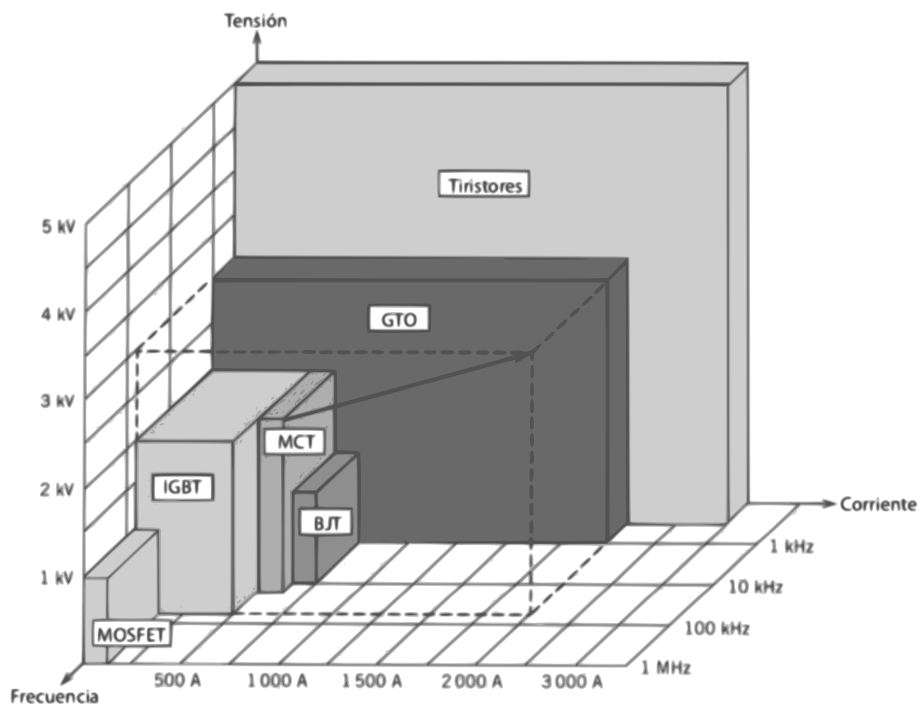


Figura 4.17: El transistor IGBT se considera como un transistor híbrido entre el transistor Bipolar y el Mosfet de potencia. Adaptación de [Mohan et al., 2009, Pag. 27].

4.5.3.1. Selección de los transistores de potencia.

La selección de los transistores de potencia utilizados como interruptores en el convertidor de potencia depende de la capacidad de corriente que puedan soportar, de la frecuencia de conmutación y del nivel de aislamiento en voltaje que tiene el transistor antes que el dispositivo se destruya.

El IGBT seleccionado para el convertidor es de la firma **International Rectifier**, modelo **IRGB10B60KD** cuyas características eléctricas son; soporta una corriente de colector i_C , de hasta 22 [A] y picos de corriente de hasta 44 [A]. Soporta un voltaje entre terminales de colector y emisor de hasta 600 [V] y una potencia de disipación de hasta 156 [W]. Datos del fabricante.

4.5.4. Circuito de Amortiguamiento (Red Snubber)

A pesar de la gran evolución de los dispositivos semiconductores de potencia que se encuentran hoy en día en el mercado, que son capaces de soportar grandes cantidades de corriente y de manejar gran cantidad de voltaje, también existen aplicaciones en las que se necesita asociar a estos dispositivos semiconductores con el fin de poder manejar magnitudes mayores a las que soportan de manera individual. Con la finalidad de proteger a los dispositivos de potencia, es usual utilizar determinadas medidas de protección que permitan asegurar el funcionamiento de los sistemas electrónicos y evitar la destrucción de los mismos [Gimeno et al., 2015, Cap. 4].

En esencia, las protecciones más importantes para los dispositivos de potencia se deben a dos tipos de perturbaciones, estas son por *sobrecorriente* y por *sobrevoltaje*.

Para la protección contra sobrecorriente, usualmente el circuito empleado es la implementación de *Fusibles* de alta velocidad de fusión, pero en algunas ocasiones suele ser más costosos estos dispositivos que los circuitos que se desea proteger. Para la protección de sobrevoltaje, existen circuitos integrados como los *Varistores* o arreglos de componentes pasivos como resistores, capacitores y diodos, también llamados *Circuitos de Amortiguamiento* o *Red Snubber* en donde su característica principal es que el empleo de capacitores limite el aumento del transitorio de voltaje, que puede ser producido por diferentes causas.

Como se reporta en [Gimeno et al., 2015], básicamente existen tres tipos de red *Snubber* que ayudan a la conmutación de los transistores, estos son:

- Redes de ayuda al bloqueo (apagado del transistor).
- Redes de ayuda a la conducción del transistor.
- Redes para eliminar sobrevoltajes.

El funcionamiento de las redes Snubber se basa en la carga de un capacitor a corriente constante, habrá que mencionar que esta corriente es la que circula por la carga en los convertidores de potencia y que usualmente tiene una componente inductiva a considerar.

Estas redes se pueden dividir a su vez en dos grupos; redes snubber *Disipativas* y redes snubber *No Disipativas*. Las disipativas básicamente eliminan la energía almacenada en el capacitor (mencionado anteriormente) sobre un resistor durante la conmutación del transistor. Las redes no disipativas, por el contrario, recirculan la energía hacia la entrada o salida de la red o la mantienen en movimiento dentro de ella para preparar una nueva conmutación [Gimeno et al., 2015].

4.5.4.1. Red Snubber de ayuda al apagado del transistor

Cuando se manipulan motores eléctricos, siempre son considerados como una carga altamente inductiva y frecuentemente esto representa problemas para los convertidores de potencia y por supuesto a los transistores encargados de manejar dichas cargas. Debido a lo anterior y considerando que los transistores empleados en este proyecto están conectados en serie con los devanados del motor DC, mediante experimentos se notó que los transistores presentan cierto estresamiento y en ocasiones se llegó a la destrucción de algunos transistores IGBT. Por ello, retomando el trabajo previamente realizado en [Marquez Valdez, 2019], se utilizó una red de amortiguamiento para el estado de apagado del transistor, con una estructura RC como se puede ver en la Figura 4.18.

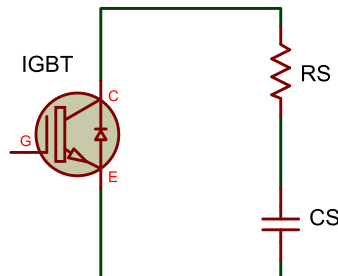


Figura 4.18: Red Snubber para ayudar al transistor a conmutar al estado de apagado.

La red snubber RC se considera una red disipativa, además de ser la más simple y probablemente la más utilizada. Se emplea en diversas aplicaciones como pueden ser; controlar los cambios de estado de los semiconductores, hasta para eliminar picos de voltaje que posteriormente se disipan a través de esta red. Su principal propósito de este arreglo, es eliminar la resonancia de elementos parásitos en el circuito de potencia.

Capítulo 5

Presentación de resultados

La máquina considerada tanto en la simulación como para la implementación experimental, es un motor de corriente directa con campo devanado fabricado por **Baldor-Reliance** cuyo modelo es **D5505P**, en la Figura 5.1 se puede observar una fotografía del motor en cuestión. Esta máquina tiene los siguientes valores nominales: voltaje de armadura de 500 [V]; voltaje de campo de 300 [V]; velocidad angular de 1750/2300 [rpm] y una potencia de 5 [HP] equivalente a unos 3.7285 [kW].



Figura 5.1: Señales de un Encoder del tipo incremental.

5.1. Resultados de simulación

Para realizar simulaciones de todo el sistema en lazo cerrado, se utilizaron las ecuaciones que representan el modelo matemático del motor DC definidas en la Ecuación (2.10), en conjunto con las ecuaciones del controlador dadas en (3.1), (3.2), (3.3) y (3.5). Todas estas ecuaciones se implementaron en el software Dynamic System Simulation (SIMULINK[®] version 7.5) de MATLAB[®], (versión 7.10.0.499).

El método de integración que se utilizó fue de paso fijo mediante el método Runge-Kutta (ode4), además, se utilizó un tiempo de muestreo de 0.00001 [s]. Cabe mencionar que solo se utilizaron bloques básicos SIMULINK[®]. Un diagrama general del esquema de control se muestran en la Figura 5.2.

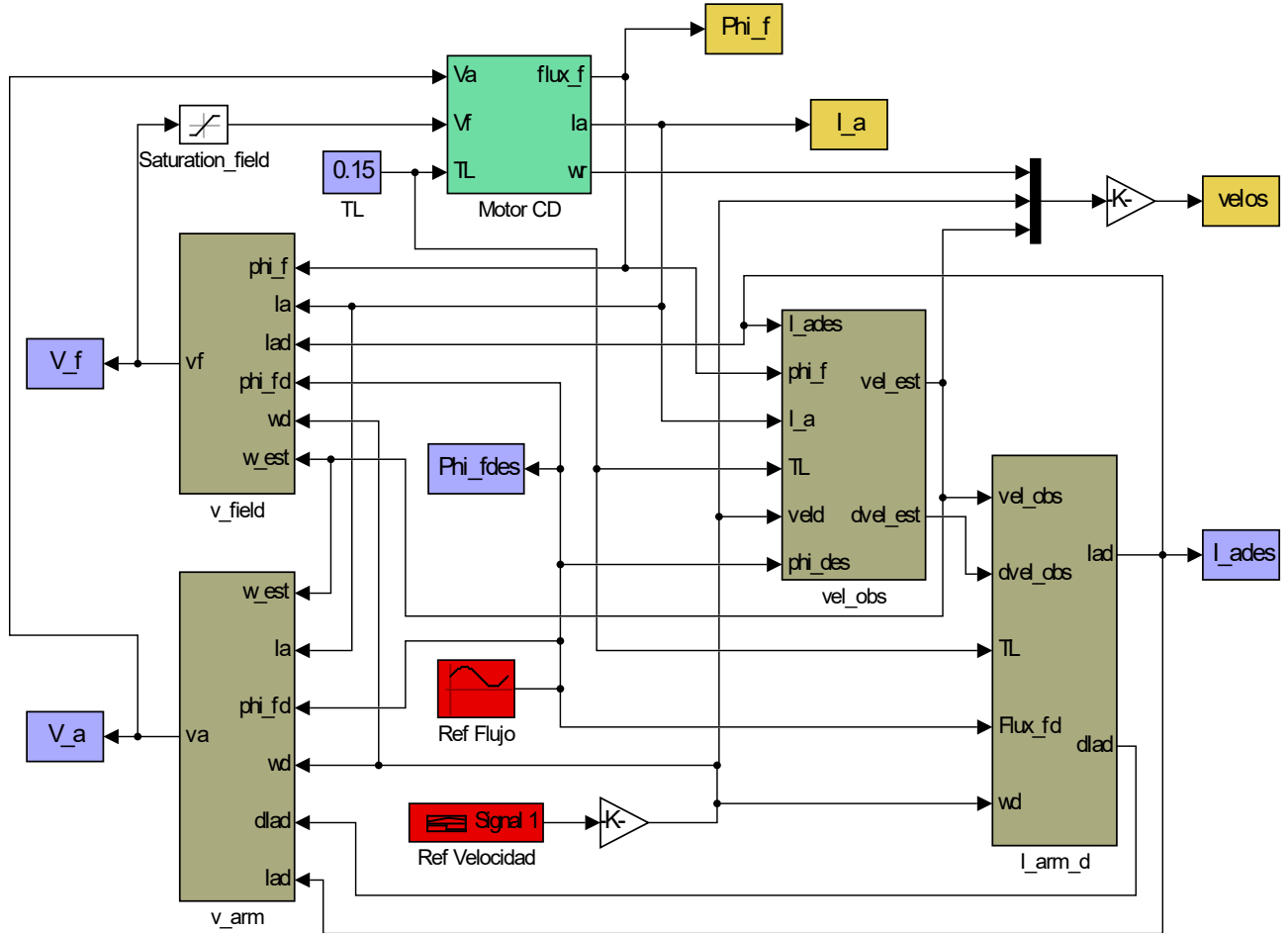


Figura 5.2: Diagrama general del esquema de control.

Cabe aclarar que la trayectoria de referencia para la velocidad deseada se generó de acuerdo a la forma en que se desarrolló en [Chiasson, 2005, Sec 2.3]. Dicho lo anterior, la señal de referencia de velocidad utilizada en la simulación y en los experimentos realizados está expresada matemáticamente por

$$\omega_d = \begin{cases} 0, & 0 \leq t \leq t_0 \\ c_1(t - t_0)^2 + c_2(t - t_0)^3, & t_0 \leq t \leq t_1 \\ \omega_{max}, & t_1 \leq t \leq t_2 \\ c_1(t_3 - t)^2 + c_2(t_3 - t)^3, & t_2 \leq t \leq t_3 \\ 0, & t_3 < t \end{cases} \quad (5.1)$$

En la página 84 de [Chiasson, 2005], se muestra el desarrollo para obtener las constantes c_1 y c_2 cuando el tiempo inicial es $t_0 = 0$, por lo tanto, cuando t_0 es diferente de cero, las constantes se calculan como:

$$c_1 = \frac{3\omega_{max}}{(t_1 - t_0)^2}$$

$$c_2 = -\frac{2\omega_{max}}{(t_1 - t_0)^3}$$

Para la simulación del esquema de control y en el experimento en tiempo real, los tiempos que se definen en (5.1) son $t_0 = 5$ [s], $t_1 = 15$ [s], $t_2 = 25$ [s] y $t_3 = 35$ [s], mientras que la velocidad máxima fue $\omega_{max} = 500$ [rpm], por lo tanto, se obtiene una aceleración máxima de $\dot{\omega}_d = 75$ [rpm/s] en el tiempo $t_{\dot{\omega}_{dmax}} = 10$ [s]. En la Figura 5.3, se puede observar la gráfica de la referencia de velocidad dada por (5.1), donde se puede apreciar que es una función suave y acotada.

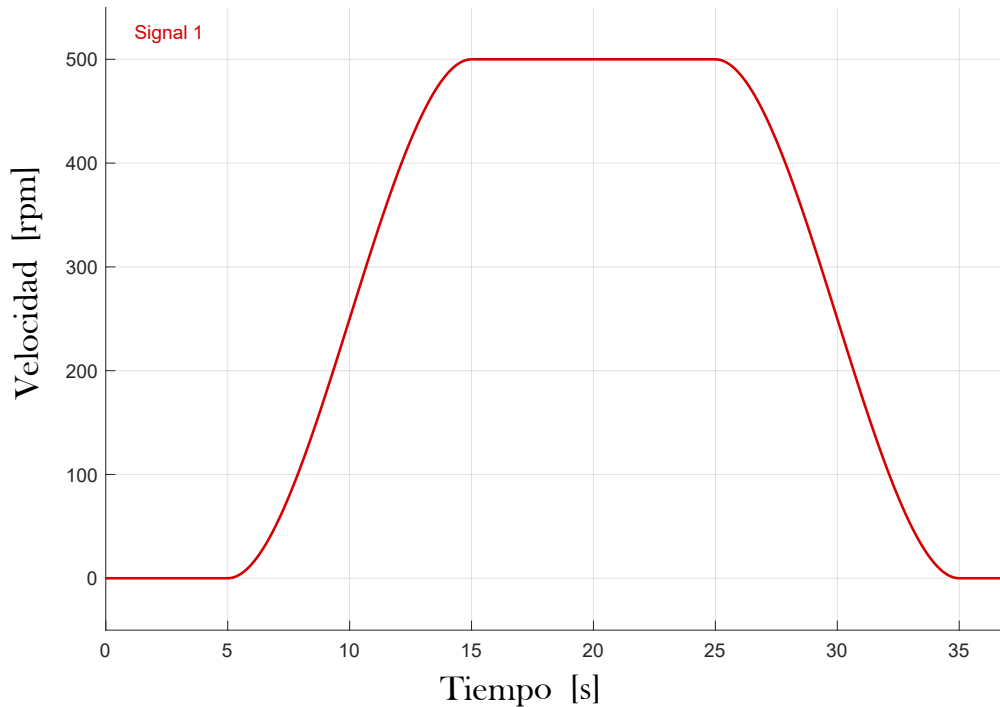


Figura 5.3: Referencia de velocidad angular utilizada tanto para la simulación del esquema de control como para la implementación física.

Una vez planteada la función de velocidad deseada descrita en (5.1), se requiere

de la primer derivada de esta, la cual, analíticamente está dada por

$$\dot{\omega}_d = \begin{cases} 0, & 0 \leq t \leq t_0 \\ 2c_1(t - t_0) + 3c_2(t - t_0)^2, & t_0 \leq t \leq t_1 \\ 0, & t_1 \leq t \leq t_2 \\ -2c_1(t_3 - t) - 3c_2(t_3 - t)^2, & t_2 \leq t \leq t_3 \\ 0, & t_3 < t \end{cases} \quad (5.2)$$

La gráfica que se genera con (5.2), se presenta en la Figura 5.4.

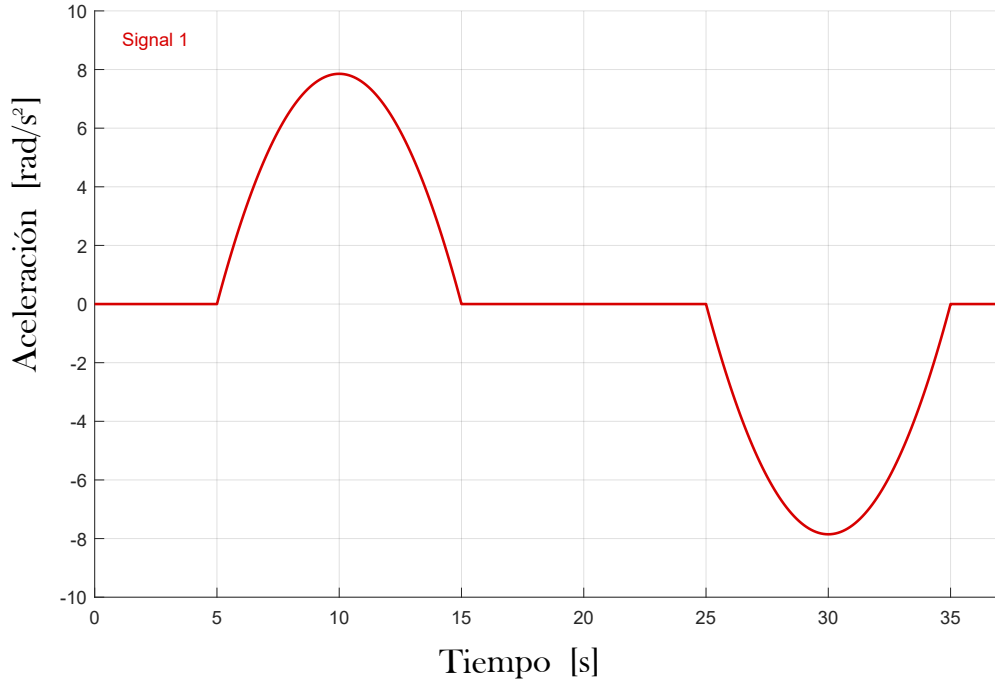


Figura 5.4: Forma de onda de la primer derivada de la señal de referencia de velocidad angular.

De la misma manera, se requiere de la segunda derivada de la señal de referencia de velocidad, analíticamente está dada por

$$\ddot{\omega}_d = \begin{cases} 0, & 0 \leq t \leq t_0 \\ 2c_1 + 6c_2(t - t_0), & t_0 \leq t \leq t_1 \\ 0, & t_1 \leq t \leq t_2 \\ 2c_1 + 6c_2(t_3 - t), & t_2 \leq t \leq t_3 \\ 0, & t_3 < t \end{cases} \quad (5.3)$$

En la Figura 5.5 se puede apreciar la gráfica de la segunda derivada dada por (5.3), de la señal de referencia de la velocidad angular.

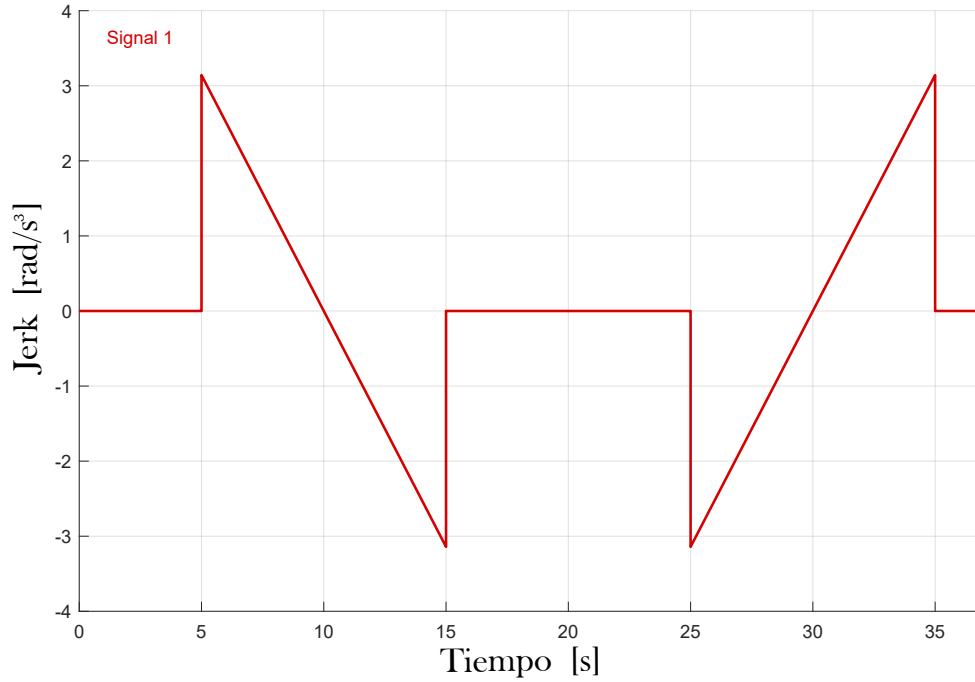


Figura 5.5: Forma de onda de la segunda derivada de la señal de referencia de velocidad angular.

Se debe mencionar que, como se indica en [Chiasson, 2005] las referencias para la *velocidad* y la *aceleración*, dadas por (5.1) y (5.2) son continuas respectivamente, pero la segunda derivada (*jerk*) de la referencia de velocidad dada por (5.3) no es continua en t_0 , t_1 , t_2 y t_3 . Respecto a la ecuación que corresponde a la primer derivada de la velocidad (aceleración) dada en (5.2), tendrá una aceleración máxima dada por

$$\dot{\omega}_{dmax} = \frac{3\omega_{max}}{2(t_1 - t_0)}$$

en el tiempo

$$t_{\dot{\omega}_{dmax}} = \frac{t_1 - t_0}{2} + t_0$$

Es importante mencionar que la referencia de velocidad dada por la Ecuación (5.1) cumple con el suposición planteada en (A.3), es decir, es una función suave y acotada con una primera derivada respecto al tiempo dada por (5.2) y una segunda derivada respecto al tiempo, dada por (5.3), ambas limitadas.

Los valores de las constantes del esquema de control diseñado que se utilizaron tanto en la simulación como en el experimento en tiempo real se muestran en la Cuadro 5.1.

Parámetro	Valor
K_{ia}	25
K_{pa}	2
K_{if}	100
K_{pf}	10
γ	10
K_{ω}	-0.012925
K_g	75

Cuadro 5.1: Parámetros empleados en el diseño del esquema de control.

La constante K_{ϕ} se obtiene mediante la manipulación de las ecuaciones definidas en (2.2) y (2.3), esto da como resultado la expresión dada en (5.4). Considerando los valores de K_e y L_f dados por la Cuadro 4.2 y $I_{f0} = 1.1406$ (mencionado en la subsección 4.1).

$$K_{\phi} = \frac{k_b}{\phi_{f0}} = \frac{k_b}{L_f I_{f0}} \quad (5.4)$$

Asimismo, para realizar la simulación del esquema de control, se consideró un par de carga inicial, además, se tomó un pequeño par de carga constante de $\tau_L = 0.15$ [N-m] y para la referencia del flujo magnético en el circuito de campo, se definió una función de referencia dada por

$$\phi_d = 0.05 \sin(0.25t) + 0.7 \quad (5.5)$$

cuya derivada está dada por

$$\dot{\phi}_d = 0.0125 \cos(0.25t) \quad (5.6)$$

La referencia de flujo dada por la Ecuación (5.5) cumple con el suposición hecha en **S.4**, es decir, la referencia de flujo magnético deseado es una función suave y acotada. Además de contar con la primera derivada acotada respecto al tiempo, dada por (5.6).

En la Figura 5.6 se puede observar la simulación de la respuesta de velocidad con la referencia de par de carga mencionada anteriormente. En esta figura se puede ver que la velocidad real sigue la velocidad dada por (5.1) con $\omega_{max} = 500$ [rpm]. Debido a que ambas gráficas (velocidad deseada y real) se superponen, se crea un cuadro de zoom en el centro de la Figura 5.6 para los primeros 0.25 segundos de simulación. En este figura se puede observar que la velocidad real sigue a la referencia de velocidad deseada, al igual que la velocidad estimada presenta un seguimiento asintótico a la referencia de velocidad angular deseada. Al comienzo de la simulación existe una breve oscilación presente, pero el controlador se encarga de corregirlo inmediatamente.

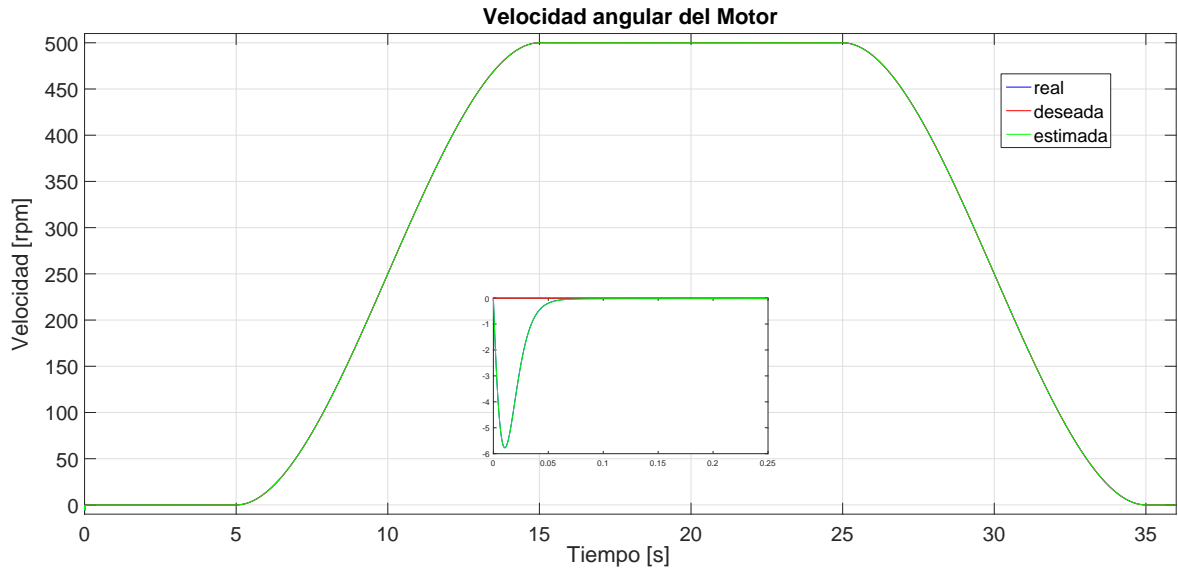


Figura 5.6: Respuesta del esquema de control ante una referencia de velocidad suave y acotada, demostrando gráficamente el seguimiento asintótico de velocidad angular.

Para conocer el error entre la velocidad deseada y la velocidad real, en la Figura 5.7 se puede ver que el error tiene una amplitud de alrededor de 6 [rpm] al comienzo de la simulación pero se asume que este comportamiento se debe al instante en que se energizan los devanados del motor y la presencia del par de carga. Después de este instante, se presenta un seguimiento asintótico y como consecuencia, el error es cero.

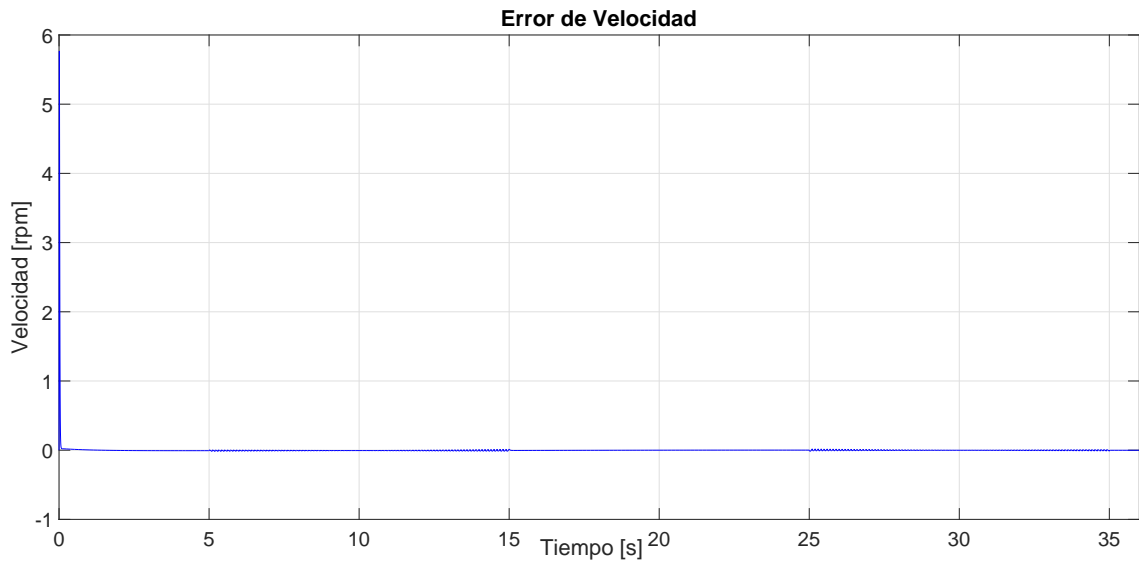


Figura 5.7: Respuesta del error entre la velocidad deseada y la velocidad real del motor.

La otra variable a controlar, es el flujo magnético generado por los devanados que se encuentran en el circuito de campo, para ello, anteriormente se propuso la referencia de flujo magnético deseado descrito por la Ecuación (5.5). En la Figura 5.8 se muestra el flujo magnético de campo deseado y el flujo magnético de campo real.

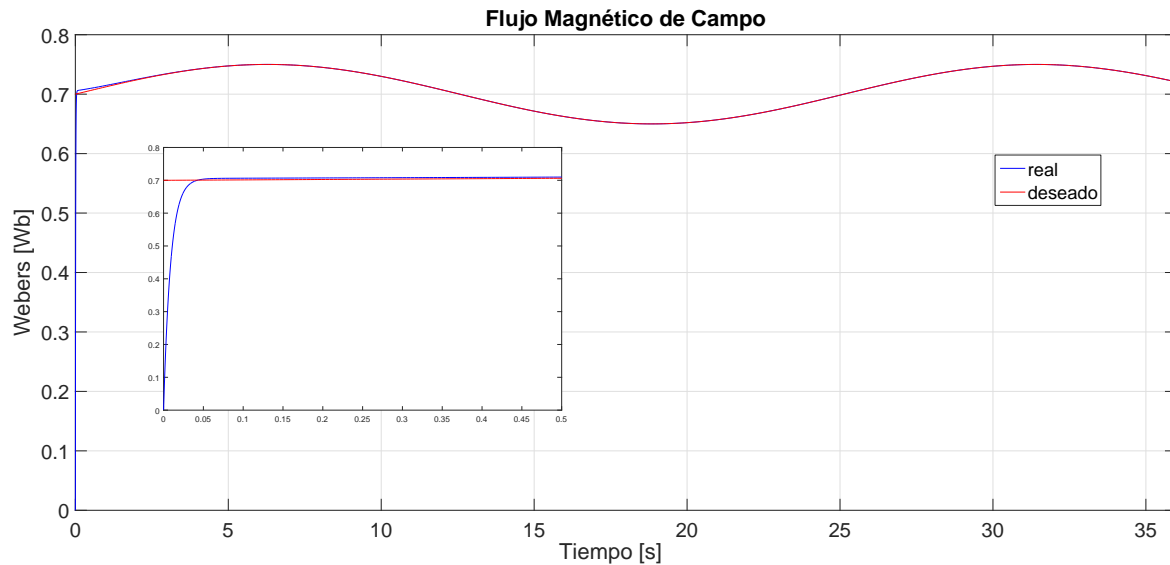


Figura 5.8: Respuesta del esquema de control ante una referencia de flujo magnético de campo, demostrando gráficamente el seguimiento asintótico de flujo magnético.

Se puede ver en la Figura 5.8 que el flujo deseado tiene la forma debida a la Ecuación (5.5) y el flujo magnético real comienza a seguir dicha referencia, pero al comienzo de la simulación presenta un diferente comportamiento al deseado, pero el controlador corrige inmediatamente. Esto se puede ver en el cuadro de acercamiento ubicado dentro de la Figura 5.8.

El voltaje de control requerido en los devanados de campo para asegurar el seguimiento asintótico de flujo magnético está definido en la Ecuación (3.2). En la Figura 5.9 se muestra la forma de onda que presenta el voltaje de campo v_f requerido en los devanados de campo.

Se puede observar que el voltaje de control v_f para el circuito de campo tiene una forma de onda similar al flujo deseado planteado en la Ecuación (5.5).

En la Figura 5.10 se muestra la corriente calculada para los devanados de armadura, planteada en la Ecuación (3.3). Como se puede ver, la corriente está dentro de los límites permitidos de la máquina. En el cuadro de acercamiento ubicado en el centro de la Figura 5.10, se muestra como al inicio de la simulación existe un comportamiento en el cual la corriente de armadura real converge a la corriente calculada.

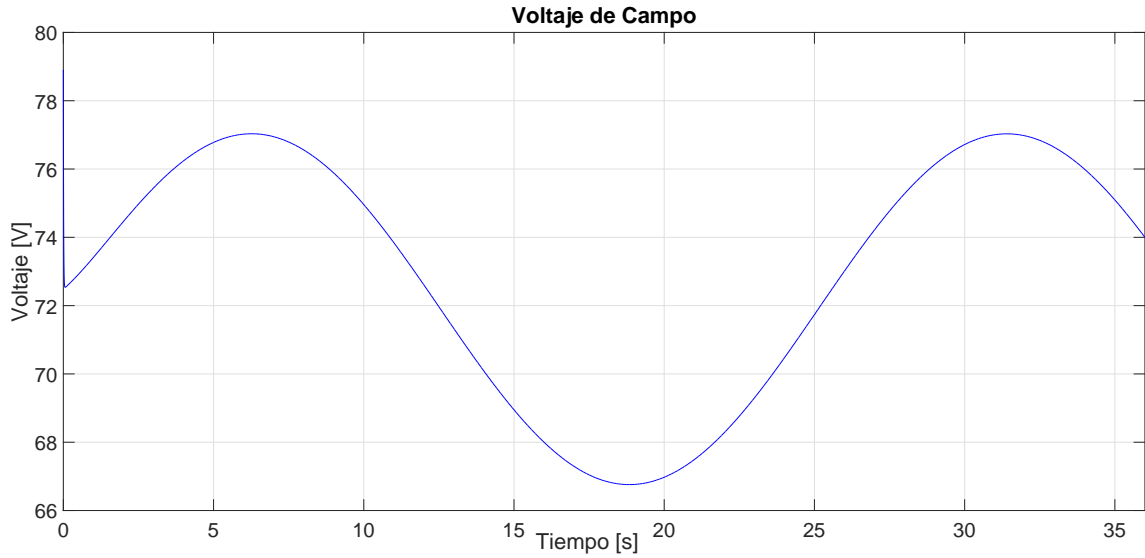


Figura 5.9: Forma de onda y magnitud del voltaje de control requerido por del esquema de control.

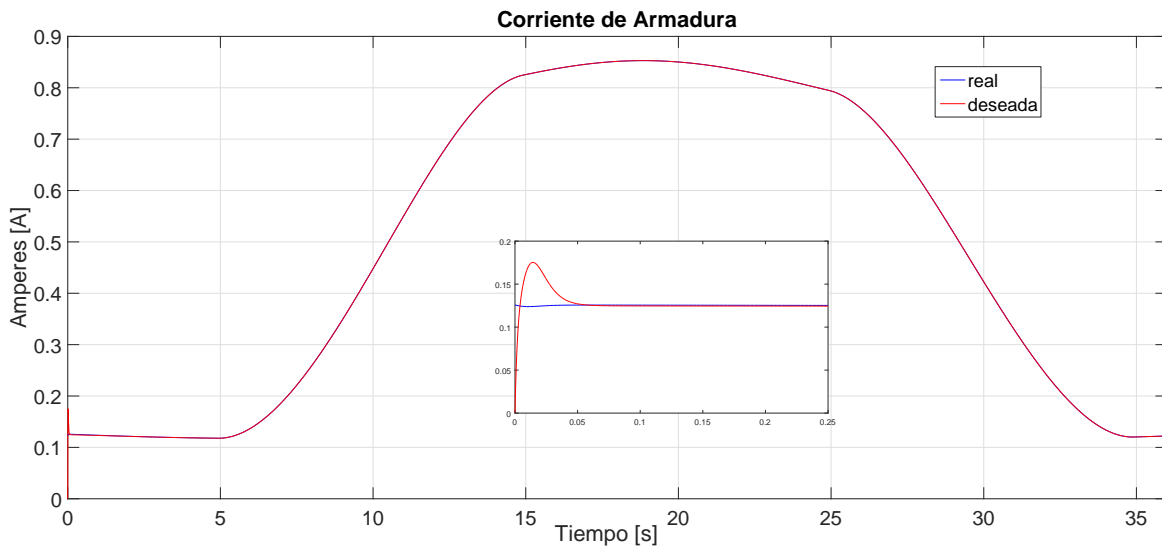


Figura 5.10: Forma de onda y magnitud de la corriente de control requerido por el esquema de control para el circuito de armadura.

Debido a la estructura con la que fue calculada la corriente deseada en los devanados de armadura x_{2d} , el controlador requiere aplicar un voltaje de control en los devanados de la armadura, este voltaje toma la forma mostrada en la Figura 5.11.

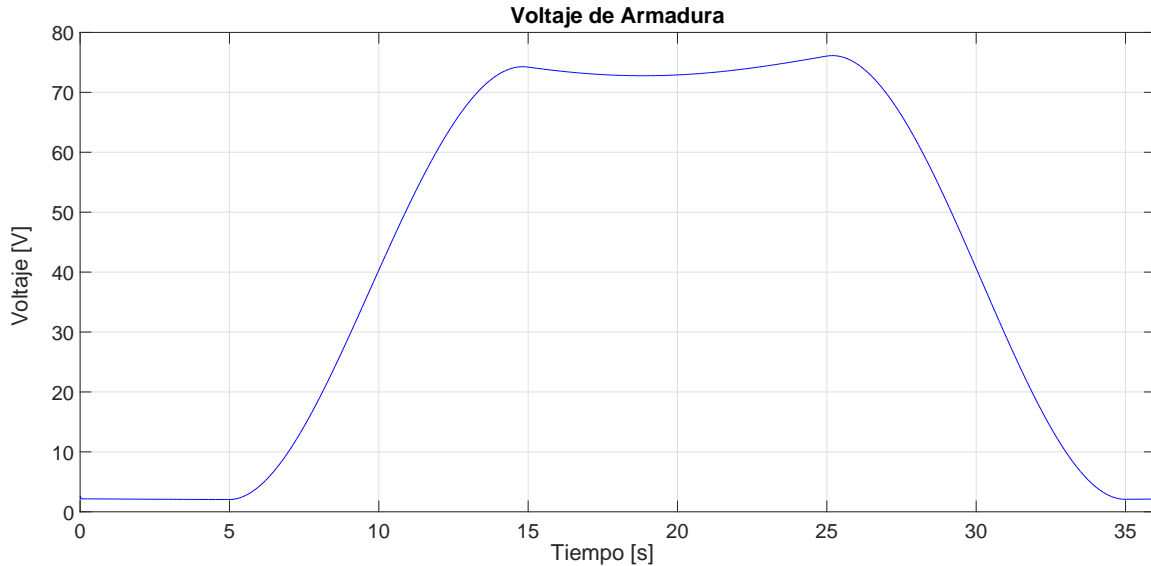


Figura 5.11: Forma de onda y magnitud del voltaje de control requerido por del esquema de control para el circuito de armadura.

Debido a que se definió la presencia de un par de carga constante aplicado a la flecha del motor, se puede observar que en la Figura 5.10 existe una pequeña corriente de aproximadamente 0.125 [A] cuando hay una referencia de velocidad angular cero, la misma situación se puede ver en Figura 5.11, donde hay una demanda de voltaje de aproximadamente 2.6 [V] en los devanados de armadura ante una referencia de velocidad cero.

5.2. Resultados experimentales en tiempo real

Debido a la versatilidad de la tarjeta dSPACE y con la instrumentación electrónica que se realizó a lo largo del presente trabajo, se tienen disponibles las señales de las corrientes de los devanados de la armadura y del campo, así como la señal proporcionada por el decodificador óptico para poderlos utilizar dichas señales, en una simulación de tiempo real, en lazo cerrado del motor DC con el esquema de control diseñado. Asimismo, con la tarjeta dSPACE se pueden generar las señales PWM que se requieren para realizar la simulación en tiempo real y con la instrumentación realizada, obtener los voltajes adecuados que requieren los devanados del motor.

Antes de realizar la simulación en tiempo real es necesario tener preparada la plantilla en SIMULINK con los bloques requeridos para generar señales PWM y los bloques de convertidores Analógico-Digital y Digital-Analógico para con ello realizar una generación de varios archivos que se requieren para la simulación en tiempo real. Una vez que se tienen los archivos antes mencionados, se utiliza el software

- Etapa de potencia mediante transistores IGBT para controlar la fuente de voltaje variable para el circuito de campo.
- Etapa de potencia mediante transistores IGBT para controlar la fuente de voltaje variable para el circuito de armadura.
- Etapa de sensado e instrumentación de las señales de corriente para los circuitos de armadura y campo.
- Etapa de procesamiento, aislamiento y generación de las señales para la correcta conmutación de los transistores IGBT de potencia.
- Circuito de amortiguamiento (R-C) para los transistores de potencia.

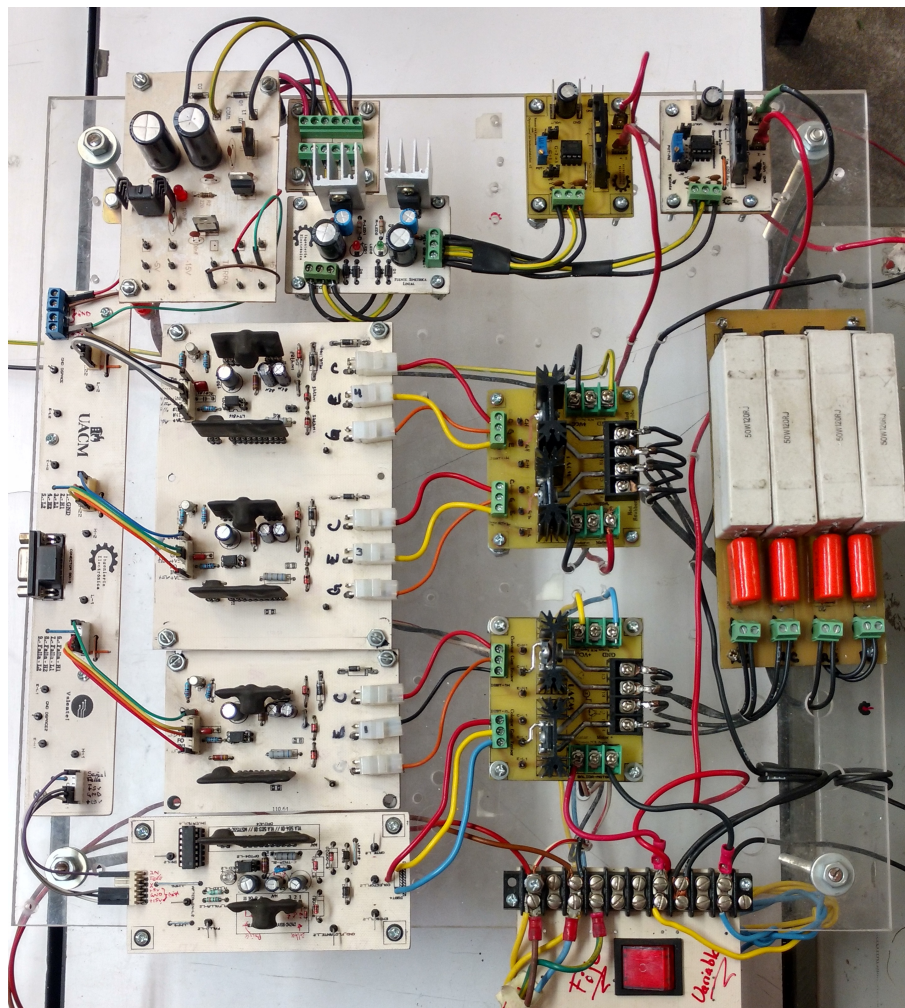


Figura 5.13: Fotografía general del arreglo experimental en su primera versión para la implementación de técnicas de control en tiempo real para el motor DC con campo devanado.

La conexión de los devanados de armadura como los devanados de campo, están conectados en serie con los transistores de potencia y estos, están conectados a un bus de corriente directa de 180 [V]. Cabe aclarar que, como se utiliza el motor DC de campo devanado en configuración excitación separada, se utilizaron dos fuentes de corriente directa diferentes para cada devanado del motor, una fuente se obtuvo por medio de la rectificación monofásica de puente completo para el circuito de campo y la segunda, es un arreglo de fuentes de laboratorio que tiene la cualidad de limitar en corriente, esto resulta favorable para el circuito de armadura. El diagrama de conexión del motor se muestra en la Figura 5.14.

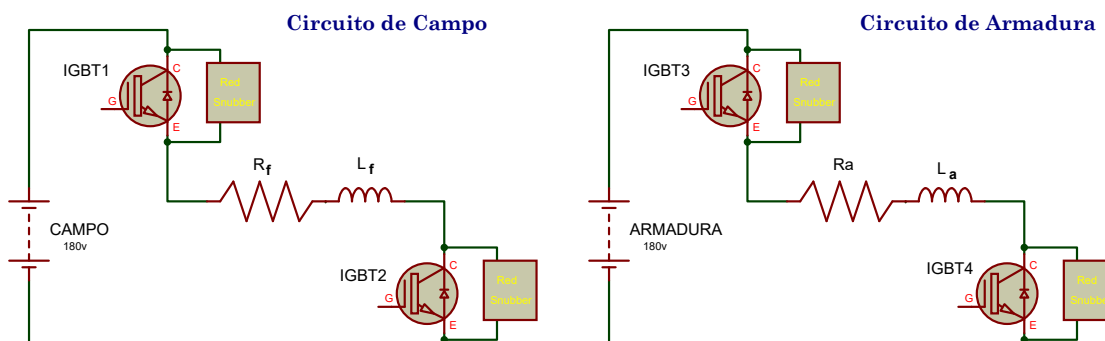


Figura 5.14: Diagrama esquemático de las conexiones de los devanados y los transistores IGBT de potencia.

Como se ha comentado anteriormente, el software de la tarjeta dSPACE DS1103 ControlDesk en conjunto con SIMULINK, permiten generar mediante módulos las señales tipo PWM para los cuatro transistores IGBT, además de contar con entradas analógico-digital que permite la manipulación de las señales de corriente y por último, cuenta con módulos que permiten otorgar la lectura de la velocidad angular del motor mediante la implementación de un codificador óptico externo.

A pesar de la utilización de sensores de corriente del tipo Magnetorresistivo en conjunto con amplificadores de instrumentación, al momento de introducir estas señales a la tarjeta controladora se notó la presencia de ruido electrónico de alta frecuencia, por tal motivo, se implementó un filtro pasa bajas digital de primer orden con bloques básicos de SIMULINK para eliminar el ruido debido a la alta frecuencia.

Cabe mencionar que para evitar problemas con demanda de voltaje de control para el circuito de campo como de armadura, estas señales de control se normalizaron a valores de entre cero y 170 [V]. La frecuencia de conmutación de los transistores IGBT se definieron a 20 [kHz].

Para los experimentos en tiempo real, se consideró la referencia deseada de flujo magnético variable, como se definió en la Ecuación (5.5). Como se puede apreciar en la

Figura 5.15, la referencia deseada posee una frecuencia baja al igual que la amplitud, esto con el fin de no infringir la suposición de trabajar en la región lineal de la curva de magnetización del campo magnético del circuito de campo.

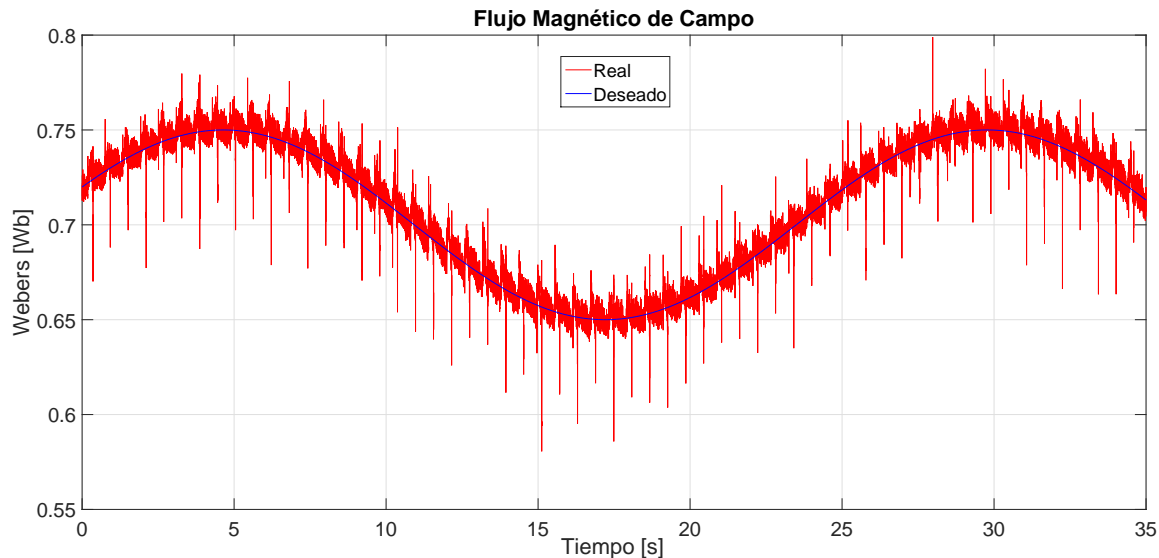


Figura 5.15: Respuesta en tiempo real del motor DC ante una referencia de flujo magnético de campo, demostrando gráficamente el seguimiento asintótico de flujo magnético.

Como se puede ver en la Figura 5.15, el seguimiento del flujo magnético se puede considerar asintótico. Cabe mencionar, que debido a que no se cuenta directamente con la medición del flujo, sino que éste flujo se calcula a partir de la función lineal planteada en la Ecuación (2.1). Como se puede observar en (2.1) el flujo está en proporción lineal a la corriente de campo. Como se mencionó en el Capítulo 4, la señal de la corriente de campo se obtiene a partir de sensores magnetorresistivos, pero la forma de dicha señal contiene fluctuaciones, las cuales pueden ser debidas a lo siguiente: la introducción de ruido por el funcionamiento mismo del motor; la estructura de los devanados del motor; o la frecuencia de conmutación de los transistores IGBTs.

Para obtener este tipo de seguimiento, se requiere de un voltaje de control que energice adecuadamente al circuito de campo, para ello, como se puede apreciar en la Figura 5.16, el voltaje de control propuesto en la Ecuación (3.2) es variable y semejante a la referencia planteada.

En la Figura 5.17 se puede observar la corriente deseada dada por la Ecuación (3.3), del mismo modo, también se observa la corriente real en los devanados de la armadura.

Como se puede ver en la Figura 5.17, la corriente está dentro de los límites permiti-

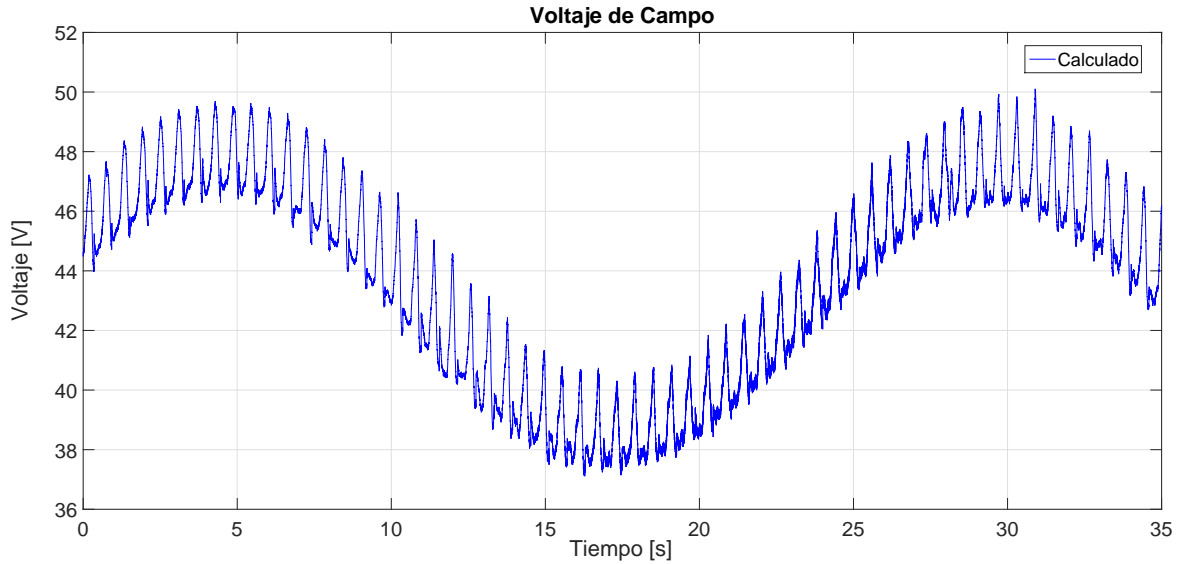


Figura 5.16: Forma de onda y magnitud del voltaje de control en tiempo real para el circuito de campo v_f requerido por el esquema de control.

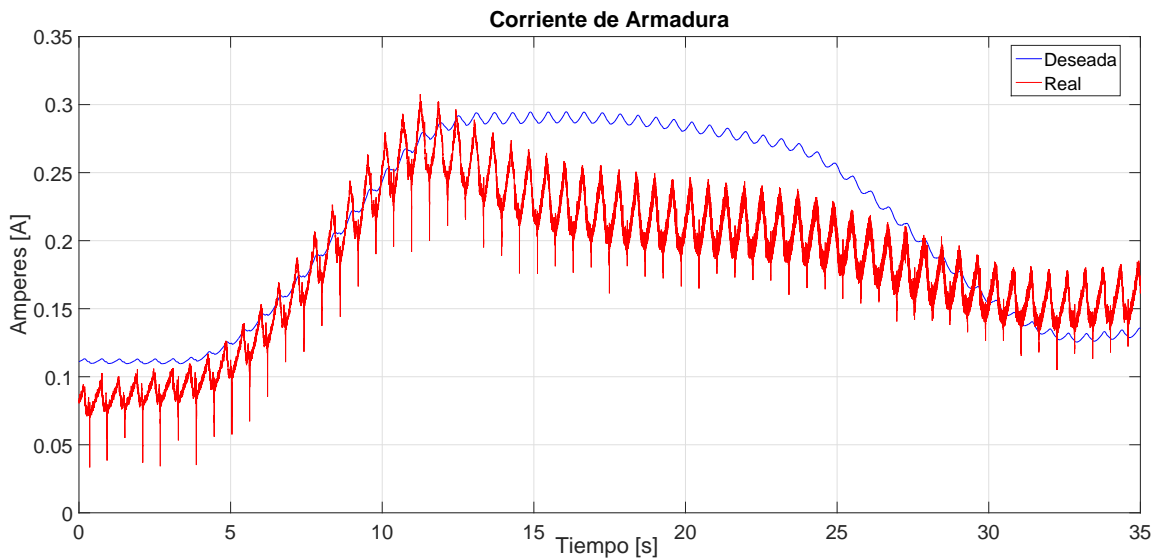


Figura 5.17: Forma de onda y magnitud de la corriente de control requerida en tiempo real por el esquema de control para el circuito de armadura.

dos de la máquina. La corriente de armadura real presenta variaciones en la medición al mismo tiempo que el controlador intenta corregir la trayectoria hacia la corriente calculada pero llega un momento que pierde el seguimiento asintótico el cual si se consigue mediante la simulación del controlador en SIMULINK.

Debido a la estructura de la corriente de armadura deseada, el voltaje requerido en los devanados de la armadura también es variable en una pequeña magnitud, como se puede ver en la Figura 5.18.

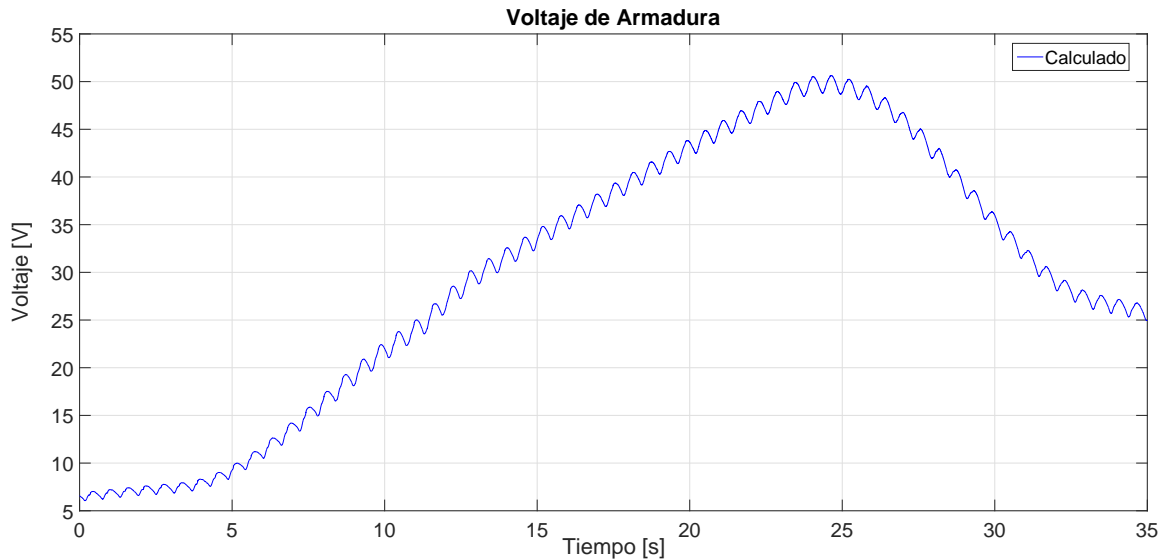


Figura 5.18: Forma de onda y magnitud del voltaje de control requerido en tiempo real por del esquema de control para el circuito de armadura.

Finalmente, para la referencia de velocidad angular, se optó por bajar la amplitud a una cuarta parte de la velocidad planteada en (5.1) debido a que mediante experimentos previos se presentaron problemas de saturación en los voltajes de armadura posiblemente por una sintonización desequilibrada.

En la Figura 5.19 se puede observar la respuesta de velocidad en tiempo real cuando hay una referencia de flujo variante en el campo dado por (5.5). En esta figura, se puede apreciar que al principio del experimento el estimador de velocidad empieza a corregir el seguimiento para seguir la referencia deseada de velocidad dada por (5.1) hasta un determinado tiempo, después de unos 12 [s] aproximadamente, el estimador de velocidad pierde el seguimiento de la referencia deseada. Esto se puede corroborar con la tercer respuesta (color verde) que se encuentra en la Figura 5.19, esta señal indica la velocidad real del motor DC mediante un encoder que se colocó como auxiliar para la medición real de la velocidad.

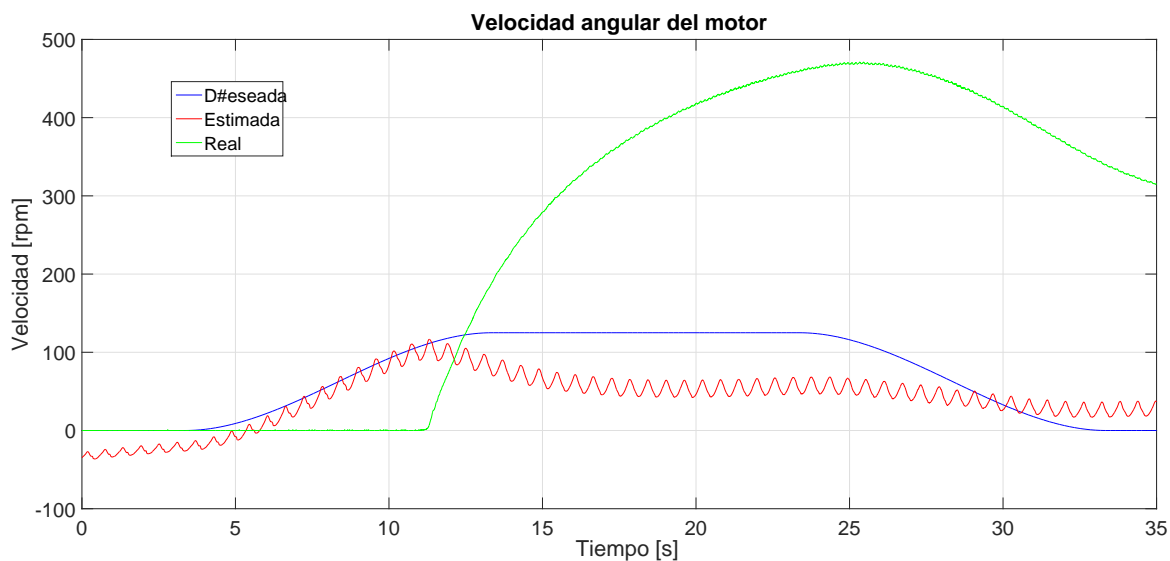


Figura 5.19: Respuesta en tiempo real del esquema de control ante una referencia de velocidad suave y acotada.

En la Figura 5.19 se puede ver que se pierde el seguimiento asintótico que se presentó en la simulación del controlador en SIMULINK, esto puede ser debido a diversos factores, el principal, puede ser por la no linealidad del motor DC, incluso podría deberse al diseño electrónico que se implementó, la forma en la que se planteó la estrategia de control, también podría ser por situaciones de sintonización.

Capítulo 6

Conclusiones

Como se sabe, el motor DC se caracteriza por su versatilidad, de ahí que sigue vigente en diversas aplicaciones tanto comerciales como industriales. Hoy en día, el motor DC resulta ser una máquina imprescindible para el estudio en la rama de la ingeniería eléctrica-electrónica y por supuesto en el estudio, análisis y aplicaciones de técnicas de control lineal al igual que el no lineal.

El motor DC con campo devanado en configuración excitación separa, otorga la oportunidad de implementar un esquema de control diferente a los que cotidianamente se estudian durante cursos en licenciatura, dando así un valor agregado debido a la incursión en temas relativamente novedoso y pocas veces implementados.

Respecto al diseño sobre la estrategia de control que se ha presentado en este proyecto, se destaca el uso de una técnica denominada *Sensorless*, dicha técnica presenta diversas dificultades, una de ellas y quizá la de mayor peso, es que al hacer uso de dicha técnica, implícitamente se omite el uso de sensores mecánicos, es decir, codificadores ópticos que brinden la lectura de la velocidad en tiempo real, es decir, la velocidad angular del motor de corriente directa.

Actualmente se pueden encontrar trabajos relacionados con la técnica *Sensorless*, en donde se aborda la problemática de diferentes maneras que esta técnica implica, un ejemplo de ello es el trabajo reportado en [Campos-Delgado et al., 2007]. Es preciso decir que el presente proyecto tiene diferencias sustanciales respecto al trabajo ya mencionado, estas son:

- Obtención de Voltajes de control. Quizá la principal diferencia que presenta este proyecto con respecto al trabajo ya mencionado, esto debido a que no se requiere de la definición de una ecuación de error de par de fuerza para poder definir los voltajes de control para el circuito de armadura y de campo, al igual que no se emplea esa definición para la generación de la corriente deseada en el circuito de armadura. Para este último, sólo se requirió de realizar manipu-

laciones matemáticas en el modelo no lineal para obtener ecuaciones en lazo cerrado en función de los errores y de valores deseados y con esto encontrar la estructura de la corriente deseada de la armadura.

- Observador de velocidad angular. Se diseñó un estimador de velocidad angular bajo la consideración de que únicamente se cuenta con las mediciones de variables eléctricas como la corriente en los devanados de armadura y la corriente en los devanados de campo.
- Integración del error de corriente y flujo. Para la formulación de los voltajes de control tanto de armadura como de campo, se incorporan términos que integran el error tanto de la corriente de armadura como del flujo de campo, justificando formalmente su uso ya que resulta usual esta práctica en aplicaciones industriales.

La implementación del esquema de control propuesto se diseñó y se implementó en forma de simulación computacional por medio de la plataforma Simulink-Matlab[®] en donde se generaron gráficos como los que se muestran en las Figuras 5.6, 5.8, 5.9, 5.10 y 5.11 donde se puede observar que el diseño del controlador cumple con los objetivos de conseguir un seguimiento asintótico en ambas referencias.

A pesar de considerar de las mismos valores de las ganancias del controlador que en la implementación computacional, desgraciadamente, en la implementación en tiempo real, los resultados obtenidos no son totalmente satisfactorios, es decir, se consiguieron los objetivos en forma parcial, ya que como se puede observar en la Figura 5.15, sí se tiene una convergencia asintótica del flujo de campo, pero como se puede apreciar en la Figura 5.19, no se consigue el seguimiento asintótico deseado de la velocidad angular en tiempo real.

El hecho de no haber sintonizado de forma completa el esquema de control en tiempo real se puede adjudicar a diversas circunstancias. Quizá la principal razón sea la forma en la que se obtienen los voltajes de control, específicamente el proceso de interacción entre la tarjeta dSPACE y el banco de pruebas, debido a que la tarjeta controladora que se utilizó se adquirió hace ya varios años y en estos últimos meses se ha tenido la necesidad de actualizar tanto en el hardware como en el software, razón por la cual no se ha podido continuar con las pruebas experimentales debido a complicaciones con dichas actualizaciones.

La segunda posible circunstancia es relativo al motor DC, ya que en realidad no se tiene el conocimiento exacto de todos los parámetros del motor, como del par de carga presente en la flecha de motor, motivo por el cual es factible que este hecho sea de crucial importancia al momento de realizar el diseño y la implementación en tiempo real. Además, se deben de cumplir condiciones de las constantes presentes en el controlador que dependen fuertemente de los valores de los parámetros del motor

como se pueden apreciar en las Ecuaciones (3.6).

Otra cosa que se puede mencionar es referente a que se tuvo que hacer en el acondicionamiento, y en algunos casos el diseño y desarrollo, de sistemas electrónicos que se requieren en el banco de pruebas para poder realizar la implantación de esquemas de control y en forma específicas el control sensorless. La forma en que se dejó el actual arreglo experimental del motor DC se pueden implementar esquemas de control tanto de forma lineal como no lineal, así como utilizar el motor de una forma de que la alimentación del campo pueda ser variable o fija.

Con esto, se tiene un arreglo experimental que no sólo se puede utilizar para cuestiones de investigación sino que también para cuestiones académicos. Tan es así, que ya hay trabajos con estudiantes de la asignatura de técnicas avanzadas de control en el cual realizan una implementación en tiempo real de control PID con antiwindup y control basado en pasividad considerando una alimentación fija en el campo. Cabe hacer mención que ya se tienen resultados de una implementación en tiempo real de una estrategia de control de forma simultánea de flujo de campo y velocidad angular considerando la medición de la posición angular [Marquez Valdez, 2019] muy similar a la que se presenta en la presente tesis.

Otra consideración que se puede mencionar, es referente a lo aprendido a lo largo de la licenciatura en la UACM. Debido a que en el presente trabajo se planteó el diseño como la implementación de una estrategia de control no lineal, motivo por el cual se presentaron situaciones en que los conocimientos adquiridos durante mi formación académica no fueron los suficientes pero sí los necesarios para afrontar el desconocimiento de las estrategias de control no lineal, afortunadamente tuve la oportunidad contar con el apoyo y profesionalismo de un asesor de tesis que en todo momento supo orientarme en los momentos más complicados de este proyecto. Sin dejar a un lado todos los conocimientos y consejos transmitidos de todos los profesores que me formaron como ingeniero electrónico, mismos que fueron fundamentales para hacer frente a la necesidad de diseñar e implementar sistemas electrónicos necesarias para lograr el objetivo de implementar de manera física la estrategia de control *Sensorless*.

Cabe hacer mención que aún queda trabajo pendiente para que finalmente se obtenga un arreglo experimental del motor DC aún más prolijo. Por ejemplo, poder realizar pruebas con referencias de velocidad tanto de forma positiva como negativas, tener protecciones contra cortocircuito de las fuentes de conmutación variables de ambos devanados, realizar pruebas de identificación de parámetros de la máquina y realizar un análisis de observabilidad no lineal del motor DC.

Bibliografía

- [A.E. Fitzgerald, 1992] A.E. Fitzgerald, Charles Kingsley, J. (1992). *Máquinas Eléctricas*. McGraw-Hill, quinta edición. edition.
- [Afjei et al., 2007] Afjei, E., Ghomsheh, A. N., and Karami, A. (2007). Sensorless speed/position control of brushed dc motor. In *Electrical Machines and Power Electronics, 2007. ACEMP'07. International Aegean Conference on*, pages 730–732. IEEE.
- [Aguilar Peña and Montejo Ráez, 2019] Aguilar Peña, J. D. and Montejo Ráez, M. n. (2019). *Introducción a los dispositivos electrónicos de potencia*. https://www.ugr.es/~amroldan/enlaces/dispo_potencia/introd.htm.
- [André Veltman, 2007] André Veltman, Duco W.J. Pulle, R. W. D. (2007). *Power Systems - Fundamentals of Electrical Drives*. Springer.
- [Angel et al., 2009] Angel, C. C., Rocio, C. M., and Raúl, J. S. G. (2009). Metodología de simulación de un control de velocidad de un motor c.d. con excitación separada y lazo de corriente. Tesis de licenciatura, Instituto Politécnico Nacional. Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica.
- [Armando and López, 2004] Armando, J. and López, O. (2004). Control no lineal robusto basado en pasividad para los filtros activos paralelo serie. -.
- [Bodson and Chiasson, 1998] Bodson, M. and Chiasson, J. (1998). Differential-geometric methods for control of electric motors. *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, 8(11):923–954.
- [Campos-Delgado et al., 2007] Campos-Delgado, D. U., Palacios, E., and Espinoza-Trejo, D. R. (2007). Passivity based control of nonlinear dc motors configurations and sensorless applications. In *Industrial Electronics, 2007. ISIE 2007. IEEE International Symposium on*, pages 3379–3384. IEEE.
- [Chapman, 2005] Chapman, S. J. (2005). *Máquinas Eléctricas*. McGraw Hill, 4a ed. edition.
- [Chapman, 2012] Chapman, S. J. (2012). *Máquinas Eléctricas*. McGraw Hill México, 5a ed. edition.

- [Chiasson, 2005] Chiasson, J. (2005). *Modeling and high performance control of electric machines*. John Wiley & Sons.
- [Cooper and Helfrick, 1991] Cooper, W. D. and Helfrick, A. D. (1991). *Instrumentación electrónica moderna y técnicas de medición*. Editorial Prentice-Hall Hispanoamericana, SA México, primera edición. edition.
- [Dal, 2009] Dal, M. (2009). Dsp based sensorless pm dc drives using a proportional plus sliding mode control. *IFAC Proceedings Volumes*, 42(19):502–507.
- [Díaz Magdaleno, 2019] Díaz Magdaleno, J. I. (Mayo 2019). Diseño y construcción de un inversor trifásico. Tesis de licenciatura, Universidad Autónoma de la Ciudad de Mexico.
- [de Barcelona, 2018] de Barcelona, U. (2018). http://www.ub.edu/matheopt/optimizacion-economica/forma-cuadratica#T_34_4_2_hm.
- [De Doncker et al., 2010] De Doncker, R., Pule, D. W., and Veltman, A. (2010). *Advanced electrical drives: analysis, modeling, control*. Springer Science & Business Media.
- [Dignowity et al., 1982] Dignowity, I., Morales, I. B., and Vega, I. P. (1982). *Electricidad Volumen 7*. Hayden Book Company Inc.
- [Dpto. de Matemática Aplicada II, 2005] Dpto. de Matemática Aplicada II, U. d. S. (2004-2005). <http://personal.us.es/ealgaba/algebra%20=04-05/TEMA2.pdf>.
- [Espinosa-Pérez, 1993] Espinosa-Pérez, G. R. (1993). Control no-lineal de motores de inducción. In *Doctorado en Ingeniería UNAM, Facultad de Ingeniería, 1993*, page 99. UNAM.
- [F.W.Bell, 2003] F.W.Bell (2003). Magneto-resistive current sensors for peak currents up to 150a. *empty*.
- [Ghosh et al., 2018] Ghosh, M., Saha, P. K., and Panda, G. K. (2018). Hybrid computational mechanical sensorless fuzzified technique for speed estimation of permanent magnet direct current brushed motor. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 65(6):4565–4573.
- [Giancoli, 2009] Giancoli, D. C. (2009). *Física: para ciencias e ingeniería con física moderna*. Pearson,.
- [Gimeno et al., 2015] Gimeno, F., SEGUI, S., ORTS, S., and SÁNCHEZ, C. (2015). *Electrónica de potencia-fundamentos básicos*. España: Alfaomega.

- [Guerrero Tejada, 2006] Guerrero Tejada, C. (2006). Control basado en pasividad de motores de inducción sin medición de variables mecánicas. Tesis de doctorado, Universidad Nacional Autónoma de México.
- [Krishnan, 2001] Krishnan, R. (2001). *Electric Motor Drives. Modeling, Analysis and Control*. Prentice Hall, Inc.
- [Kumar and Thilagar, 2015] Kumar, S. G. and Thilagar, S. H. (2015). Sensorless load torque estimation and passivity based control of buck converter fed dc motor. *The Scientific World Journal*, 2015.
- [Maloney, 2006] Maloney, T. J. (2006). *Electrónica Industrial Moderna*. Pearson Educación, México.
- [Marquez Valdez, 2019] Marquez Valdez, R. (2019). Control de velocidad basado en pasividad del motor de corriente directa de excitación separada. Tesis de licenciatura, Universidad Autónoma de la Ciudad de México.
- [Michael Liwschitz-Garik, 1981] Michael Liwschitz-Garik, C. C. W. (Enero de 1981). *Máquinas de Corriente Alterna*. Continental, S.A., México.
- [Mohamed, 2000] Mohamed, E.-S. (2000). *Fundamentals of electric drives*. Thomson LEarning Academic Resource Center.
- [Mohan et al., 2009] Mohan, N., Undeland, T. M., and Robbins, W. P. (2009). *Electrónica de Potencia; Convertidores, aplicaciones y diseño*. Mc Graw Hill. México, DF, 3a ed. edition.
- [Mora, 2003] Mora, J. F. (5a Ed, 2003). *Máquinas Eléctricas*. McGraw-Hill.
- [Pallás Areny, 2007] Pallás Areny, R. (Cuarta Edición, 2007). *Sensores y acondicionadores de señal*. Alfaomega-Marcombo.
- [Ponce Cruz et al., 2008] Ponce Cruz, P., López, S., et al. (2008). *Máquinas eléctricas y técnicas modernas de control*. Alfaomega.
- [Radcliffe and Kumar, 2015] Radcliffe, P. and Kumar, D. (2015). Sensorless speed measurement for brushed dc motors. *IET Power Electronics*, 8(11):2223–2228.
- [Rao et al., 2016] Rao, T. M., Ghosh, M., and Halder, B. (2016). Effect of pole placement of a full order state observer in sensorless speed estimation of brushed dc motor. In *Power India International Conference (PIICON), 2016 IEEE 7th*, pages 1–6. IEEE.
- [Rigatos, 2009] Rigatos, G. G. (2009). Particle and kalman filtering for state estimation and control of dc motors. *ISA transactions*, 48(1):62–72.

[Van der Merwe et al., 1981] Van der Merwe, C. W., Schaum, B., and Vázquez, A. G. (1981). *Física General: Teoría y 625 problemas resueltos*. McGraw Hill.