



Universidad Autónoma de Querétaro
Facultad de ingeniería
Ingeniería en Automatización

“Servo-controlador analógico-digital para motores de DC y BLDC”

Que como parte de los requisitos para obtener el grado de
Ingeniero (Ingeniería en automatización)

Presenta:

Rodrigo Estrella Treviño

Moisés Daniel García Rojas

Dirigido por:

M. en C. Fortino Mendoza Mondragón

M. en C. Fortino Mendoza Mondragón

Presidente

Firma

Dr. Edgar Alejandro Rivas Araiza

Secretario

Firma

M. en C. José Marcelino Gutiérrez Villalobos

Vocal

Firma

Dr. Juvenal Rodríguez Reséndiz

Suplente

Firma

Nombre y Firma

Director de la Facultad

Servo-controlador analógico-digital para motores de DC y BLDC

por Rodrigo Estrella Treviño y Moisés Daniel García Rojas

RESUMEN

Comúnmente los servo-amplificadores utilizados para el control de par en motores en la industria utilizan controladores analógicos del tipo PI. Estos vienen normalmente sintonizados de fábrica y para realizar un ajuste en las ganancias del controlador se requiere cambiar componentes pasivos (resistencias y capacitores), lo cual representa una limitación y desventaja respecto a los controladores digitales. Por otro lado, los controladores digitales requieren de tasas de muestreo altas (aprox. 20KHz) para el control de la corriente lo que representa una pesada carga de cómputo para dispositivos electrónicos programables de bajo costo como son los microcontroladores de 8-bits. Por lo que se planteó el diseño de un controlador híbrido en el cual el lazo de corriente analógico sea analógico y pueda ser sintonizado mediante dispositivos digitales (potenciómetros digitales), mientras que en el microcontrolador se implementó un control discreto de posición del tipo PID; se presenta el uso de una interfaz de usuario con comunicación USB 2.0 diseñada en Visual Studio C# para la visualización de las variables de control, de proceso y el ajuste de ganancias. El control PI de corriente que en un principio era puramente analógico y cerrado paso a ser analógico-digital siendo más flexible su configuración. Posteriormente, se acondicionó la señal de control para generar una señal de dirección y de magnitud utilizando PWM, las cuales se manipularon por medio de un diseño digital implementado en un FPGA utilizando el lenguaje de descripción de hardware VHDL; el sistema se encarga de generar la correcta conmutación de un puente de potencia trifásico y así controlar motores de DC y motores BLDC; se utilizó un codificador incremental para realimentar la posición, en el caso del motor BLDC también se usaron sensores de efecto Hall para la correcta conmutación del puente trifásico.

Palabras Clave: servo-amplificador, control de movimiento, analógico-digital, motor DC, motor BLDC.

SUMMARY

Commonly the servo-amplifiers used for motor torque control in industry use analog controllers of the PI type. These are normally factory tuned and to implement an adjustment is required to change passive components (resistors and capacitors), which represents a limitation and disadvantage compared to digital controllers. On the other hand, digital controllers require high sampling rates (approx. 20 KHz) for current control which represents a heavy computational load for programmable electronic devices of low cost like 8-bit microcontrollers. So, the design of a hybrid controller is proposed, where the analog current loop can be tuned by digital devices (digital potentiometers), while in the microcontroller, a discrete PID controller was implemented; the use of a user interface with USB 2.0 communication designed in Visual Studio C# is presented for the visualization of control variables, process and gain adjustment. The PI current control that originally was entirely analog and closed became analog-digital becoming a most flexible configuration. Later, control signal was conditioned to generate a direction and magnitude signal using PWM, which were manipulated by mean of a digital design implemented on a FPGA using description hardware language VHDL; the system is responsible for generating the proper commutation of a three phase bridge and thus control DC motors and BLDC motors; for feedback position an incremental encoder was used, also Hall Effect sensors were used in the case of BLDC motor for correct commutation of the three phase bridge.

Keywords: Servo-amplifier, motion control, analog-digital, DC motor, BLDC motor.

AGRADECIMIENTOS.

- “Nombres_”.

ÍNDICE DE CONTENIDO

Contenido

RESUMEN	i
SUMMARY	ii
AGRADECIMIENTOS.....	iii
ÍNDICE DE CONTENIDO	iv
ÍNDICE DE TABLAS	vii
ÍNDICE DE FIGURAS.....	ix
I INTRODUCCIÓN	1
I.1 Justificación.....	2
I.2 Planteamiento del Problema.....	3
I.3 Hipótesis y Objetivos	4
I.3.1 Hipótesis General.....	4
I.3.2 Objetivo General.....	4
I.3.3 Objetivos Específicos.....	4
II REVISIÓN DE LITERATURA	5
II.1 Antecedentes	5
III METODOLOGÍA.....	7
III.1 Marco Teórico	7
III.1.1 El Negocio de Motores Eléctricos	7
III.1.2 Control de Movimiento.....	8
III.1.3 El Estado del Control de Motores en la Industria.....	8
III.1.4 Sensores de Posición.....	10
III.1.5 El Servo-Sistema.....	14

III.1.6	Motor de DC	15
III.1.7	Motor de DC con Escobillas	16
III.1.8	Motor de DC sin Escobillas (BLDC).....	18
III.1.9	Servo-Amplificadores	30
III.1.10	Amplificadores para Motores de DC con Escobillas	31
III.1.11	Amplificadores Lineales	31
III.1.12	Amplificadores por PWM.....	32
III.1.13	Amplificadores para Motores sin Escobillas.....	34
III.1.14	Lógica de Conmutación Motor de DC	35
III.1.15	Lógica de Conmutación Motor BLDC.....	36
III.1.16	Medición de Corriente.....	37
III.1.17	Filtros Analógicos	41
III.1.18	Controlador PID	44
III.1.19	Métodos de Digitalización de Controladores Analógicos.....	46
III.1.20	Control Distribuido	52
III.1.21	RS-485.....	53
III.1.22	Universal Serial Bus (USB)	55
III.2	Metodología.....	57
III.2.1	Servo-Controlador Propuesto.....	57
III.2.2	Generación del PWM.....	58
III.2.3	Filtro Digital.....	59
III.2.4	Decodificador de Cuadratura	60
III.2.5	Conmutación Puente Trifásico.....	62
III.2.6	Puente trifásico.....	66
III.2.7	Medición de Corriente	68

III.2.8 Filtro Analógico	69
III.2.9 Comunicación USB 2.0	70
III.2.10 Microcontrolador	71
IV RESULTADOS Y DISCUSIÓN	73
IV.1 Filtro de Corriente	73
IV.2 Controlador PI Analógico-Digital de Corriente	73
IV.2.1 Motor de Corriente Directa.....	74
IV.2.2 Motor BLDC.....	77
IV.2.3 Comparación con Servo-Controlador Comercial.....	79
IV.3 Controlador de Movimiento.	81
IV.3.1 Motor de Corriente Directa.....	81
IV.3.2 Motor BLDC.....	83
IV.4 Conclusiones.....	86
BIBLIOGRAFÍA	88

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla III.1 Variables usualmente retroalimentadas y sus transductores (Mentz, 2000).....	9
Tabla III.2 Comparación entre motores de DC con escobillas y BLDC.	20
Tabla III.3 Tabla de verdad para las señales de conmutación para un motor de DC utilizando un puente H.....	36
Tabla III.4 Secuencia de los sensores de efecto Hall.....	36
Tabla III.5 Lógica de conmutación para el control de un motor sin escobillas.	36
Tabla III.6 Ventajas y desventajas de las resistencias shunt.....	38
Tabla III.7 Ventajas y desventajas de sensado en parte-baja.....	39
Tabla III.8 Ventajas y desventajas de sensado en parte-alta.....	40
Tabla III.9 Efectos de ganancias de controlador PID	45
Tabla III.10 Métodos de discretización (Buso, 2006).....	50
Tabla III.11 Tipos de transferencia de USB y sus diferentes usos.	56
Tabla III.12 Características del DAC.....	72
Tabla III.13 Características del potenciómetro digital.....	72
Tabla IV.1 Características principales de los motores utilizados.	74
Tabla IV.2 Valores para las sintonizaciones en el motor de DC.	76
Tabla IV.3 Valores para las sintonizaciones en el motor BLDC.....	78
Tabla IV.4 Características principales del servoamplificador B15A8.....	79

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura III.1 Consumo de motores eléctricos en Norte-América.....	7
Figura III.2 Codificador de posición absoluto.....	12
Figura III.3 Pista de código para codificador de posición incremental.....	12
Figura III.4 Efecto Hall.....	14
Figura III.5 Estructura de un servo-sistema industrial (Nakamura et al., 2004).....	14
Figura III.6 Ley de fuerza magnética.....	16
Figura III.7 Construcción de un motor de DC.....	17
Figura III.8 Principio de operación y partes de un motor de DC con escobillas.....	17
Figura III.9 Diagrama general del motor de DC.....	18
Figura III.10 Motor BLDC vista transversal.....	19
Figura III.11 Bobinas conectadas en configuración Y de un motor BLDC.....	21
Figura III.12 Representación gráfica del patrón de flujo magnético del rotor en un motor BLDC.	22
Figura III.13 CEMF del motor BLDC entre las terminales A y B.....	23
Figura III.14 CEMF de un motor BLDC.....	25
Figura III.15 Ciclo trifásico de un motor BLDC.....	26
Figura III.16 Orden para la conmutación de seis pasos de un motor BLDC.....	27
Figura III.17 Señales de sensores de efecto Hall.....	28
Figura III.18 Amplificador lineal para un motor de DC.....	32
Figura III.19 Circuito para el control de un motor por PWM (Wilamowski et al., 2011).....	33
Figura III.20 Señal de salida del PWM.....	34
Figura III.21 Diagrama a bloques de un controlador para motores sin escobillas (Wilamowski et al., 2011).	35
Figura III.22 Medición de parte-baja.....	39

Figura III.23 Medición de parte-alta.	40
Figura III.24 Respuesta en frecuencia para cuatro categorías de filtros.	42
Figura III.25 a) Filtro pasa-bajas con una pendiente de -20 dB/ década. b) Gráfica de respuesta en frecuencia.	43
Figura III.26 Comparación de los métodos para la aproximación de la integral. (a) Aproximación utilizando “Forward Euler”. (b) Aproximación utilizando “Backward Euler”. (c) Aproximación utilizando el método trapezoidal. (Levine, 2011).	49
Figura III.27 Respuesta en frecuencia de un filtro Butterworth utilizando los métodos de Tustin y Euler (Levine, 2011).	52
Figura III.28 Bus RS-485 conectado en configuración full dúplex.	54
Figura III.29 Bus RS-485 conectado en configuración half dúplex.	55
Figura III.30 Servo-controlador.	57
Figura III.31 Diagrama de bloques de un generador PWM con magnitud y señal de signo.	58
Figura III.32 Circuito de generación de PWM y signo.	59
Figura III.33 Filtro digital.	60
Figura III.34 Verificación de la unidad de filtrado.	60
Figura III.35 Detección de dirección de cuadratura (CW= sentido de las manecilla del reloj, CCW= sentido contrario a las manecilla del reloj).	61
Figura III.36 Circuito de cuadratura de 1x.	61
Figura III.37 Circuito de conmutación para un motor de DC con PWM.	63
Figura III.38 Circuito digital de conmutación para un motor sin escobillas usando PWM.	64
Figura III.39 Unidad de conmutación.	65
Figura III.40 Verificación de la unidad de conmutación en modo DC.	65
Figura III.41 Verificación de la unidad de conmutación en modo BLDC.	66
Figura III.42 Pines de interfaz para la tarjeta BOOSTXL-DRV8301.	67
Figura III.43 Diagrama general del puente trifásico.	67
Figura III.44 Amplificador diferencial básico.	68

Figura III.45 Filtro Butterworth de segundo orden.....	69
Figura III.46 Interfaz de monitoreo/ control para el servo-controlador.....	71
Figura III.47 Ejemplo de función importada de WinUSB.dll.....	71
Figura III.48 Diagrama a bloques del microcontrolador en el servo-amplificador.	71
Figura IV.1 a) Señal de corriente antes del filtro. b) Señal de corriente después del filtro.	73
Figura IV.2 Respuesta de la corriente a una entrada escalón (1A) para motor de DC.	75
Figura IV.3 Respuesta de la corriente con diferente sintonización en motor de DC.....	76
Figura IV.4 Respuesta de la corriente a una entrada escalón (1A) para motor BLDC.....	77
Figura IV.5 Respuesta de la corriente con diferente sintonización en motor BLDC.	78
Figura IV.6 Respuesta del control de corriente a una entrada escalón de 1A del controlador comercial en motor de DC.	80
Figura IV.7 Respuesta del control de corriente ante una entrada escalón de 1A del controlador comercial en motor BLDC.....	81
Figura IV.8 Respuesta de posición a una entrada escalón de 600PPR.	82
Figura IV.9 Respuesta del lazo de corriente para el control de posición de motor de DC.	83
Figura IV.10 Respuesta de posición a una entrada escalón de 600PPR con perturbación en motor de DC.	83
Figura IV.11 Respuesta de posición a una entrada escalón de 500PPR.	84
Figura IV.12 Respuesta del lazo de corriente para el control de posición de motor BLDC.....	85
Figura IV.13 Respuesta de posición a una entrada escalón de 500PPR con perturbación en motor BLDC.....	85
Figura IV.14 Prototipo del servo-controlador analógico-digital.....	86

CAPÍTULO 1:

I INTRODUCCIÓN

Los servo-controladores desempeñan un papel importante en la industria. Estos se encuentran en la mayoría de los sistemas de manufactura automatizada, máquinas herramientas y robots, por citar algunos ejemplos (Aliane, 2010). El control de servo-motores es una de las principales tecnologías en la automatización de fábricas, oficinas, equipos de prueba e instrumentos de medición; con no menos de 5 billones de motores construidos en todo el mundo cada año, los motores eléctricos se han convertido en una parte integral en la automatización de procesos (Kim et al., 2007). En las primeras etapas del control automático, los motores a pasos fueron comúnmente usados como actuadores, y tras la creciente demanda de obtener una mayor precisión, velocidad y equipos más silenciosos y seguros, los motores a pasos están siendo reemplazados por motores de DC (del inglés, Direct Current) con escobillas y sin escobillas BLDC (del inglés, Brushless Direct Current), estos últimos siendo más utilizados en aplicaciones industriales en los últimos años. A diferencia de un motor a pasos, un servo-motor de DC o BLDC requiere de un control de lazo cerrado (Yokote y Watanabe, 1990), donde el control de alta eficiencia en velocidad y par variable solo ha sido posible utilizando componentes electrónicos programables, en donde el bajo costo sigue siendo un factor dominante en el diseño de productos para el control de motores (Kim et al., 2007).

Comúnmente los servo-amplificadores utilizados para manejo de la etapa de potencia en la industria utilizan controladores analógicos del tipo PI, estos vienen normalmente sintonizados de fábrica y para realizar un ajuste se requiere cambiar componentes pasivos (resistencias y capacitores), lo cual representa una limitación y desventaja respecto a los controladores digitales, sin embargo, estos requieren de tasas de muestreo altas (Aprox. 20KHz) para el control de la corriente lo que representa una pesada carga de cómputo para dispositivos de bajo costo como son los microcontroladores (μ C). Además la mayoría de los servo-amplificadores en el mercado

manejan un solo tipo de motor ya sea de DC o BLDC lo que reduce su funcionalidad (Malek et al., 2011).

La aplicación de técnicas de control digital en servo-amplificadores conmutados ha hecho posible la implementación de nuevos algoritmos de control, que en comparación con las técnicas de control analógico que están limitadas al uso de controladores tipo Proporcional-Integral-Derivativo (PID) y controles de atraso-adelanto. La tecnología digital ofrece la capacidad para la implementación de nuevas leyes de control, que pueden considerar no-linealidades en el sistema, detectar variaciones de los parámetros o tolerancias de construcción por medio de técnicas de auto-análisis y estrategias de ajuste automático, las cuales son imposibles de aplicar mediante componentes puramente analógicos. Otra importante ventaja es la flexibilidad inherente de cualquier controlador digital ya que permite al diseñador modificar las estrategias de control, o incluso reprogramarlo, sin la necesidad de modificaciones de hardware importantes, además presentan mayor inmunidad al ruido y la completa ausencia de los efectos del envejecimiento o derivas térmicas (Buso et al., 2006).

En lo referente al control de variables que presentan una tasa de cambio elevada, como lo es la de corriente en un motor, al implementar un lazo de control analógico se elimina la inestabilidad que podría ser causada por un retardo en la respuesta de un controlador digital, estos retardos causados por la discretización de la señal y el tiempo de ejecución de una acción rectificadora (Colak et al., 2011).

I.1 Justificación

El proyecto surgió de la necesidad de crear un servo-controlador versátil para los sistemas de control de movimiento de motores de DC y BLDC, tomando en cuenta que los dispositivos para control de motores que existen en el mercado, el lazo de corriente analógico no se pueden sintonizar en línea, sino que hay que cambiar dispositivos pasivos, productos comerciales como las series AZ, AZB y AZX de ADVANCED Motion Controls® o las series Bantam, 503 y 7 de Copley Controls®, no se tiene control directo sobre el ciclo de trabajo o la frecuencia de conmutación para el control de los motores ni sobre la sintonización directa del lazo de corriente, además son soluciones costosas de origen extranjero, lo que dificulta su compra y mantenimiento.

Cabe mencionar que hay servo-controladores como los de la marca BALDOR® los cuales se enfocan en un solo tipo de motor como las series TSD, UM, LD para motores de DC o la serie BMC para BLDC , sin embargo, no poseen un producto que maneje ambos tipos de motores y así tener una solución integral.

1.2 Planteamiento del Problema

Los avances tecnológicos que acompañan a la industria en nuestros días han permitido que un gran número de procesos se encuentren totalmente automatizados y la tendencia general es continuar con esa práctica. Por otro lado, es muy importante el desarrollar alternativas para las Pequeñas y Medianas Empresas (PyMES) del país y del estado (Osornio, 2004), de igual manera promover el desarrollo tecnológico nacional y así como la inversión en la investigación científica y tecnológica del país, es de vital importancia.

Por otro lado los departamentos en ingeniería mecánica y eléctrica (por mencionar algunos), que ofrecen cursos en control automático en sus planes de estudio, tienen que hacer uso de material o tecnología extranjera para la realización de proyectos, por lo cual se dificulta su culminación, debido a que los controladores disponibles en el mercado son costosos y de difícil adquisición (Khairurrijal, 2011).

Investigadores de electrónica de potencia y control tratan de aplicar nuevas soluciones de controladores electrónicos con la capacidad de implementar nuevos y complejos algoritmos de control combinados con interfaces de comunicación de alta velocidad y así monitorear, almacenar y transmitir un gran número de variables que pueden ser enviadas en línea a un dispositivo local o remoto a fin de tener nuevos puntos de ajuste (Bueno et al., 2009).

Por lo cual se plantea el diseño de un servo-controlador híbrido, en el cual el lazo de corriente sea analógico y sea sintonizado mediante potenciómetros digitales de alta resolución, mientras que para el control de posición se aplicara un controlador discreto tipo PID el cual estará embebido en un μC de 8-bits de bajo costo, se integrara la capacidad para conectarse a red de control distribuido por medio de RS-485, esto con el fin de ofrecer un desarrollo tecnológico

competitivo que cumpla con la expectativas y características de un servo-controlador comercial estándar que sea capaz de controlar diferentes ejes de movimiento de manera coordinada y mediante el uso de un FPGA (del inglés, Field Programmable Gate Array) controlar la etapa de potencia que nos permita controlar motores de DC y motores trifásico del tipo BLDC.

I.3 Hipótesis y Objetivos

I.3.1 Hipótesis General

Es posible crear un servo-amplificador que por medio de un lazo de corriente PI analógico-digital permita controlar motores de DC y BLDC utilizando la misma etapa de potencia.

I.3.2 Objetivo General

Desarrollar un prototipo para el control de motores de DC y BLDC basado en un μ C y un FPGA, que ejecute tareas de control de posición y corriente, que sea confiable y a un bajo costo; que pueda ser utilizado en aplicaciones industriales de control de movimiento y no solo en aplicaciones académicas y de investigación.

I.3.3 Objetivos Específicos

1. Desarrollar un prototipo electrónico basado en dispositivos programables que permitan realizar un sistema de control de motores de DC y BLDC.
2. Desarrollar de una interfaz gráfica de usuario amigable en Visual Studio C# 2013 para una fácil manipulación del operador.
3. Implementar una interfaz de comunicación USB (del inglés, Universal Serial Bus) 2.0 a RS-485 para manipular la sintonización del controlador en línea.

CAPÍTULO 2:

II REVISIÓN DE LITERATURA

II.1 Antecedentes

A continuación se muestran algunos de los trabajos realizados en el área que han sido publicados, en donde se muestra el desarrollo de algunos servo-controladores.

Milivojevic, et al., (2012), se discute el control por PWM (del inglés, Pulse-Width Modulation) para motores BLDC, tanto en modo generador como motor; la estrategia de control es simple y robusta, no requiere sensores de corriente y no representa una carga de computo pesada, debido a estos atributos, la técnica puede ser implementada en dispositivos lógicos programables de bajo costo.

Castano, et al., (2011), implementaron un servo-controlador para motores de DC con imán permanente, con un decodificador incremental montado en el eje para la retroalimentación de posición, en donde se utilizó un circuito integrado tipo puente H completo como interfaz para la etapa de potencia y realizar la conmutación por PWM.

Sonoli, et al., (2010), se presenta un sistema de control PID de velocidad para motores de DC implementado en un FPGA, argumentando que debido a la complejidad del control de movimiento de motores el uso de FPGAs mejora la velocidad, precisión, eficiencia y costos en controladores digitales.

Sathyan, et al., (2009), desarrollaron un sistema digital para el control de motores BLDC implementado en un FPGA de bajo costo, utilizando un control PI de velocidad utilizando PWM en un sistema de conmutación trapezoidal.

Xia, et al., (2009), proponen un controlador de “seis pasos” para un inversor de 4 interruptores para motores BLDC con un solo sensor de corriente, se utiliza el PWM convencional

en el inversor, al contrario de la técnica tradicional de un puente trifásico completo con 6 interruptores lo cual redujo el costo final del servo-controlador.

Kim, et al., (2007), se aborda el tema en detalle sobre el uso de motores BLDC y su importancia en la industria, presentando un controlador de bajo costo basado en un μC de propósito general, en donde se implementa un controlador puramente proporcional para la regulación de la corriente.

Hiroji Yokote, et al., (1990), presentaron el diseño e implementación de un servo-controlador híbrido para motores de DC y BLDC, utilizando un lazo digital y uno analógico, donde el lazo digital controla posición hasta llegar al valor deseado; luego, la operación es conmutada a un lazo analógico PD de posición. Hay que recalcar que este trabajo fue realizado hace 24 años y el controlador es solo de posición y utiliza componentes puramente pasivos y componentes digitales de propósito específico, y no cuenta una interfaz para el ajuste en línea ni es reconfigurable.

CAPÍTULO 3:

III METODOLOGÍA

III.1 Marco Teórico

III.1.1 El Negocio de Motores Eléctricos

Se estima una tasa de crecimiento anual de 5% en el consumo de motores eléctricos de todos tipos en Norte-América. La Figura III.1 muestra el desglose del consumo eléctrico por tipo de motores para 2007 (MTT NA Market Model).

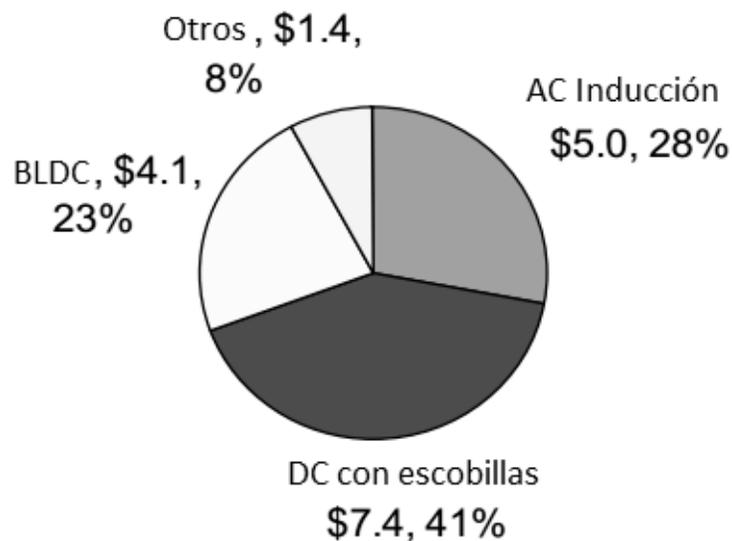


Figura III.1 Consumo de motores eléctricos en Norte-América.

El consumo de motores eléctricos es altamente influenciado por la industria automotriz y aplicaciones de consumo. La mayoría de los motores utilizados son motores de corriente directa con escobillas, seguidos de motores de inducción y motores de DC sin escobillas. En el presente trabajo únicamente se abordara el tema de los motores de DC y BLDC (Mubeen, 2012).

Todos los motores eléctricos tienen en común el principio en el que basan su funcionamiento que consiste básicamente en convertir energía eléctrica a magnética y finalmente a movimiento mecánico rotacional. La forma en que ésta conversión se lleva a cabo es fundamentalmente la misma para cualquier tipo de motor. Las diferencias recaen en los detalles del modo en que el campo magnético es generado para obtener la fuerza rotacional o par.

III.1.2 Control de Movimiento

Uno de los elementos más importantes dentro del campo de mecatrónica, es sin duda, el control de movimiento. El término control de movimiento se empezó a utilizar en Japón al principio de los 90's (Ohnishi K, et al., 1996). Normalmente los sistemas de control de movimiento industriales consisten en tres lazos anidados: posición, velocidad y par. Habitualmente los lazos de posición y velocidad son realizados desde el diseño de control de movimiento, mientras que el lazo de par es llevado a cabo por el amplificador de potencia con retroalimentación de corriente (Tan Y. et al., 2000), conocido como servo-amplificador.

Por lo regular los sistemas de control de movimiento tales como robots o vehículos, se aplican en entornos de riesgo en donde la integridad del hombre se vea expuesta, por lo que la complejidad de los sistemas de control de movimiento presenta un desafío al momento de diseñar los sistemas de control debido a la diversidad de las tareas y los cambios en la estructura del sistema y la interacción con el medio ambiente (Sabanovic A. 2007).

III.1.3 El Estado del Control de Motores en la Industria

Los sistemas de control PID son suficientes para resolver el problema de control de muchas aplicaciones en la industria, particularmente cuando la dinámica del proceso lo permite (en general procesos que pueden ser descritos por sistemas de primer y segundo orden), los fabricantes proporcionan los controladores PID de variadas formas. Existen sistemas del tipo “stand-alone” o independientes, con capacidad para controlar uno o varios lazos de control, estos. Por otro lado, pueden también venir embebidos, como parte del equipo.

Una de las principales razones por las que el controlador PID continua siendo ampliamente utilizado se dio cuando la industria se trasladó del control analógico al control digital, nuevas características como el ajuste de las ganancias a través de un puerto de comunicación (RS-232/485, USB, Ethernet, CAN entre otros) tuvieron un gran impacto en las tecnologías y los métodos de control industrial, dando paso cada día a sistemas de control más sofisticados que los controladores estudiados en la teoría de control clásico, estos son los sistemas de control inteligente, controles de lógica difusa (Fuzzy), redes neuronales y algoritmos genéticos, a pesar de los avances en el área de control el controlador clásico PID sigue siendo ampliamente utilizado, dadas las siguientes ventajas:

Por su simplicidad, ya que no requiere del conocimiento del modelo matemático de la planta. El usuario de manera empírica con un simple ajuste en tres ganancias puede lograr la respuesta deseada del sistema, además existen un gran número de herramientas de software de diseño asistido por computador (CAD, del inglés, Computer Aided Design) para obtener un controlador, evaluar la estabilidad y rendimiento, así como poder realizar una simulación. Aunque la mayoría de los controladores industriales hoy en día son controladores del tipo PID o variantes del mismo, existen limitaciones, estos tienen una dinámica de 2º. orden, por lo que no son adecuados para compensar plantas de un orden superior.

La industria ha desarrollado variantes e interesantes mejoras en el controlador PID para movimiento de motores. Una de las piezas del controlador que ha mostrado cambios y mejoras es el sistema de retroalimentación. En la Tabla III.1 se muestran los dispositivos de retroalimentación comúnmente disponibles para el control de motores.

Tabla III.1 Variables usualmente retroalimentadas y sus transductores (Mentz, 2000).

Variable retroalimentada	Fuente
Fuerza Electromotriz (FEM)	Medición mediante convertidor analógico digital (ADC del inglés, Analog to Digital Converter) , calculada a partir de una señal PWM también o la velocidad
Corriente	Sensor de efecto Hall, resistencia shunt y toroide
Aceleración	Decodificador incremental o Resolver, odómetro

Velocidad	Decodificador incremental, Resolver o tacómetro
Posición	Decodificador incremental, Resolver, potenciómetro o un transformador diferencial variable lineal (LVDT por sus siglas en inglés, Linear Variable Differential Transformer)

Por lo general, el voltaje se manipula para controlar la corriente que es el parámetro de retroalimentación más rápido. Un cambio en la corriente se ve obstaculizado principalmente por la inductancia de la bobinas, y en un grado mucho menor por la Fuerza Contra-Electromotriz (CEMF, del inglés, Counter-Electromotive Force), que es proporcional a la velocidad del motor.

Todos los demás parámetros controlados, la aceleración, velocidad y posición, se ven amortiguados en su tasa de cambio por la inductancia del embobinado y la inercia del movimiento del sistema. Todos los sistemas tienen inercia positiva, por lo que un cambio en el sentido de la corriente sucederá más rápido de lo que el sistema mecánico pueda cambiar la aceleración, la velocidad o la posición. En la práctica, la tasa de cambio de la corriente es mayor que diez veces respecto a los demás parámetros. Esto convierte a la corriente como la variable para el modelo de todo el sistema de potencia, el servo-amplificador y el motor como un bloque ideal que proporciona la corriente deseada. Debido a que el par es una constante cuando se modela el sistema, la etapa de potencia es un bloque que es tratado como un bloque encargado de proveer el par deseado, especialmente cuando se modela un sistema reducido de control de velocidad o posición.

III.1.4 Sensores de Posición

Los sensores de desplazamiento (posición) miden la magnitud que se desplaza un objeto; los sensores de posición determinan la posición de un objeto en relación con un punto de referencia. Los sensores de proximidad son una modalidad de sensor de posición y determinan en qué momento un objeto se mueve dentro de una distancia crítica del sensor.

Los sensores de desplazamiento y de posición se pueden clasificar en dos tipos básicos; sensores de contacto, en los cuales, el objeto que se mide está en contacto mecánico con el sensor,

y sensores sin contacto, en los que no hay contacto físico entre el objeto y el sensor. En los métodos de desplazamiento lineal por contacto, en general se utiliza un eje sensor en contacto directo con el objeto que se monitorea. El desplazamiento de este eje se monitorea mediante un sensor. Su movimiento se aprovecha para provocar cambios de voltaje eléctrico, resistencia, capacitancia o inductancia mutua. En el caso de los métodos de desplazamiento angular, en los que se utiliza una conexión mecánica mediante la rotación de un eje, la rotación del elemento transductor se activa directamente mediante engranes (W. Bolton, 1998).

En los sensores que no hay contacto se recurre al objeto medido en las proximidades de dichos sensores, lo que provoca cambios en la presión del aire del sensor, o quizá cambios de inductancia o capacitancia. Los siguientes son un par de ejemplos de sensores de desplazamiento.

- **Encoder (Codificador óptico):** Los codificadores de posición son muy adaptables a los sistemas de control digital, porque eliminan los requerimientos de un DAC (del inglés, Digital to Analog Converter) como retroalimentación. Las pistas de código son leídas por sensores de pista, usualmente dispositivos electro-ópticos (típicamente infrarrojos o laser). Los codificadores de posición se pueden encontrar en aplicaciones rectilíneas y rotativas, pero son probablemente más comúnmente encontradas como codificadores de eje en aplicaciones rotativas. El acondicionamiento de señal es sencilla para codificadores absolutos (Figura III.2), requiriendo solo un decodificador, pero la resolución de posición depende del número de pistas, e incrementando el número de pistas incrementa la complejidad del decodificador. Codificadores incrementales requieren un acondicionamiento de señal más complejo, de la forma de contadores y un procesador para el cálculo de la posición. El número de pistas, sin embargo, se fija en tres (Figura III.3). La resolución de posición solo es limitada por la habilidad de reproducir divisiones más finas de las pistas de código sobre la superficie en movimiento.

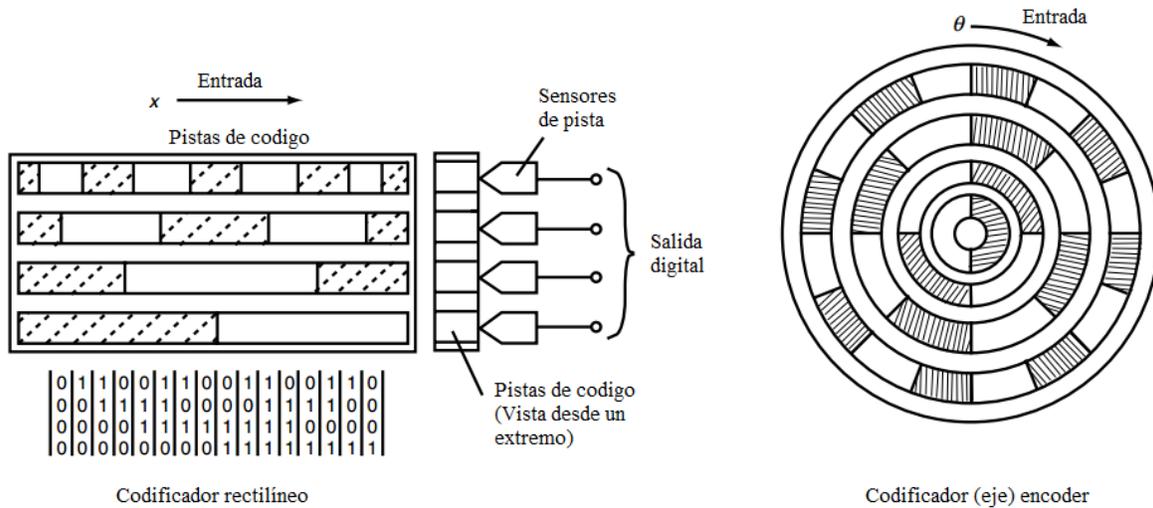


Figura III.2 Codificador de posición absoluto.

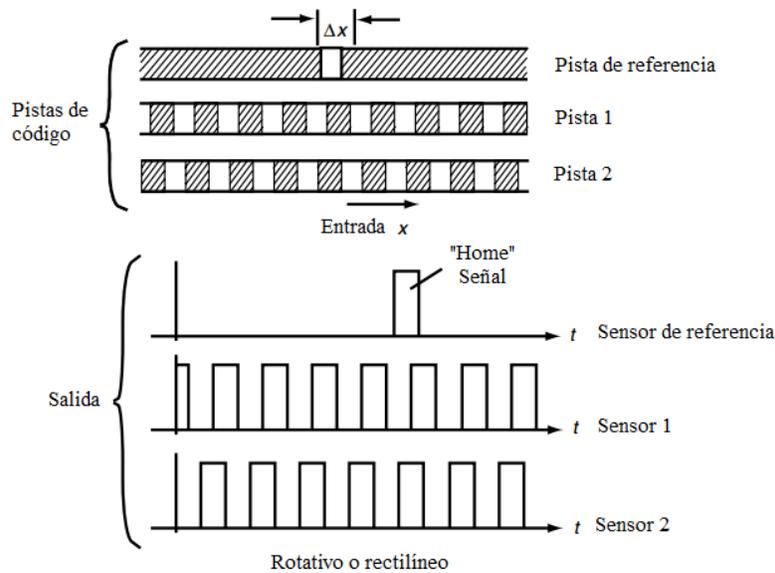


Figura III.3 Pista de código para codificador de posición incremental.

- Efecto hall:** Cuando un haz de partículas cargadas atraviesa un campo magnético existen fuerzas que actúan sobre las partículas, y la trayectoria lineal del haz se deforma. Cuando una corriente fluye a través de un conductor se comporta como un haz de partículas en movimiento, por lo que al pasar por un campo magnético esta corriente se puede desviar. Este efecto fue descubierto por E. R. Hall en 1879 y se conoce como *Efecto Hall*. Considere

electrones que se mueven en una placa conductora y a la que se aplica un campo magnético en ángulo recto respecto al plano de la placa (Figura III.4). Como consecuencia del campo magnético, los electrones que se desplazan se desvían hacia uno de los lados de la placa, con lo cual se carga negativamente, mientras el lado opuesto se carga positivamente dado que al ser desviados los electrones se alejan de este lado. Esta separación de cargas produce un campo eléctrico en el material. La separación dura hasta que las fuerzas a las que están sujetas las partículas cargadas del campo eléctrico compensan las fuerzas producidas por el campo magnético. El resultado es una diferencia de potencial transversal V dada por:

$$V = K_H \frac{BI}{t} \quad (1)$$

Donde B es la densidad de flujo magnético en sentido perpendicular a la placa, I la corriente que circula por ella, t el espesor de la placa y K_H una constante conocida como coeficiente de Hall. Por lo general los sensores de efecto Hall están incorporados en un circuito integrado con los circuitos necesarios para procesar señales.

Los sensores de efecto Hall tienen la ventaja de funcionar como interruptores capaces de operar hasta una frecuencia de repetición de 100KHz, cuestan menos que los interruptores electromecánicos y no presentan los problemas relacionados con el rebote de los interruptores de contacto, necesitan, entonces, una secuencia de contactos y no sólo un contacto. El sensor de efecto Hall es inmune a los contaminantes ambientales y trabaja en condiciones de servicio severas. Estos sensores sirven como sensores de posición, desplazamiento y proximidad cuando se dota al objeto que se desea detectar con un pequeño imán permanente (W. Bolton, 1998).

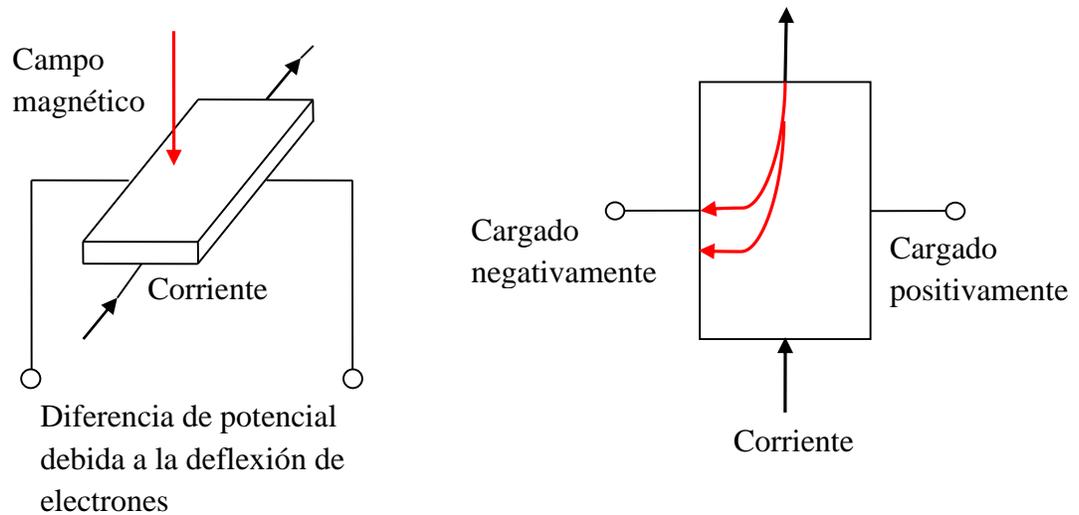


Figura III.4 Efecto Hall.

III.1.5 El Servo-Sistema

El servo-sistema (o servo-mecanismo) es un sistema de control retroalimentado en el que la salida es algún elemento mecánico, sea posición, velocidad o aceleración. Por tanto, los términos servo-sistema o sistema de control de posición, o de velocidad o de aceleración, son sinónimos.

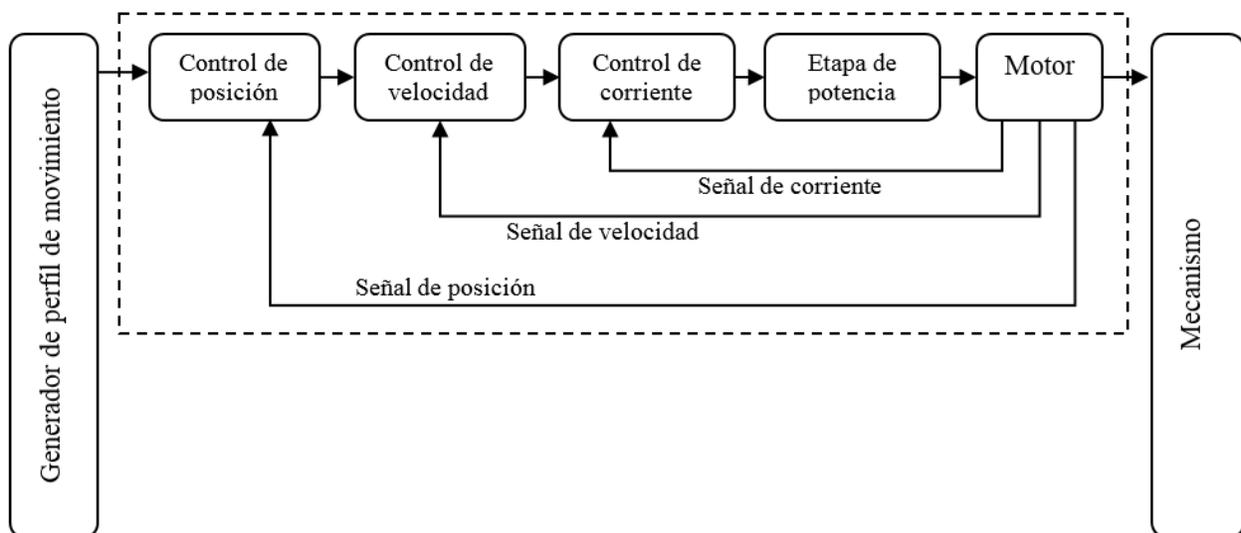


Figura III.5 Estructura de un servo-sistema industrial (Nakamura et al., 2004).

Nótese que a veces se denomina también servo-sistema a un sistema de control cuya salida debe seguir con exactitud una trayectoria determinada en el espacio (como la posición de una aeronave en el espacio en un aterrizaje automático). Los ejemplos incluyen el sistema de control de una mano de robot, en que la misma debe seguir una trayectoria determinada en el espacio al igual que una aeronave en el sistema de control de aterrizaje.

Un servo-sistema o servo-mecanismo es un sistema automático que utiliza el error de medición retroalimentado para corregir el desempeño de un mecanismo. El término aplica correctamente únicamente a sistemas en donde las señales de retroalimentación o corrección de error ayudan a controlar algún elemento mecánico, sea posición, velocidad o aceleración. Por ejemplo, el control de una ventana automática no es un servo-mecanismo, ya que no hay retroalimentación automática que controle la posición, sino que el operador lo realiza mediante la observación. Por otro lado el control crucero de un automóvil usa retroalimentación de lazo cerrado, el cual clasifica como servo-mecanismo.

Un servo-mecanismo es único entre los sistemas de control, en el aspecto en que estos controlan un parámetro comandando la derivada con respecto al tiempo de dicho parámetro. Por ejemplo, un servo-mecanismo que controle posición debe ser capaz de variar la velocidad del sistema ya que la derivada con respecto al tiempo de la posición es velocidad (Challapalli, 2000).

III.1.6 Motor de DC

Los motores trabajan bajo el principio básico de que los campos magnéticos producen fuerzas en los cables que llevan la corriente (Ley de Ampere). De este modo, si se sitúa un cable conductor de corriente entre los polos de un imán, una fuerza es producida en el cable. Experimentalmente, la magnitud de esta fuerza es proporcional a ambos, la cantidad de corriente en el cable y el conductor que se encuentra entre los polos del imán. La fuerza F es entonces, el producto vectorial de la corriente i , que fluye a través del conductor y la densidad del flujo magnético B , dentro del cuerpo que se encuentra.

$$F = i \times B \quad (2)$$

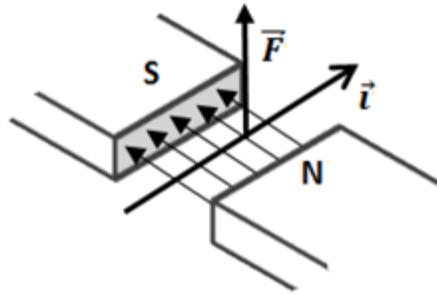


Figura III.6 Ley de fuerza magnética.

III.1.7 Motor de DC con Escobillas

La Figura III.7 muestra la construcción de un motor de corriente directa, cuyas partes principales son el estator, el rotor y el conmutador. El estator se compone de un par de imanes permanentes, creando un campo magnético entre el rotor y el estator. El rotor tiene sus bobinas de forma simétrica alrededor del eje del motor. La corriente eléctrica aplicada al motor es entregada a cada bobina a través del mecanismo escobilla-conmutador. Conforme el rotor gira, la polaridad de la corriente fluyendo a cada bobina es alterada, lo que permite al rotor girar de forma continua.

Para generar el máximo par en un motor, es necesario que el ángulo entre el campo magnético del conmutador y el campo generado en el rotor permanezca en 90° , esto se logra gracias al diseño mecánico del conmutador, este mismo diseño también permite que el campo magnético permanezca sincronizado automáticamente a diferencia de otros motores como los de AC (del inglés, Alternating Current) síncronos o sin escobillas.

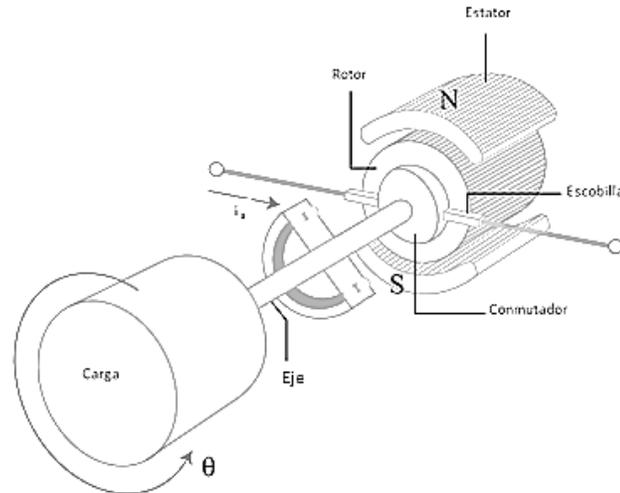


Figura III.7 Construcción de un motor de DC.

Sea i la corriente fluyendo en los embobinados del rotor y τ_m el par creado. El par es en general proporcional a la corriente, y está dada por

$$\tau_m = K_t i \quad (3)$$

Donde la constante proporcional K_t , es llamada constante de par, uno de los parámetros clave para describir las características de un motor de DC. La constante de par es determinada por la fuerza del campo magnético, el número de vueltas en el embobinado, el radio del rotor, y algunos otros parámetros asociados con las propiedades de los materiales.

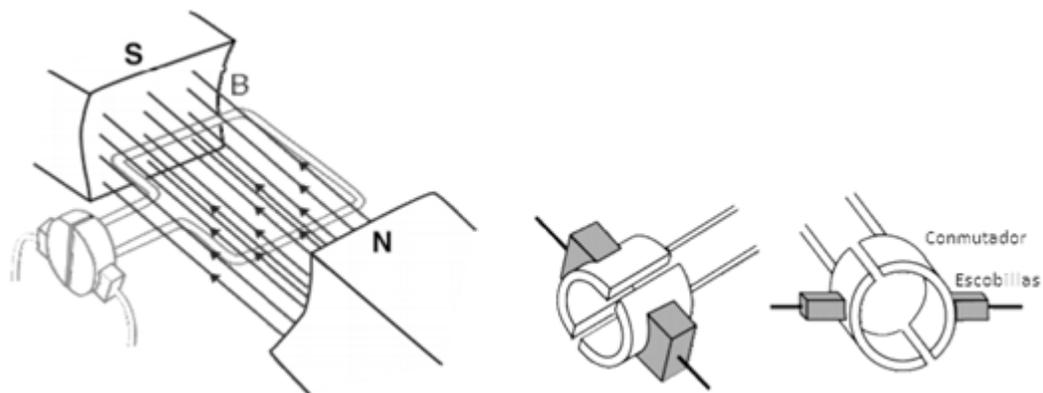


Figura III.8 Principio de operación y partes de un motor de DC con escobillas.

La Figura III.9 muestra un motor de DC y su circuito equivalente. En el esquema, R es la resistencia del rotor, L es la inductancia del rotor, $\xi = K_b \omega_R$ es la fuerza contra-electromotriz, $\tau_m = K_T i$ es el par del motor, J es el momento de inercia del rotor, y f es el coeficiente de fricción viscosa.

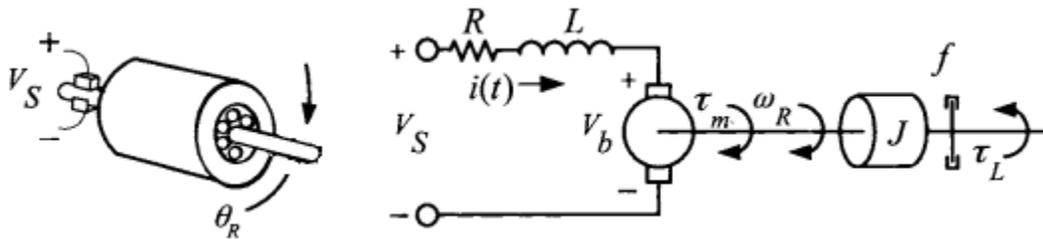


Figura III.9 Diagrama general del motor de DC.

El modelo de ecuaciones diferenciales que caracterizan la dinámica eléctrica y mecánica del motor de DC son (Hernández et al., 2013):

$$\begin{aligned}
 L \frac{di}{dt} &= -Ri - K_b \omega_R + V_S \\
 J \frac{d\omega_R}{dt} &= K_T i - f\omega_R - \tau_L \\
 \frac{d\theta_R}{dt} &= \omega_R
 \end{aligned}
 \tag{4}$$

III.1.8 Motor de DC sin Escobillas (BLDC)

Los motores de DC sin escobillas o motores “Brushless” se han utilizado en varias aplicaciones industriales y han incrementado su demanda en diversos campos debido a su alta eficiencia, simple control comparado con motores de AC, baja interferencia electromagnética y alta confiabilidad debido a la ausencia de escobillas (Kim et al., 2007).

Los motores BLDC tienen embobinados en el estator e imanes permanentes en el rotor y como su nombre lo indica, los motores BLDC no ocupan escobillas para su conmutación; en cambio, son electrónicamente conmutados de acuerdo a la posición del rotor con respecto a los embobinados del estator. Se pueden encontrar motores con configuración de una fase, dos fases y tres fases. De acuerdo a esto, el estator tiene el mismo número de embobinados.

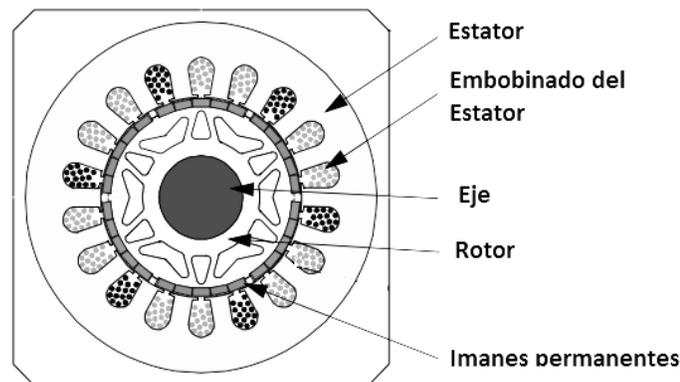


Figura III.10 Motor BLDC vista transversal.

Como ya se mencionó, a diferencia de un motor de DC con escobillas, la conmutación de un motor BLDC es controlada electrónicamente. Para hacer girar el motor, los embobinados del estator deben de ser energizados en secuencia, por lo que es necesario conocer la posición del rotor para saber que embobinados deben ser energizados. Esto quiere decir, que para arrancar un motor BLDC se requiere un controlador (drive) electrónico. Normalmente se utilizan tres sensores de efecto Hall montados en el estator para determinar la posición del rotor. Estos sensores entregan señales de alto y bajo cuando pasan a un lado de los polos del rotor. Basados en la combinación de las señales de estos tres sensores, se puede determinar la secuencia exacta de conmutación.

Comparados con motores de DC con escobillas, los motores BLDC tienen varias ventajas y pocas desventajas. Los motores BLDC requieren menor mantenimiento, y por ello su tiempo de vida es mayor. Como el rotor está hecho de imanes permanentes, la inercia del rotor es menor. Esto mejora la aceleración y desaceleración. La Tabla III.2 resume la comparación entre motores de DC con escobillas y BLDC.

Tabla III.2 Comparación entre motores de DC con escobillas y BLDC.

Característica	Motor BLDC	Motor DC con escobillas
Conmutación	Conmutación electrónica.	Conmutación con escobillas.
Mantenimiento	Menor debido a la ausencia de escobillas.	Se requiere mantenimiento periódico.
Velocidad/ Par	Permite operación a todas velocidades con carga nominal.	A altas velocidades, incrementa la fricción en las escobillas, reduciendo el par.
Eficiencia	Alta – No hay pérdidas de conmutación.	Moderada.
Inercia del Rotor	Baja, debido a los imanes permanentes. Esto mejora la respuesta dinámica.	Inercia más alta que limita las características dinámicas.
Costo	Alto – Debido a los imanes permanentes.	Bajo
Control	Complejo y costoso.	Simple y económico.
Requerimientos de Control	Se requiere un controlador para mantener funcionando el motor.	No se requiere un controlador a menos que se requiera velocidad variable.

Un controlador típico para motores BLDC es un inversor trifásico controlado por un microcontrolador. Para el accionamiento, el motor se puede ver como tres bobinas conectadas al centro en una configuración Y (estrella), como se muestra en la Figura III.11.

Las tres terminales del motor son normalmente nombradas como A, B, y C o U, V, y W. Un puente inversor trifásico convencional de seis transistores permite al controlador conectar cada terminal del motor a la fuente de voltaje de DC, ya sea al lado positivo, negativo, o simplemente dejarlo abierto.

La técnica de conmutación por PWM permite conmutar las terminales a una frecuencia de alta así el voltaje promedio en la terminal puede establecerse en cualquier punto entre cero y el voltaje total de la fuente.

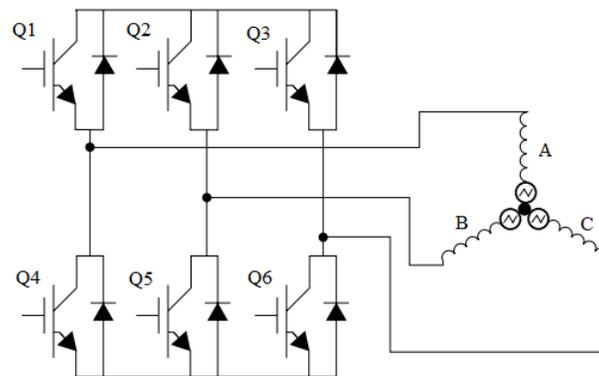


Figura III.11 Bobinas conectadas en configuración Y de un motor BLDC.

Para entender la secuencia de conmutación se necesita revisar las características de la CEMF del motor y que genera el par. Para un motor BLDC, el material magnético en el rotor está magnetizado específicamente con un patrón de intensidad de campo magnético sinusoidal. Si se tomara una sonda de un medidor de flujo magnético y lentamente se moviera alrededor del perímetro del rotor, la fuerza del campo mostraría un patrón sinusoidal, donde +1 representaría la dirección del flujo más al “norte” y -1 representaría la dirección del flujo más al “sur”. La Figura III.12 es la representación gráfica del patrón del flujo. La longitud de las flechas indica la fuerza del flujo magnético, mientras que la dirección indica polaridad norte o sur.

Se sabe que si se mueve un imán permanente sobre una bobina de alambre un voltaje será inducido en el alambre. Si se toma cuidado de mover diferentes imanes sobre la misma bobina a

la misma velocidad, el voltaje inducido será proporcional a la fuerza de los imanes, esta declaración es conocida como ley de Lenz.

Si se gira mecánicamente el rotor de un motor BLDC y se observa con un osciloscopio el voltaje en la terminal de la fase A con respecto a la terminal de la fase B se observaría una onda de voltaje sinusoidal, como la que se muestra en la Figura III.13, ésta es la CEMF del motor.

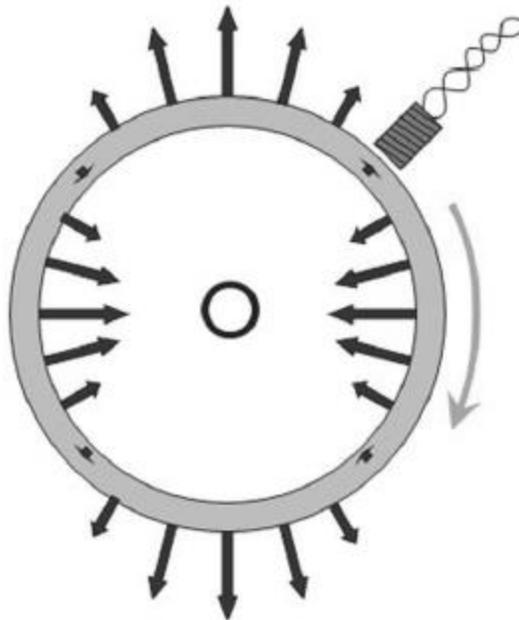


Figura III.12 Representación gráfica del patrón de flujo magnético del rotor en un motor BLDC.

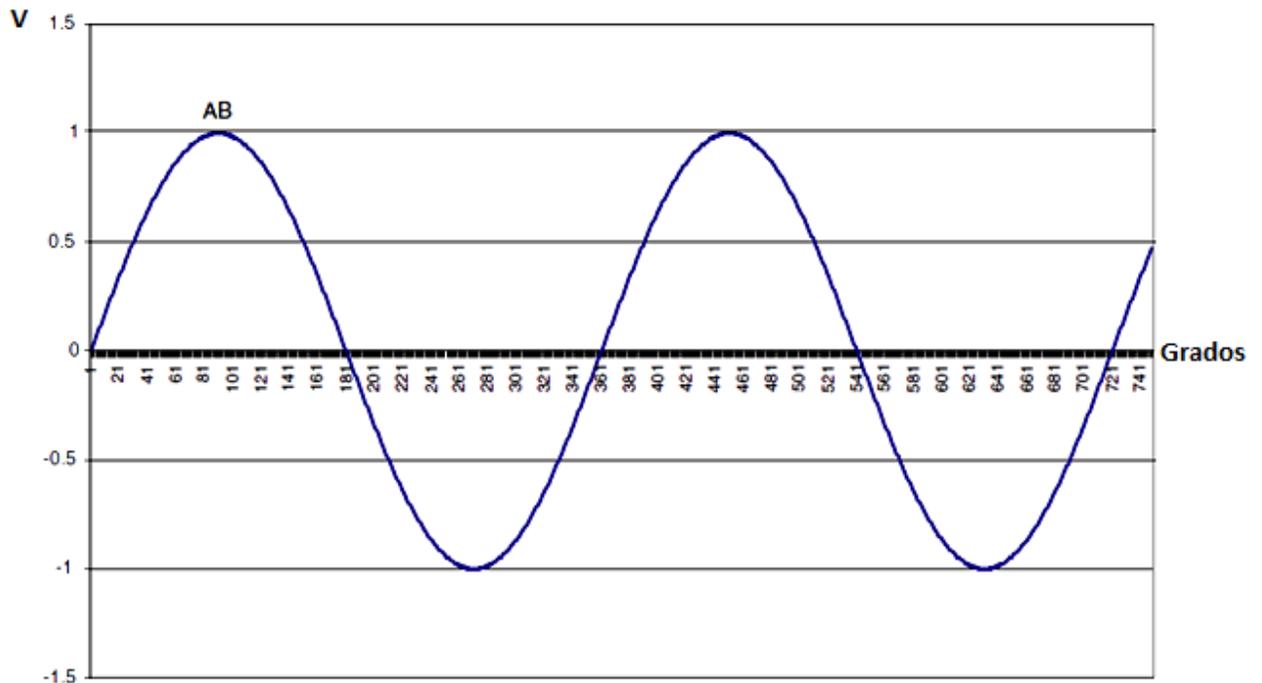


Figura III.13 CEMF del motor BLDC entre las terminales A y B.

Si de la terminal de la fase A se hace fluir una corriente constante a la terminal de la fase B, la forma de onda de la CEMF (referirse a la Figura III.13) predice la fuerza (par) que será producida en el rotor como función de su posición. Esta curva representa el valor instantáneo de par producido por una corriente (Nm/A) a través de las fases AB en cualquier posición del rotor dada. La razón para esto es que la amplitud de la CEMF generada y el par producido son proporcionales, es decir $K_t=K_e$.

Por ejemplo, si el rotor está a 100° el motor producirá un par que tendería a mover el rotor en sentido horario hacia 180° . Si el rotor estuviera a 260° , el motor produciría un par negativo que tendería a mover el motor de regreso a 180° . A 180° el motor no produce par, por lo tanto, el rotor permanecería estacionario, hasta que este es alejado de la posición de cero par. El máximo par es producido cuando el rotor está a 90° y 270° .

Generalmente se quiere hacer producir un par relativamente constante, esto no puede ser logrado solo energizando las fases AB. Si se quiere producir un par en el sentido de las manecillas del reloj, se puede aplicar un voltaje positivo en las fases AB durante la mitad positiva del ciclo de

la CEMF y luego revertir la polaridad durante la mitad negativa del ciclo (para no producir un par contrario). Esto debería mantener al motor girando, pero con un pico de par el cual es indeseable e ineficiente.

Añadiendo la CEMF para las fases BC y CA se pueden ver tres ondas sinusoidales espaciadas cada 120° , como se muestra en la Figura III.14. Esta es una onda de forma trifásica uniformemente espaciadas alrededor del círculo. El cambio de fase está determinado por la separación física de las bobinas en el estator.

Para obtener el mejor par del motor, se necesita energizar las fases en una secuencia de manera que cada fase es energizada cuando podría producir el máximo par. Se puede observar de la Figura III.14 que el momento en que cada fase tiene la CEMF positiva más alta es cada 120° espaciadas entre fases, de esta forma se puede controlar el motor con corriente positiva en cada fase y conmutar la fase a controlar cada 120° . Sin embargo, existe un pico de par significativo si se hace de esta forma. Se puede ver que cada fase tiene un pico negativo espaciado de manera que está centrado entre dos picos positivos. Si se hace fluir corriente negativa a través de las fases CA, se produce un par en el sentido de las manecillas del reloj durante el tiempo que las fases CA tienen un pico negativo de la CEMF.

La conmutación de seis-pasos de un motor BLDC energiza al motor en esta secuencia, con dos de las terminales energizadas mientras que la tercera se deja abierta y sin conducir corriente.

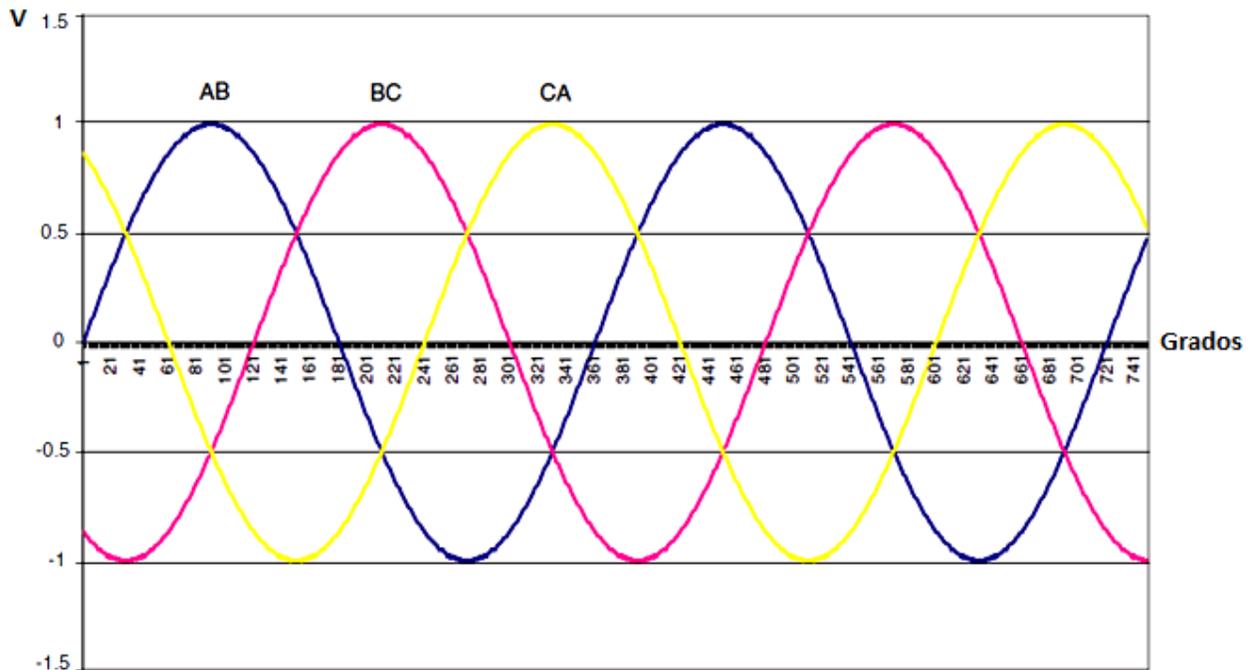


Figura III.14 CEMF de un motor BLDC.

La Figura III.15 muestra las tres fases divididas en intervalos de 60° eléctricos. Cada intervalo está centrado en el pico de una de las fases, y cubre 30° de cada lado. Además de ser la parte más fuerte de la fase (en términos de Nm/ A) también es esta la región más plana. En cuanto a esta región para las fases AB, hay que tomar en cuenta que cuando el par electromagnético empieza a disminuir, las fases CA están entrando en su región óptima. Las fases CA en esa parte se encuentran en un pico negativo, pero solo se tiene que energizar esta fase en la dirección negativa (positivo para A y negativo para C) para efectivamente voltear el par, como se muestra en la Figura III.16. Cuando se invierte la polaridad de las fases CA se le llama CA.

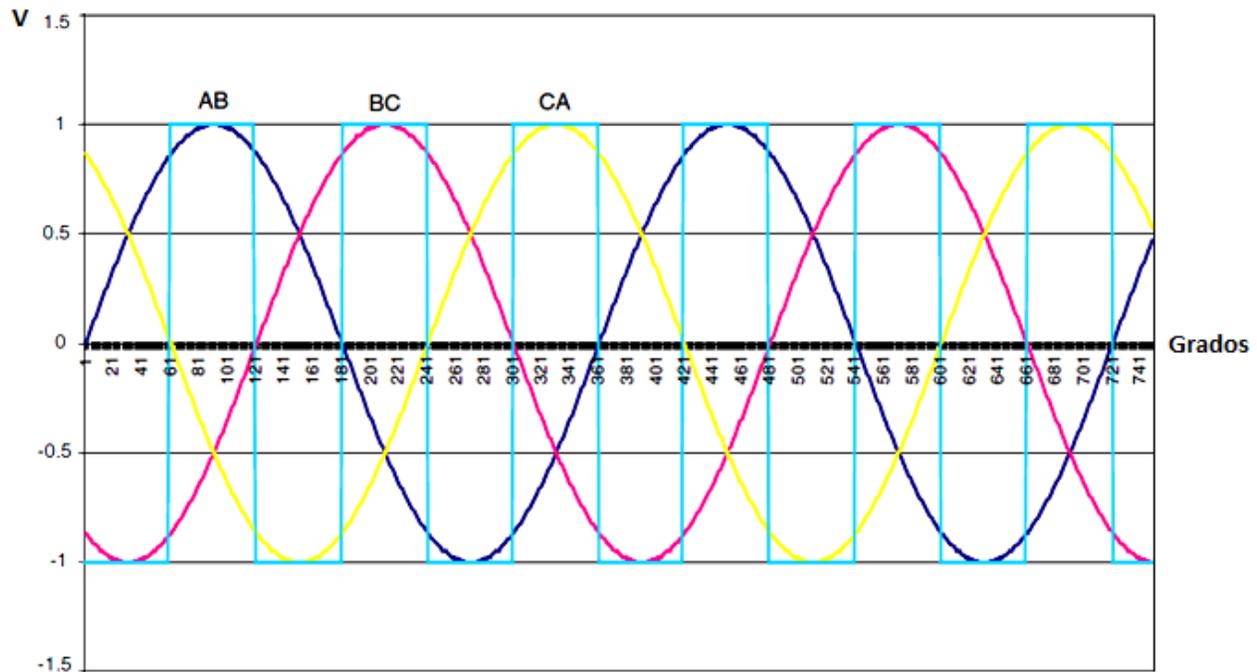


Figura III.15 Ciclo trifásico de un motor BLDC.

La Figura III.16 muestra las seis fases de conmutación disponibles. La ventaja de un arreglo trifásico es que justo cuando una fase empieza a decaer se puede conmutar a otra fase la cual va de subida.

Si se normaliza un pico de par a 1.0 Nm en la parte más alta del par electromagnético (sen(90°)), el mínimo par generado sería a $\pm 30^\circ$ del máximo par, que es igual a 0.866 Nm (sen(60°) o sen(120°)). Por lo tanto un motor BLDC conmutado en seis pasos tiene un rizo pico a pico de 13% ($1 Nm - 13\% = 0.87 Nm$). Este nivel se encuentra aceptable para la mayoría de las aplicaciones. Se ve que esta onda resultante es también la forma de onda de voltaje observada cuando una fuente de voltaje trifásica es completamente rectificadas en un puente de seis diodos con carga resistiva.

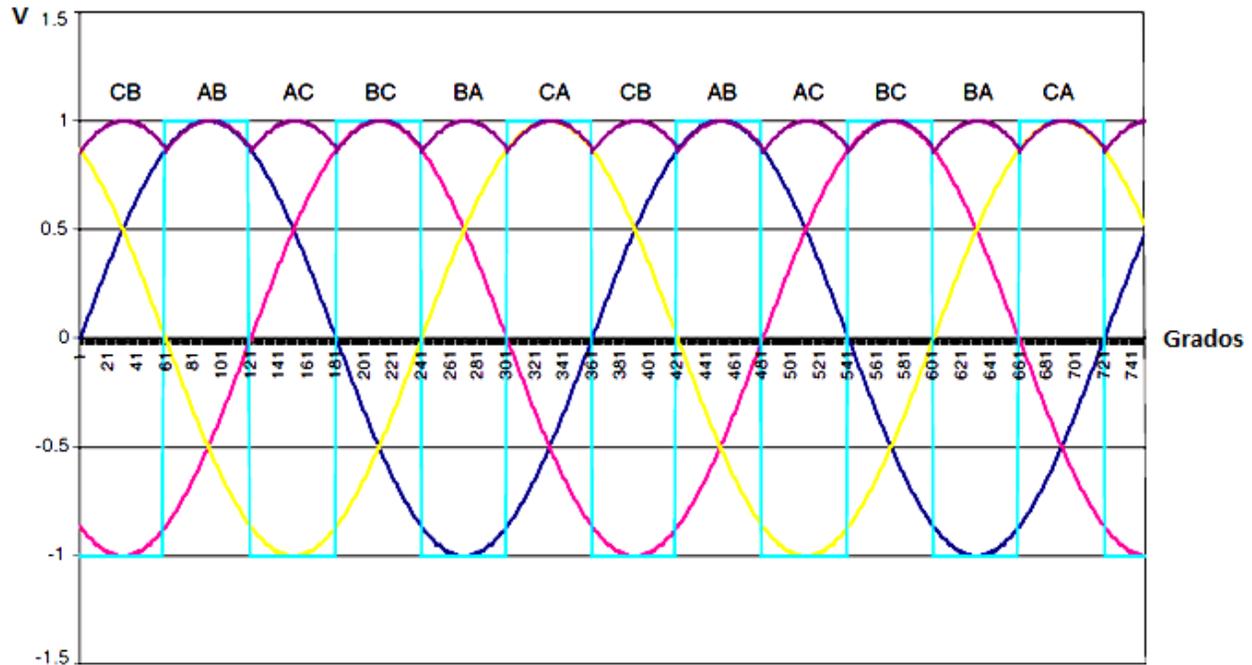


Figura III.16 Orden para la conmutación de seis pasos de un motor BLDC.

Un método tradicional para detectar la posición del rotor es con el uso de sensores de efecto Hall, estos proporcionan una señal lógica en alto en la presencia de un flujo magnético en la dirección del norte y una señal lógica en bajo para la dirección del sur. Como la polaridad de la CEMF del motor también corresponde a la polaridad del flujo, los sensores Hall pueden ser puestos alrededor del estator de tal forma que produzcan señales como las que se observan en la Figura III.17.

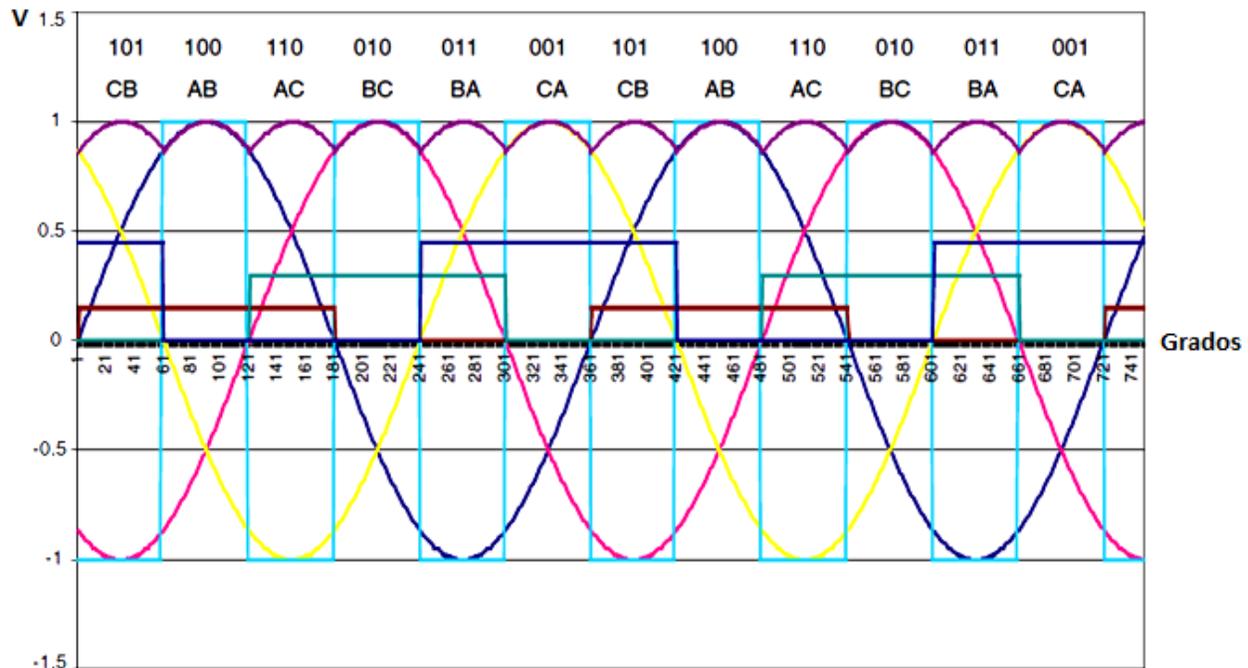


Figura III.17 Señales de sensores de efecto Hall.

La señal del sensor de efecto hall de color marrón en la Figura III.17 corresponde a la polaridad entre las fases AB, el verde entre fases BC y el azul entre CA. Si se toman estas tres señales como una palabra digital de tres bits en el orden AB, BC, CA se obtienen los números binarios de la Figura III.17. Cada fase corresponde a un patrón binario único. Es cuestión de diseño para convertir este patrón de tres bits en un patrón de seis bits para controlar un puente de seis transistores. La palabra de tres bits puede tomar ocho posibles valores, pero solo se observan seis. Como el conjunto de tres fases de ondas sinusoidales nunca son todas positivas o negativas al mismo tiempo, los valores 000 y 111 nunca ocurren y están considerados códigos ilegales. Algunos controladores se apagarán o mandarán una señal de fallo si un código ilegal es encontrado.

Esta técnica es llamada control con sensores porque sensores de efecto Hall son necesarios para una operación apropiada (Nolan, 2013).

Con la finalidad de diseñar el algoritmo de control para servo-amplificadores con motores BLDC, el modelo que se ajusta es con función de transferencia o funciones de estado. Para ambos casos, cubren únicamente el caso de sistemas lineales no variante en el tiempo, que no es el caso

de un motor BLDC. A continuación se describe el análisis del comportamiento de los motores BLDC (Mirela et al., 2014), la cual se realiza considerando sus tres fases, en forma de matrices:

$$\begin{pmatrix} v_a - v_n \\ v_b - v_n \\ v_c - v_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} L_a & 0 & 0 \\ 0 & L_b & 0 \\ 0 & 0 & L_c \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \frac{di_a}{dt} \\ \frac{di_b}{dt} \\ \frac{di_c}{dt} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} Ke_a \\ Ke_b \\ Ke_c \end{pmatrix} \omega_r \quad (5)$$

Donde $v_a, v_b, v_c, i_a, i_b, i_c, R, L$ son las fases, corrientes, resistencia e inductancia respectivamente. El tercer término en (5) representa la fuerza contra electromotriz que es directamente proporcional a la velocidad del rotor (velocidad angular) por las constantes Ke_a, Ke_b, Ke_c . Para la conexión en estrella de las tres fases, el voltaje nodal es representado por v_n .

Reescribiendo (5) considerando únicamente dos fases activas al mismo tiempo (AB), que está predefinido por el funcionamiento del motor, resulta:

$$\begin{aligned} v_a &= v_{AP}, v_b = 0, i_b = -i_a, i_c = 0 \\ v_{AP} &= (R_a + R_b)i_a + (L_a + L_b) \frac{di_a}{dt} + (Ke_a + Ke_b)\omega_r \end{aligned} \quad (6)$$

Donde $v_{AP} = uv_s$ es el voltaje PWM administrado a la etapa superior del inversor, con $u \in [0,1]$. Aplicando el mismo procedimiento para los otros dos casos de fases activas e introduciendo un promedio de la corriente $\bar{i}(t) = \frac{i_s(t)}{u}$, la forma en matrices puede ser reemplazada por (7) si se omite el bloque de conmutación.

$$v_{AP} = R\bar{i}(t) + L \frac{d\bar{i}(t)}{dt} + K_e \omega(t) \quad (7)$$

Donde:

$$R = \frac{2}{3}(R_a + R_b + R_c), L = \frac{2}{3}(L_a + L_b + L_c)$$

$$K_e = \frac{2}{3}(Ke_a + Ke_b + Ke_c)$$

La parte mecánica es modelada en (8) omitiendo las fricciones de Coulomb, donde K_T es la constante de par, T_m se refiere al par, J es la inercia del rotor y B la fricción viscosa.

$$K_T \tilde{i}(t) = T_m(t) + J \frac{d\omega_r(t)}{dt} + B\omega_r(t) \quad (8)$$

De esta manera, utilizando (7) y (8) el control de motores BLDC puede ser implementado prácticamente utilizando el mismo procedimiento que en motores de DC.

III.1.9 Servo-Amplificadores

Los servo-amplificadores, además de incluir las etapas de amplificación de corriente y voltaje (lineal o por PWM), contienen lazos de control embebidos ya sean de velocidad o corriente (control de par); existen servo-amplificadores para cada tipo de motor, sean de DC o AC, éstos incluyen numerosas características como protección contra sobre temperatura, corto circuito y sobre corrientes, normalmente tienen dos tipos de operación:

Modo voltaje o velocidad: En este modo de operación el voltaje de entrada V_i o señal de comando es proporcional a la velocidad en el motor V_m , por lo tanto, el servo-amplificador frecuentemente es modelado por una ganancia como se muestra en la Ecuación (9).

$$\frac{V_m}{V_i} = K_v \quad (9)$$

Modo corriente o par: Cuando se configura en esta modalidad la salida de corriente I_m (corriente en el motor), se considera directamente proporcional a la señal de comando V_i , de tal manera que permanece relacionado mediante la ganancia K_I , como se muestra en la Ecuación (10).

$$\frac{I_m}{V} = K_I \quad (10)$$

Normalmente, los servo-amplificadores contienen un controlador tipo PI (Proporcional-Integral), se descarta el término derivativo debido al ruido en la corriente (Krishnan, 2001); el estándar industrial de la señal de comando (V_i) es $\pm 10V$ y comúnmente se necesitan señales TTL (del inglés, Transistor-Transistor Logic) para la señal de activación y de estado. Los servo-amplificadores también pueden proporcionar información adicional, es decir, retroalimentación de la corriente, la señal de tacómetro si el sistema dispone de uno. Conocidos fabricantes que proporcionan servo-amplificadores y motores son Maxon Motors de Suiza y los productos de ADVANCED Motion Controls de Estados Unidos (Mendoza-Mondragón, 2012).

III.1.10 Amplificadores para Motores de DC con Escobillas

En general, hay dos tipos de amplificadores o “circuitos eléctricos” que se utilizan para el control de potencia en motores de DC con escobillas: amplificadores lineales y PWM.

III.1.11 Amplificadores Lineales

Como el nombre lo indica, un amplificador lineal provee un flujo continuo de corriente al motor que es linealmente proporcional al par o velocidad requerida del motor. Un amplificador lineal controla la amplitud del voltaje o corriente que se envía al motor, como se muestra en la Figura III.18.

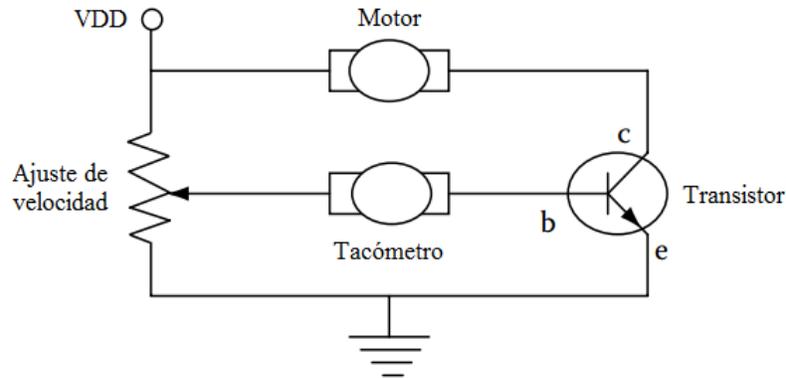


Figura III.18 Amplificador lineal para un motor de DC.

La corriente de la base del transistor es controlada y, por lo tanto, también se controla la corriente que fluye a través del motor. La entrada a la base del transistor puede venir de la salida de un DAC o algún dispositivo programable, como se muestra en la Figura III.18. Los amplificadores lineales son ideales para sistemas de control de velocidad de alto rendimiento. Variando el potenciómetro, la velocidad del motor puede ser controlada, limitando la corriente en la base del transistor, la cual se genera de la retroalimentación del tacómetro. El ejemplo anterior aplica solo para velocidad unidireccional. Para realizar control bidireccional, un transistor complementario puede ser agregado al circuito. La potencia nominal de los transistores es seleccionada apropiadamente para coincidir con las capacidades de corriente o los requerimientos del motor (Wilamowski et al., 2011).

III.1.12 Amplificadores por PWM

Los amplificadores por modulación de ancho de pulso (PWM) es el más popular entre los amplificadores usados. Un amplificador por PWM es controlado por una fuente de DC, con un amplificador interno conmutando la alimentación de un estado alto a uno bajo a una determinada frecuencia y un ángulo de disparo variable (o ancho de pulso), así, que la potencia promedio (en términos de voltaje y corriente) es controlada. La frecuencia de salida del PWM es determinada por un circuito externo resistencia-capacitor (RC) como se expresa en la Ecuación (11) y el ángulo

de disparo es controlado por una entrada análoga, típicamente en el rango de 0 a 3V. Un simple circuito amplificador PWM se muestra en la Figura III.19.

$$f_{osc} = 1.1 \div (R_T \times C_T) \quad (11)$$

La generación del pulso de salida del PWM se muestra en el diagrama de tiempo de la Figura III.20, con tres etapas diferentes de la señal de entrada, dos etapas estando en el mínimo y máximo ciclo de trabajo o “Duty-Cycle” y la otra variando el ciclo de trabajo de la señal de control.

La frecuencia del PWM es normalmente establecida a dentro de un rango no-audible para mantener el sistema silencioso. Una frecuencia de operación mayor también aseguraría una distribución más equitativa de potencia y un movimiento más suave. En el ejemplo mostrado de la Figura III.19, la frecuencia usada es cerca de 1.1 kHz.

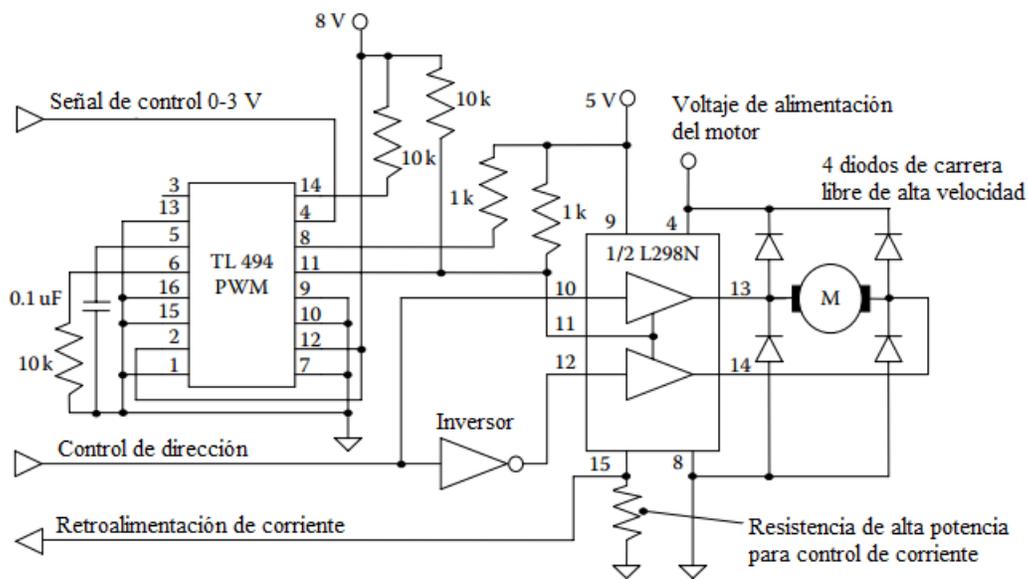


Figura III.19 Circuito para el control de un motor por PWM (Wilamowski et al., 2011).

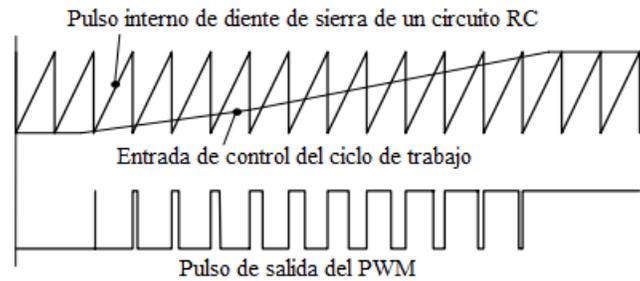


Figura III.20 Señal de salida del PWM

La operación general del PWM puede ser vista claramente en la Figura III.20. Como la señal de control varía entre 0 y 3 V, los pulsos de salida del PWM van de 0% al 100% del ciclo de trabajo linealmente. Los pulsos de PWM van a la entrada de un puente completo o puente-H, el cual convierte el tren de pulsos TTL en otro tren de pulsos con la amplitud del voltaje del motor.

Con la implementación de este controlador PWM, el controlador solo necesita proporcionar la señal analógica de control y una señal TTL de dirección. Del circuito de aplicación mostrado, también se puede monitorear la corriente que consume el motor durante su operación (Bogdan M. & J., 2011).

III.1.13 Amplificadores para Motores sin Escobillas

Éste consiste, normalmente, en un generador de onda sinusoidal, que es modulada por un arreglo de circuitos PWM, seguido de un puente trifásico de conmutadores de alta potencia típicamente MOSFET's (Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor) o IGBT's (Insulated Gate Bipolar Transistor), además de dispositivos de retroalimentación conectados al motor. El circuito de control tiene que leer la posición y (o) la velocidad del motor sin escobillas e interpretar las señales en orden para producir la salida a cada una de las fases del motor (normalmente 3 o 4). Un diagrama general para el control de un motor sin escobillas de tres fases se muestra en la Figura III.21.

A diferencia de un motor de AC o el motor de inducción, donde la entrada para el actuador es una fuente de AC, el motor sin escobillas utiliza una fuente de alimentación de DC

para funcionar. Un generador de onda sinusoidal genera la secuencia o forma de onda para cada fase del motor después de que procesa la información de la retroalimentación sobre la posición del eje del rotor. En vista de la potencia de procesamiento que se requiere, se suelen utilizar dispositivos como un procesador de señales digitales (DSP, del inglés, Digital Signal Processors), microprocesadores (μP) o un μC , a fin de modular la señal sinusoidal a través de una señal PWM y así entregar la potencia al motor (Bogdan M. & J., 2011).

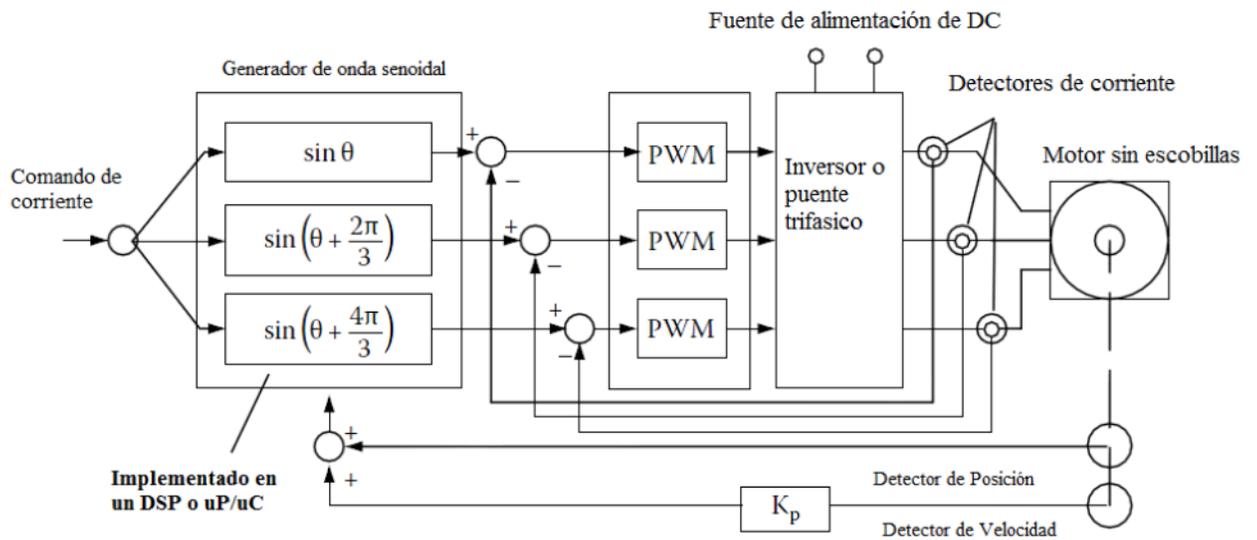


Figura III.21 Diagrama a bloques de un controlador para motores sin escobillas (Wilamowski et al., 2011).

III.1.14 Lógica de Conmutación Motor de DC

La Tabla III.3 muestra la lógica de conmutación para el control de motores con escobillas, se emplean tres señales de entrada PWM, DIR (dirección) y EN (habilitar), necesarios para realizar la conmutación de los MOSFETs Q1, Q2, Q4 y Q5 los cuales forman las primeras dos ramas del puente trifásico de la Figura III.11.

Tabla III.3 Tabla de verdad para las señales de conmutación para un motor de DC utilizando un puente H

EN	DIR	PWM	Q1	Q2	Q4	Q5	Voltaje
1	1	1	0	1	1	0	-VDD
1	1	0	1	1	0	0	0 V
1	0	1	1	0	0	1	+VDD
1	0	0	0	0	1	1	0 V

III.1.15 Lógica de Conmutación Motor BLDC

Teniendo en cuenta la información de la sección III.1.8, se obtiene la Tabla III.4 que muestra la secuencia de los sensores de efecto Hall y la Tabla III.5 la cual indica la conmutación del puente trifásico; DIR (Dirección), H1 (sensor Hall 1), H2 (sensor Hall 2), H3 (sensor Hall 3) y PWM son necesarios para poder conmutar Q1, Q2, Q3, Q4, Q5 y Q6; solo cuando la señal de PWM se encuentra en alto la Tabla III.5 se cumple.

Tabla III.4 Secuencia de los sensores de efecto Hall

Sensor	1	2	3	4	5	6
H1	1	1	0	0	0	1
H2	0	1	1	1	0	0
H3	0	0	0	1	1	1

Tabla III.5 Lógica de conmutación para el control de un motor sin escobillas.

	DIR	H1	H2	H3	Q1	Q2	Q3	Q4	Q5	Q6	VDD
Horario	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	-
	0	0	0	1	1	0	0	0	0	1	AC
	0	0	1	0	0	0	1	0	1	0	CB
	0	0	1	1	1	0	0	0	1	0	AB

Anti-horario	0	1	0	0	0	1	0	1	0	0	BA
	0	1	0	1	0	1	0	0	0	1	BC
	0	1	1	0	0	0	1	1	0	0	CA
	0	1	1	1	0	0	0	0	0	0	-
	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	-
	1	0	0	1	0	0	1	1	0	0	CA
	1	0	1	0	0	1	0	0	0	1	BC
	1	0	1	1	0	1	0	1	0	0	BA
	1	1	0	0	1	0	0	0	1	0	AB
	1	1	0	1	0	0	1	0	1	0	CB
1	1	1	0	1	0	0	0	0	1	AC	
1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	-	

III.1.16 Medición de Corriente

La medición de corriente es un requerimiento fundamental en un amplio rango de aplicaciones electrónicas (Zhen, 2011). Algunas aplicaciones típicas que se benefician de la detección de corriente son:

- Indicadores de vida y cargadores de baterías.
- Protección de sobre corriente y circuitos de supervisión.
- Reguladores de voltaje y corriente.
- Convertidores DC/ DC.
- Fuentes de poder lineales y conmutadas.
- Equipo de diagnóstico médico.
- Electrónica automotriz de potencia.

- Control de motores.

Un sensor de corriente es un dispositivo que detecta y convierte la corriente en una señal de voltaje, el cual es proporcional a la corriente que pasa a través un conductor. Hay una amplia variedad de sensores, el más sencillo y empleado es una resistencia de muy bajo valor para evitar pérdidas, comúnmente es conocida como “resistencia shunt”, donde la corriente es convertida a voltaje de manera lineal utilizando la ley de Ohm.

$$V = I \times R \tag{12}$$

Las principales ventajas y desventajas de las resistencias shunt son:

Tabla III.6 Ventajas y desventajas de las resistencias shunt.

VENTAJAS	DESVENTAJAS
Bajo costo	Introduce resistencia adicional en la pista del circuito medido, lo que puede aumentar la resistencia de la fuente y resultar en un efecto de carga indeseable.
Alta precisión	La pérdida de potencia dada por $P = I^2 \times R$. Por lo tanto, las resistencias shunt se utilizan en aplicaciones de baja potencia.
Capacidad de medir corriente alterna o directa.	

Las desventajas previamente mencionadas pueden ser reducidas usando resistencias shunt de muy bajo valor. Sin embargo, la caída de voltaje a través de la resistencia shunt puede llegar a ser muy baja como para ser acondicionada, lo que comprometería la precisión de la medición.

Además, la tolerancia de la resistencia, coeficiente de temperatura y potencia son también parámetros importantes de las resistencias shunt cuando la precisión de la medición es requerida.

La apropiada selección de resistencias de shunt es vital para el diseño de cualquier clase de medición de corriente. El criterio de selección siguiente puede ser usado como guía (Zhen, Y, 2011):

1. Baja resistencia y tolerancia, típicamente 1%, para crear un balance entre precisión y potencia disipada.
2. Alta capacidad de corriente y un alta potencia nominal máxima para soportar un corto circuito y picos de corriente transitorios.
3. Bajo coeficiente de temperatura y capacidad de alta temperatura, si es que hay un amplio cambio de temperatura.

En la medición de corriente con resistencias shunt, existen dos configuraciones básicas, de parte-baja (low-side) Figura III.22 y parte-alta (high-side) Figura III.23. Como se muestra en la Figura III.22, en la medición de corriente de parte-baja se conecta la resistencia shunt entre la carga y tierra. Normalmente, la señal de voltaje medida ($V_{SEN} = I_{SEN} \times R_{SEN}$) es tan pequeña que necesita ser acondicionada por amplificadores operacionales (por ejemplo, amplificador no inversor) para obtener un voltaje de salida medible.

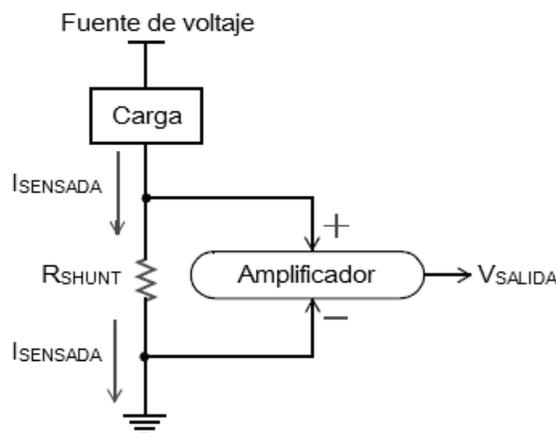


Figura III.22 Medición de parte-baja.

Tabla III.7 Ventajas y desventajas de sensado en parte-baja.

VENTAJAS	DESVENTAJAS
Tensión de entrada baja.	Ruido de corrientes parasitas.
Referencia de entrada baja.	La carga es separada del sistema de tierra ya que R_{SHUNT} añade resistencia no deseada.
Simplicidad y bajo costo.	Alta corriente de carga causada por un corto accidental es indetectable.

Como se muestra en la Figura III.23, en la medición de parte-alta la resistencia shunt es conectada entre la fuente de poder y la carga. La señal de voltaje medida es amplificada por un amplificador operacional para obtener un V_{OUT} medible.

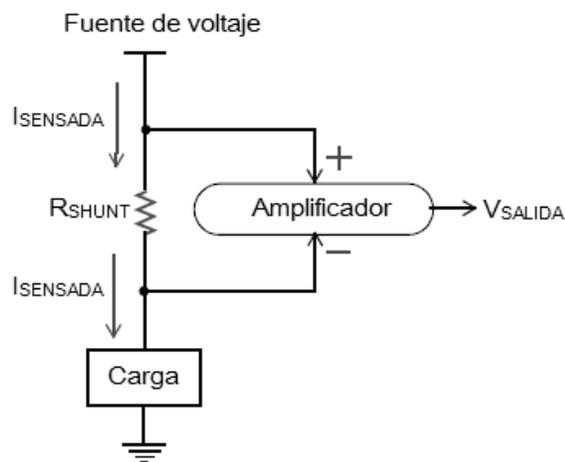


Figura III.23 Medición de parte-alta.

Tabla III.8 Ventajas y desventajas de sensado en parte-alta.

VENTAJAS	DESVENTAJAS
Elimina corrientes parasitas de tierra.	Debe manejar altos niveles de voltaje.
Permite conectar la carga directamente a tierra.	Complejo y costoso.

Detecta altos picos de corriente causados por corto circuito.	Alta corriente de carga causada por un corto accidental es indetectable.
---	--

III.1.17 Filtros Analógicos

Un filtro es un circuito diseñado para dejar pasar una banda de frecuencias especificada, mientras atenúe todas las señales fuera de esta banda. Los filtros pueden ser activos o pasivos. Los filtros pasivos contienen sólo resistencias, bobinas y capacitores. Los filtros activos emplean transistores o amplificadores operacionales más resistencias, bobinas y capacitores. Las bobinas no se utilizan a menudo en los filtros activos, debido a que son voluminosos, costosos y pueden tener componentes resistivos grandes.

Hay cuatro tipos de filtros: pasa-bajas, pasa-altas, pasa-banda y elimina-banda (también referidos como filtros rechaza-banda o de muesca). En la Figura III.24 se ilustran las gráficas de respuesta en frecuencia de los cuatro tipos de filtros. Un filtro pasa-bajas es un circuito que tiene un voltaje de salida constante desde DC hasta una frecuencia de corte f_c . Conforme la frecuencia aumenta arriba de f_c , el voltaje de salida se atenúa. En Figura III.24 (a) se muestra una gráfica de la magnitud del voltaje de salida de un filtro pasa-bajas en función de la frecuencia. La línea continua es la gráfica para el filtro pasa-bajas ideal, en tanto que las líneas punteadas indican las curvas para los filtros pasa-bajas prácticos. El alcance de frecuencias que se transmiten se conoce como pasa-banda. Las frecuencias que se atenúan se conocen como rechaza-banda. La frecuencia de corte, f_c , también se denomina: frecuencia 0.707, frecuencia a -3dB o frecuencia de esquina.

Los filtros pasa-altas atenúan el voltaje de salida para todas las frecuencias debajo de la frecuencia de corte f_c . Arriba de f_c , la magnitud del voltaje de salida es constante. La Figura III.24 (b) es la gráfica para filtros pasa-bajas ideal y práctico. La línea continua es la curva ideal, mientras que las curvas punteadas muestran cómo los filtros prácticos pasa-altas pueden desviarse del ideal.

Los filtros pasa-banda permiten pasar sólo una banda de frecuencia mientras atenúan todas las demás. Los filtros rechaza-banda se comportan exactamente de manera opuesta; esto es, rechazan una banda específica de frecuencia mientras que pasan todas las que se encuentran fuera de ella. Las gráficas características de respuesta de frecuencia para los filtros pasa-banda y rechaza-banda, se muestran en la Figura III.24 (c) y Figura III.24 (d). Como antes, la línea continua representa la gráfica ideal, en tanto que las líneas punteadas muestran las curvas prácticas.

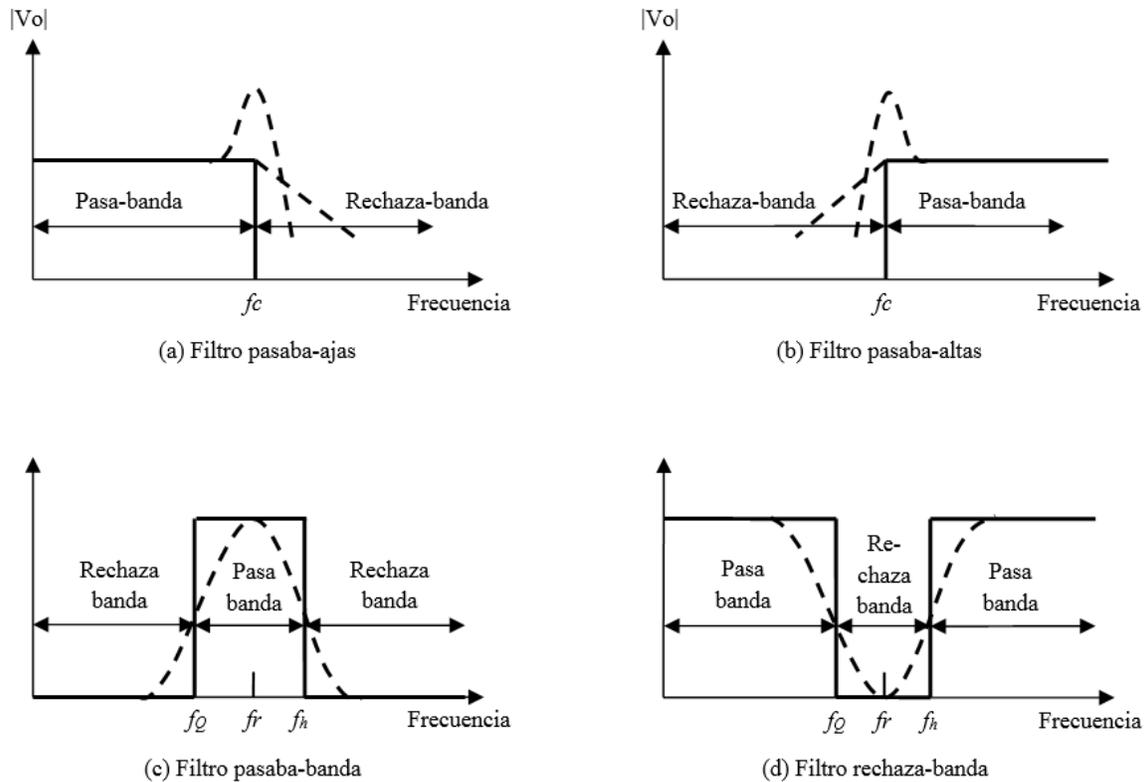


Figura III.24 Respuesta en frecuencia para cuatro categorías de filtros.

El circuito en la Figura III.25 (a) es un filtro activo pasa-bajas de uso común. El filtrado se hace con el circuito RC y el amplificador operacional se utiliza como amplificador de ganancia unitaria. La resistencia R_f es igual R y se incluye para la desviación de DC. La Figura III.25 (b) es la gráfica de la respuesta en frecuencia para el circuito en III.25 (a).

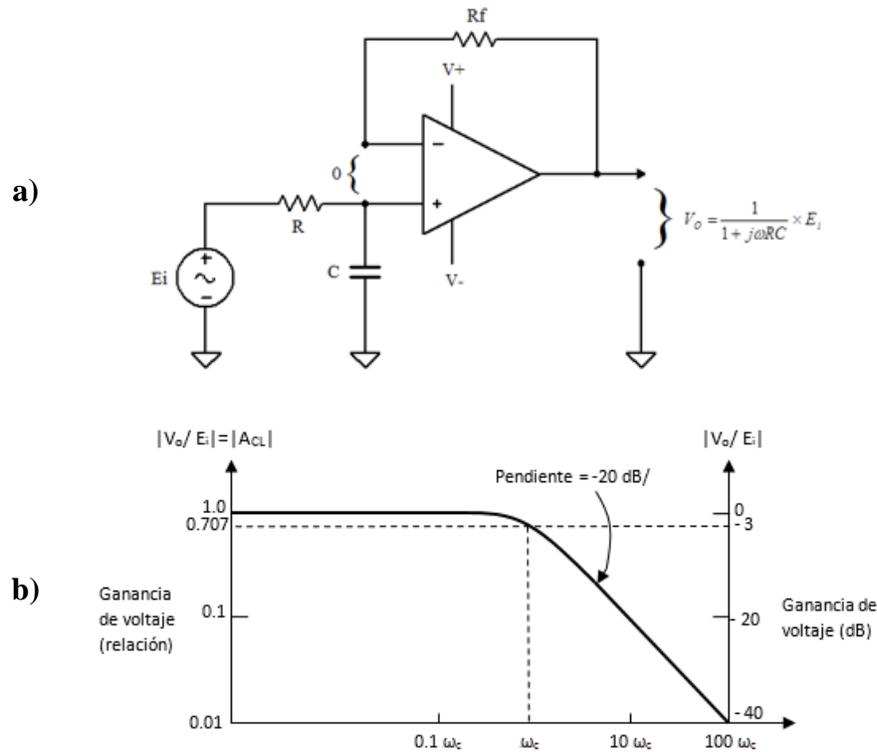


Figura III.25 a) Filtro pasa-bajas con una pendiente de -20 dB/ década. b) Gráfica de respuesta en frecuencia.

El voltaje diferencial entre las terminales positiva y negativa del amplificador operacional es en esencia, 0V. Por tanto, el voltaje a través del capacitor C es igual al voltaje de salida V_o , debido a que este circuito es un seguidor de voltaje. E_i se divide entre R y C . El voltaje en el capacitor es igual a V_o y es

$$V_o = \frac{1/j\omega C}{R + 1/j\omega C} \times E_i \quad (13)$$

Donde ω es la frecuencia de E_i en radianes por segundo ($\omega = 2\pi f$) y j es igual a $\sqrt{-1}$. Ordenando la Ecuación (13) para obtener la ganancia de voltaje de lazo cerrado A_{CL} , se obtiene

$$A_{CL} = \frac{V_o}{E_i} = \frac{1}{1 + j\omega RC} \quad (14)$$

Para mostrar que el circuito en la Figura III.25(a) es un filtro pasa-bajas, considere cómo varía A_{CL} en la Ecuación (14) conforme cambia la frecuencia. A frecuencias muy bajas, esto es, conforme ω se aproxima a 0, la magnitud del voltaje de salida $|A_{CL}| = 1$, y a muy altas frecuencias, conforme ω se aproxima a infinito, $|A_{CL}| = 0$.

La Figura III.25 (b) representa la gráfica $|A_{CL}|$ en función de ω y se muestra que para frecuencias mayores que la de corte ω_c , $|A_{CL}|$ disminuye a una tasa de 20 dB/ década. Esto equivale a decir que la ganancia de voltaje se divide entre 10 cuanto la frecuencia de ω se incrementa por 10.

Para el diseño práctico de un filtro pasa-bajas, la frecuencia de corte ω_c se define como la frecuencia de E_i donde $|A_{CL}|$ se reduce a 0.707 veces su valor a baja frecuencia. La frecuencia de corte se evalúa mediante

$$\omega_c = \frac{1}{RC} = 2\pi f_c \quad (15)$$

Para fines prácticos la Ecuación (15) puede reordenarse para encontrar R , proponiendo un capacitor de valor comercial.

$$R = \frac{1}{\omega_c C} = \frac{1}{2\pi f_c C} \quad (16)$$

III.1.18 Controlador PID

El controlador Proporcional-Integral-Derivativo (PID) es uno de los controladores en lazo cerrado más comunes utilizados en sistemas dinámicos (Astrom y Wittenmark, 1997). Desde la primera aplicación teórica y analítica del control PID publicada por Nicholas Minorsky en 1910 (Angulo et al., 2004), y los métodos de ajuste Ziegler-Nichols en 1942 (Ziegler y Nichols, 1942), la popularidad del control PID ha crecido enormemente. Con los avances en la tecnología digital, la ciencia del control automático actualmente ofrece una amplia gama de opciones para sistemas de control. Sin embargo, más del 90% de controladores industriales aún son implementados basados en algoritmos de PID (W. S. Levine, 1996). Con la función de sus tres términos que

abarcan las respuestas, tanto en estado transitorio como en estado estacionario, el control PID ofrece la más simple y aún más eficiente solución a varios de los problemas del mundo real.

Un controlador PID puede ser considerado como una forma de compensador adelanto-retraso de fase con un polo en el origen y el otro en el infinito. El controlador PID recibe una señal de entrada (generalmente es el error $e(t)$) y proporciona una salida (acción de control, $u(t)$). Su función de transferencia generalmente es escrita en la “forma paralela” (18) o por la “forma ideal” (19)

$$u(t) = K_p \left[e(t) + \frac{1}{T_i} \int_{-\infty}^t e(t) dt + T_d \frac{de(t)}{dt} \right] \quad (17)$$

$$G(s) = K_p + K_i \frac{1}{s} + K_d s \quad (18)$$

$$G(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \quad (19)$$

Donde K_p es la ganancia proporcional, K_i la ganancia integral, K_d la ganancia derivativa, T_i la constante de tiempo de integración y, T_d la constante de tiempo derivación. Los efectos individuales de estos tres términos en lazo cerrado son resumidos en la Tabla III.9.

Tabla III.9 Efectos de ganancias de controlador PID

Respuesta en lazo cerrado	Tiempo de subida	Sobrepaso	Tiempo de asentamiento	Error en estado estacionario	Estabilidad
Incrementando K_p	Disminuye	Aumenta	Pequeño aumento	Disminuye	Degrada
Incrementando K_i	Disminuye un poco	Aumenta	Aumenta	Disminuye	Degrada

Incrementando K_d	Disminuye un poco	Disminuye	Disminuye	Cambio menor	Mejora
------------------------	----------------------	-----------	-----------	-----------------	--------

A grandes rasgos, el término proporcional P corresponde al control proporcional. El término integral I da una acción de control que es proporcional a la integral del error. Esto asegura que el error en estado estacionario se haga cero. El término derivativo D es proporcional a la derivada del error de control. Este término permite la predicción del error futuro. Hay muchas variaciones del algoritmo PID básico que sustancialmente mejorarán su comportamiento y capacidad de operación. Estos cambios se analizan en las secciones siguientes.

III.1.19 Métodos de Digitalización de Controladores Analógicos.

Un controlador digital se puede obtener utilizando técnicas que son utilizadas en el campo de procesamiento de señales, donde se usan principalmente en el diseño de filtros digitales. Y ya que un controlador puede ser visto como un filtro que atenúa algunas dinámicas y acentúa otras para obtener un tiempo de respuesta deseado (Fadali, 2009). Una forma de aproximar un controlador analógico, es la de convertir la función de transferencia a una ecuación diferencial y obtener una aproximación numérica de su solución (Levine, 2011). Existen diferentes estrategias para discretizar, algunas basadas en la invariancia de la respuesta dinámica a señales particulares (escalones, rampas, etc) y otras basadas en aproximaciones numéricas. Estas últimas serán las consideradas en este trabajo (Buso, 2006).

La integración numérica es un importante problema computacional, la aproximación más común es dividir el intervalo de integración en muchos subintervalos T y aproximar la contribución a la integral de cada intervalo T. Se considera la siguiente ecuación:

$$G(s) = \frac{F(s)}{E(s)} = \frac{1}{s} \quad (20)$$

La cual corresponde a la siguiente ecuación diferencial

$$\frac{df}{dt} = e(t) \quad (21)$$

Integrando en ambos lados de la ecuación desde t_0 a t se tiene:

$$f(t) = f(t_0) + \int_{t_0}^t e(t)dt \quad (22)$$

Para un intervalo de muestras tenemos, $t = kT$, $k = 0, 1, 2, \dots$ donde para un intervalo de muestreo tenemos, $t_0 = kT$ a $t = kT+T$, resolviendo (21), tenemos:

$$f(kT + T) = f(kT) + \int_{kT}^{kT+T} e(t)dt \quad (23)$$

Los métodos principales que pueden ser aplicados para éste propósito son conocidos como el método de Euler y el método trapezoidal o Tustin.

(i) El Método de Euler hacia adelante (Euler's Forward)

Este es el método más simple para la aproximación de la integral de la Ecuación (23), en donde es sencillo aproximarse a la integral utilizando una constante igual al valor del integrando por la izquierda al final del punto de cada subintervalo T y multiplicarlo por el intervalo de tiempo T , como se muestra en la Figura III.26(a), por lo tanto la solución a la Ecuación (23) es:

$$\hat{f}(kT + T) = \hat{f}(kT) + Te(kT) \quad (24)$$

Aplicando la transformada $-Z$ a ambos lados de la ecuación:

$$z\hat{F}(z) - \hat{F}(z) = TE(z) \quad (25)$$

Por lo tanto tenemos que:

$$G_z(z) = \frac{\hat{F}(z)}{E(z)} = \frac{T}{z-1} \quad (26)$$

Esto implica que el equivalente discreto de un controlador analógico puede ser calculado con el método de “Euler’s Forward” simplemente reemplazando cada s en el controlador analógico con la función $\frac{z-1}{T}$, que es:

$$G_c(z) = G_c(s) \Big|_{s=\frac{z-1}{T}} \quad (27)$$

(ii) El Método de Euler hacia atrás (Euler’s Backward)

Ahora en lugar de aproximarse por el lado izquierdo del final del intervalo, el método de “Euler’s Backward” se aproxima al integrando por el valor del lado derecho al final del subintervalo T y se multiplica por su intervalo de muestreo T como es muestra en la Figura III.26(c) porque la Ecuación (24) se expresa como:

$$\hat{f}(kT + T) = \hat{f}(kT) + Te(kT + T) \quad (28)$$

Aplicando la transformada z se tiene:

$$G_z(z) = \frac{\hat{F}(z)}{E(z)} = \frac{zT}{z-1} \quad (29)$$

De igual forma se encuentra el equivalente discreto utilizando:

$$G_c(z) = G_c(s) \Big|_{s=\frac{z-1}{zT}} \quad (30)$$

(iii) El Método de Trapezoidal (Tustin’s o Bilineal)

Normalmente los métodos “Euler’s Forward” y “Euler’s Backward” son llamados métodos rectangulares, debido a que durante el intervalo de muestreo, el área bajo la curva es

aproximada mediante un rectángulo, además estos métodos son llamados de primer orden debido a que solo usan una muestra en cada intervalo de tiempo.

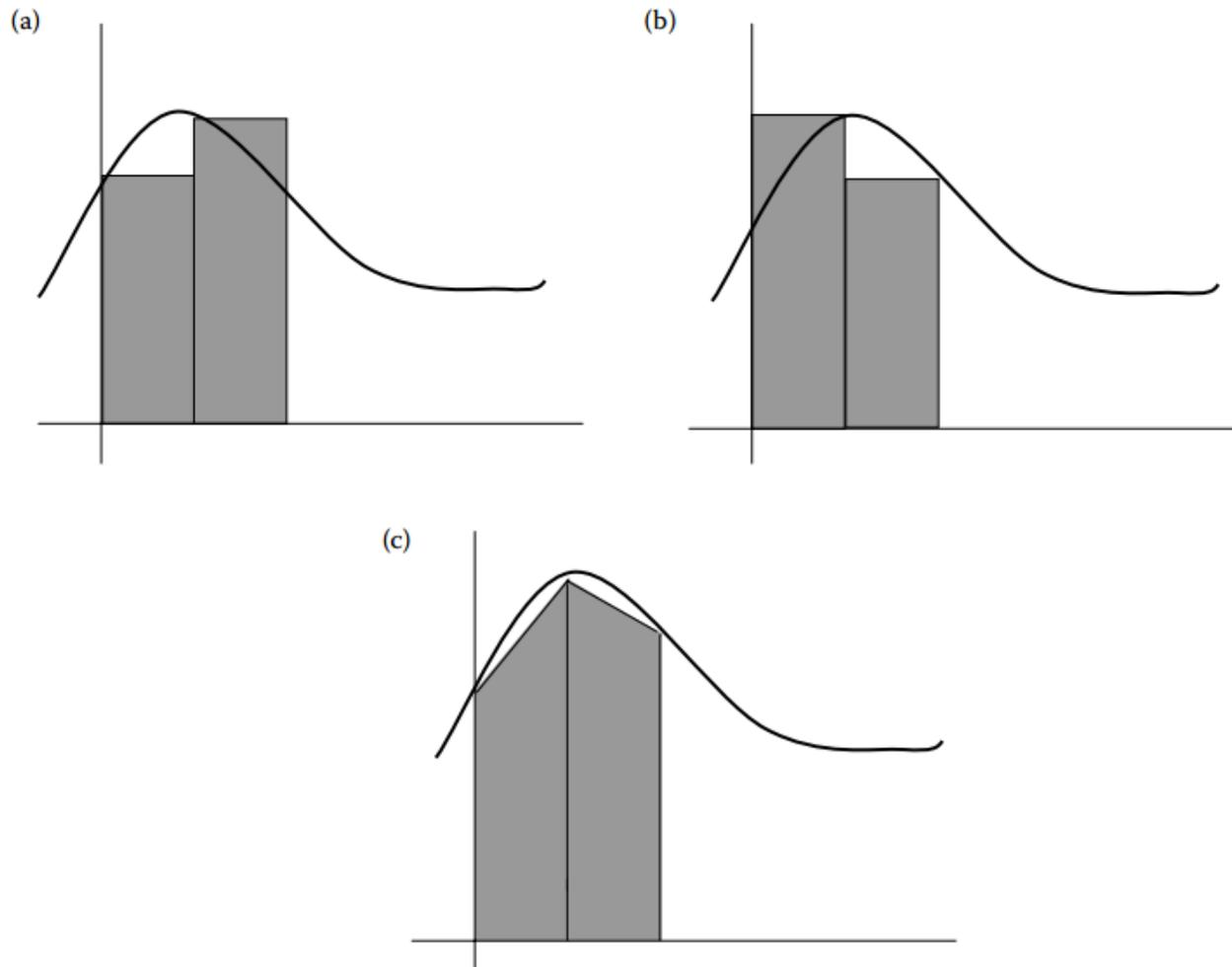


Figura III.26 Comparación de los métodos para la aproximación de la integral. (a) Aproximación utilizando “Forward Euler”. (b) Aproximación utilizando “Backward Euler”. (c) Aproximación utilizando el método trapezoidal. (Levine, 2011).

El desempeño de un controlador digital puede ser mejorado si durante su intervalo de muestreo se utiliza más de una muestra para actualizar la aproximación a un controlador analógico; como se muestra en la Figura III.26, la aproximación trapezoidal se aproxima utilizando una línea

recta entre cada intervalo de muestreo, porque la Ecuación (28) puede ser calculada a través de una aproximación trapezoidal, por lo que tenemos:

$$\hat{f}(kT + T) = \hat{f}(kT) + \frac{T}{2} [e(kT) + e(kT + T)] \quad (31)$$

Aplicando la transformada z se tiene:

$$G_z(z) = \frac{\hat{F}(z)}{E(z)} = \frac{T}{2} \left[\frac{z+1}{z-1} \right] \quad (32)$$

De igual forma se encuentra el equivalente discreto utilizando:

$$G_c(z) = G_c(s) \Big|_{s = \frac{2}{T} \left[\frac{z-1}{z+1} \right]} \quad (33)$$

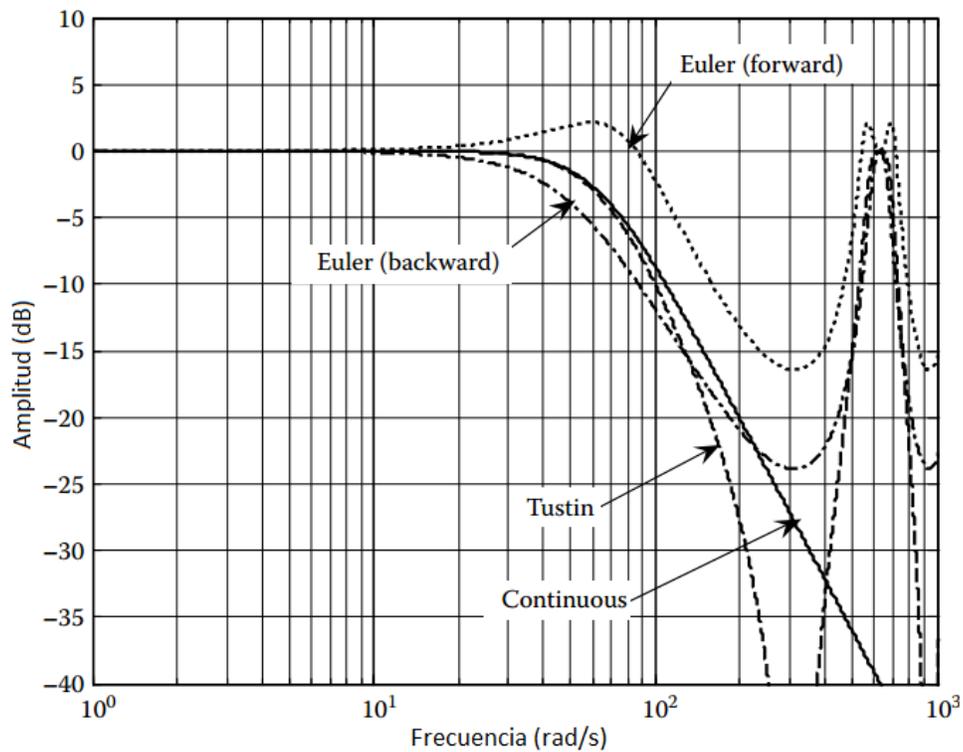
La Tabla III.10 muestra las transformaciones obtenidas para los métodos de discretización. El significado práctico nos dice que la sustitución de la variable s en la función de transferencia del controlador con la función indicada de la variable z determina la transformación del controlador en tiempo continuo al equivalente en tiempo discreto.

Tabla III.10 Métodos de discretización (Buso, 2006).

Método	Forma - Z	3% límite de distorsión
Forward Euler	$s = \frac{z-1}{T}$	$\frac{fs}{f} > 20$
Backward Euler	$s = \frac{z-1}{zT}$	$\frac{fs}{f} > 20$
Trapezoidal (Tustin)	$s = \frac{2}{T} \frac{z-1}{z+1}$	$\frac{fs}{f} > 10$

Ya que los métodos de integración numérica implican un cierto grado de aproximación, si se compara la respuesta en frecuencia de un controlador antes y después de la discretización,

algún grado de distorsión puede ser observado. La Tabla III.10 muestra también la condición que tiene que ser cumplida para hacer esta distorsión menor del 3% a una frecuencia dada f . Puede observarse que el método de Tustin, es más preciso que los de Euler. Esto se puede observar en la Figura III.27, donde se muestra la respuesta en frecuencia de un filtro, el cual fue aproximado con los métodos presentados.



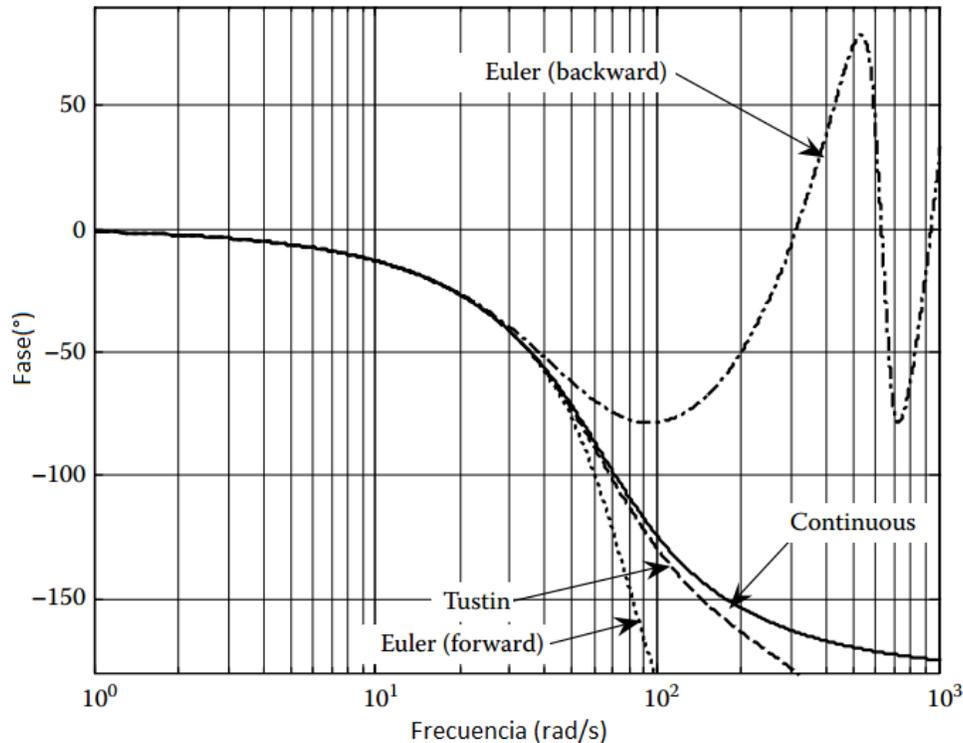


Figura III.27 Respuesta en frecuencia de un filtro Butterworth utilizando los métodos de Tustin y Euler (Levine, 2011).

III.1.20 Control Distribuido

A mediados de los setenta, los microprocesadores fueron incorporados a un gran número de equipos de control. En muchas plantas industriales estos equipos sustituyeron a controladores basados en hardware analógico. Como consecuencia aparecieron los sistemas DDC (del inglés, Direct Digital Control) basados en microprocesadores y equipados con pantallas gráficas. Si a esto se suma el progreso en la tecnología de comunicaciones, se llega a la estructura de control distribuido. El primer sistema de control distribuido fue anunciado por Honeywell en 1975 (TDC 2000 de Honeywell), un sistema de control jerárquico con un gran número de microprocesadores con tareas específicas asignadas a cada uno de ellos.

Entonces podemos definir el control distribuido, como un sistema jerarquizado en varios niveles con uno o varios microprocesadores controlando las variables que están repartidas por la planta, conectados, por un lado, a las señales de los transmisores de las variables y, por el otro, a los actuadores de control (Creus, 2011). La filosofía de este control es distribuir el riesgo de fallo

(limitando sus consecuencias) agrupando los instrumentos de tal forma que los diversos estados de operación, reserva y espera que puedan adoptar los microprocesadores de control disminuyan la probabilidad de la ocurrencia de fallos simultáneos. De forma simplificada, un sistema de control distribuido (SCD), consta de tres elementos fundamentales que son:

- Interface al proceso.
- Interfaz al operador.
- Vía de datos.

En la interface al proceso, suele haber dos tipos. El controlador, que se dedica al procesamiento de lazos de control con entrada, procedente de elementos de medida, y salida hacia elementos finales, mientras que otro módulo se dedica al procesamiento de entradas que no necesitan realizar funciones de control, indicaciones.

La interfaz al operador proporciona un medio de supervisar y manipular las Unidades de Proceso desde la sala de control, a través de una consola de operación principalmente.

La vía de datos en un sistema dispone de una vía principal para comunicación de datos y otra de reserva.

III.1.21 RS-485

El RS485 es una interfaz serial balanceada utilizada para la transmisión de datos de forma digital, el cual permite crear redes con múltiples derivaciones que pueden contener hasta 32 dispositivos, o nodos, que es empleada en los SCD.

El RS485 tiene dos importantes ventajas sobre el RS232: longitudes de cable mayores y una inmunidad mayor al ruido. La razón por la que RS485 puede transmitir a largas distancias es que utiliza señales diferenciales balanceadas; el hecho de que sea diferencial la transmisión de datos, reduce los efectos de desacoplamiento de tierras, así como la introducción de señales ruidosas, incluso en un ambiente eléctricamente ruidoso. El sistema está basado en circuitos balanceados que se basan en un par de cables trenzados (A y B). Así, la conversión de datos de 0

y 1 lógicos, es realizada convirtiendo la polaridad de los dos cables referenciados entre ellos, en lugar de cambiar la polaridad de un solo cable referenciándolo con la señal de tierra.

Existen dos sistemas de comunicación en lo que respecta al RS-485, estos son en modo Half Duplex y modo Full Duplex. El término Full Duplex se refiere a que un sistema puede transmitir y recibir información simultáneamente. La Figura III.28 muestra un ejemplo de un bus RS-485 conectado en configuración full dúplex. Esta configuración es también conocida como red RS-485 de 4 cables.

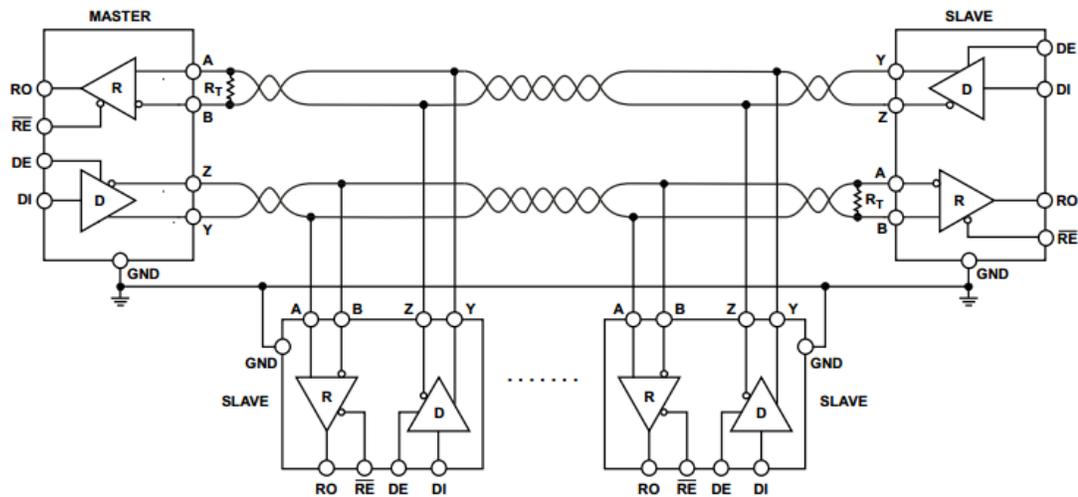


Figura III.28 Bus RS-485 conectado en configuración full dúplex.

Por otro lado, el modo Half Duplex permite la transmisión de datos en ambas direcciones, pero únicamente en una dirección a la vez.

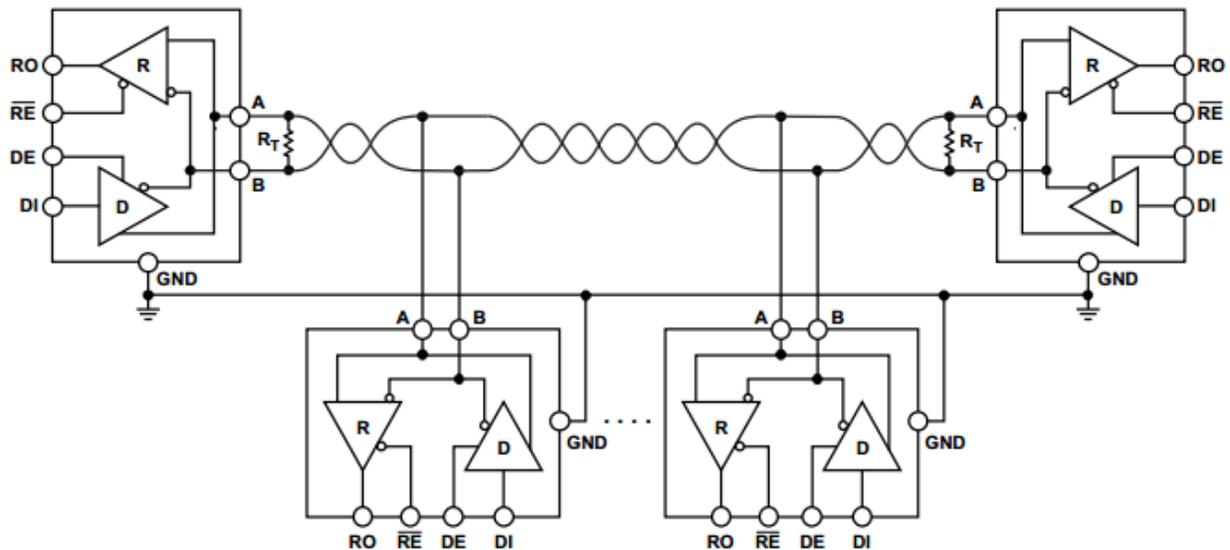


Figura III.29 Bus RS-485 conectado en configuración half dúplex.

III.1.22 Universal Serial Bus (USB)

Con cerca de dos billones de unidades instaladas por año, el USB es la interfaz usuario-computadora más exitosa (Jan Axelson, 2009). El USB es confiable, rápido, versátil, de bajo consumo y soportado por la mayoría de sistemas operativos. Es una solución en aplicaciones en que se desee comunicar una computadora con un dispositivo externo. Podemos encontrar este protocolo en tres diferentes versiones USB 1.0, USB 2.0 y a últimas fechas el USB 3.0. En este trabajo se enfocara en el uso del USB 2.0.

Existen dispositivos con diferentes requerimientos en lo que respecta a la tasa de transferencia, tiempo de respuesta, y todos pueden utilizar USB. Cada uno de los cuatro tipos de transferencia de datos cumple diferentes necesidades. La Tabla III.11 resume las características y usos de cada tipo. El tipo Control, es la única forma con funciones definidas por las especificaciones del USB. Este tipo de transferencia permite al huésped o “*host*” leer información sobre un dispositivo, especificar una dirección, y seleccionar configuraciones entre otras características.

Las transferencias tipo Bulk están desarrolladas principalmente para aplicaciones donde la tasa de transferencia no es crítica, por ejemplo, enviar un archivo a una impresora, recibir datos

desde un escáner. En un bus ocupado, este tipo de transferencias tienen que esperar, pero en caso contrario, las transferencias de tipo Bulk son el tipo más rápido.

Las transferencias de Interrupt son para dispositivos que deben recibir la atención del *host* de forma periódica. Teclados o ratones utilizan este tipo de transferencia para mandar datos sobre el movimiento del cursor si se presionó alguna tecla.

Las transferencias Asíncronas, garantizan el tiempo de envío pero no la corrección de errores. Algunos tipos de datos que utilizan este tipo de transferencia incluyen audio y video.

Tabla III.11 Tipos de transferencia de USB y sus diferentes usos.

Tipo de Transferencia	Control	Bulk	Interrupción	Asíncrona
Uso típico	Identificación y configuración	Impresora, Escaner	Mouse, Teclado	audio, video
Soporte	Si	No	No	No
Acepta baja velocidad	Si	No	Si	No
Tamaño máximo de paquete; máximos paquetes garantizados/intervalo (super speed).	512; ninguno	1024; ninguno	1024; 3/125µs	1024; 48/125µs
Tamaño máximo de paquete; máximos paquetes garantizados/intervalo (high speed).	64; ninguno	512; ninguno	1024; 3/125µs	1024; 3/125µs
Tamaño máximo de paquete; máximos paquetes garantizados/intervalo (full speed).	64; ninguno	64; ninguno	64; 1/ms	1023; 1/ms
Tamaño máximo de paquete; máximos paquetes	8; ninguno	-----	8; 1/10 ms	----- --

garantizados/intervalo (low speed).				
Corrección de error	Si	Si	Si	No

III.2 Metodología

III.2.1 Servo-Controlador Propuesto

La Figura III.30 muestra el diagrama a bloques del servo-controlador propuesto.

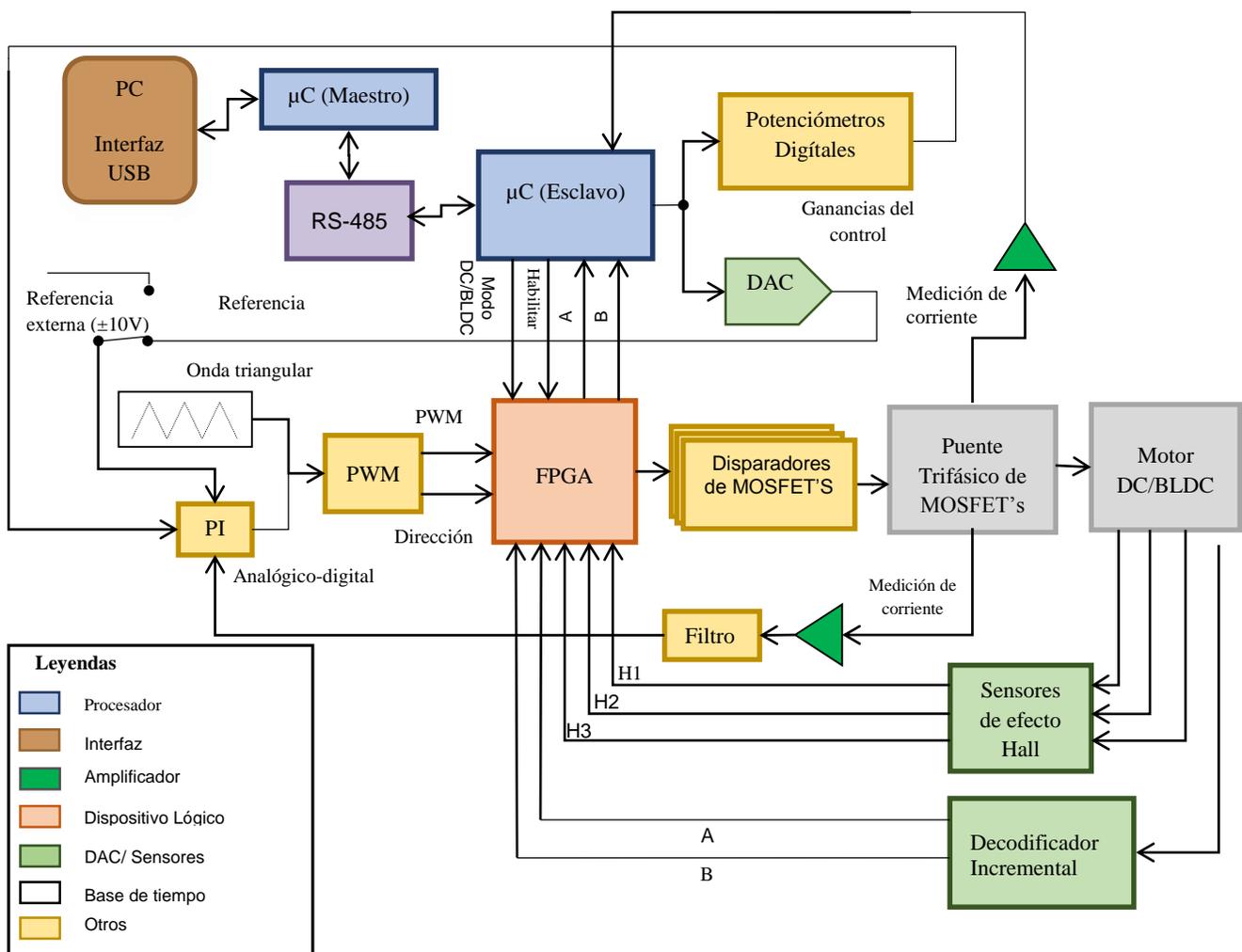


Figura III.30 Servo-controlador.

III.2.2 Generación del PWM

Para el diseño del PWM se hace uso de varias secciones para obtener dos salidas, el PWM y una señal que indica el sentido de giro (positivo y negativo).

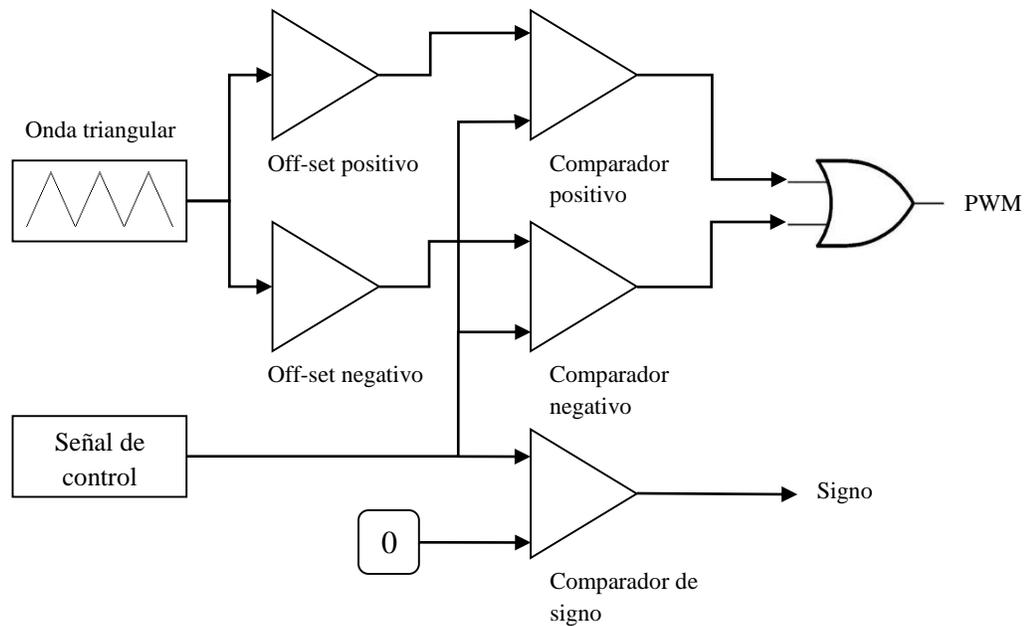


Figura III.31 Diagrama de bloques de un generador PWM con magnitud y señal de signo.

En la Figura III.32 se muestra el circuito utilizado para la generación del PWM y el signo para la conmutación de los MOSFETs.

Se escogió una frecuencia de PWM de 50 KHz que está en un rango no-audible y aparte ayuda a mantener el sistema estable. La señal de referencia de control se seleccionó para estar dentro del rango de +/- 10V y así controlar el ciclo de trabajo y el sentido.

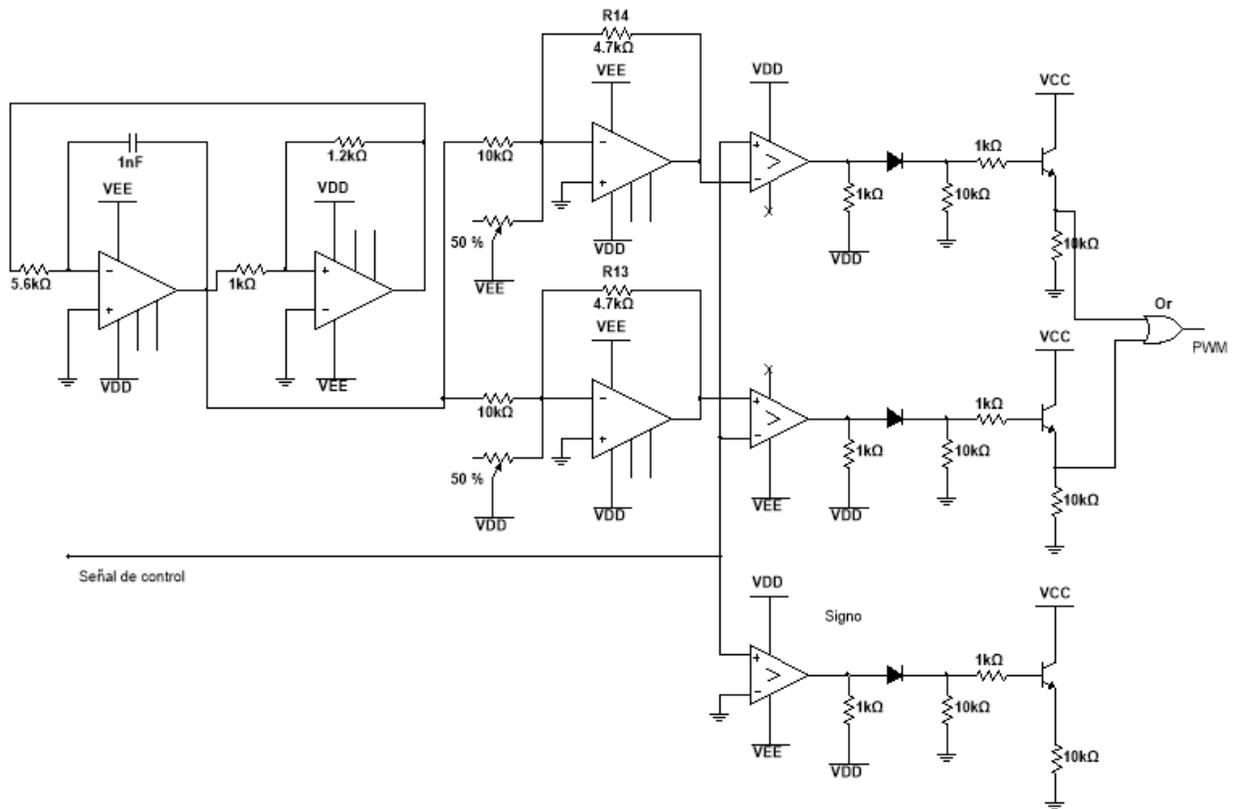


Figura III.32 Circuito de generación de PWM y signo.

III.2.3 Filtro Digital

Para la implementación del circuito se tomó en cuenta el circuito propuesto en (Mendoza, 2012), para mejorar la confiabilidad y seguridad del módulo QEI en el microcontrolador, las señales del codificador son filtradas en el FPGA.

Esta unidad se utiliza principalmente para sincronizar y evitar problemas de meta-estabilidad ocasionados por los eventos asíncronos de las señales de cuadratura, porque se utilizan FFD para sincronizar las señales y además se añade un filtro para eliminar los pulsos de pequeña duración que normalmente ocurren en aplicaciones de control de motores, sin embargo, este tipo de filtros genera latencia, el circuito utilizado para el filtrado de las señales puede ser encontrado en soluciones ASIC como IC HCTL-2032, se muestra en la Figura III.33.

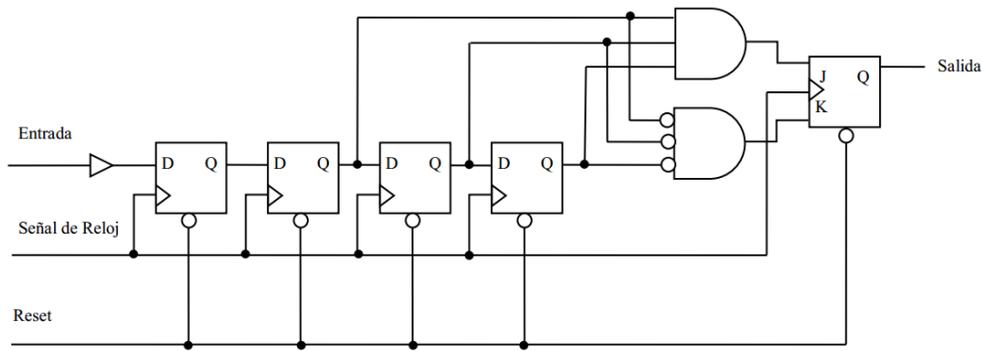


Figura III.33 Filtro digital.

Para verificar el componente se creó un banco de pruebas en VHDL, a continuación se muestran los resultados de la simulación del filtro digital, utilizo una frecuencia de reloj de 50MHZ, en la Figura III.34, se muestra como los pulsos que no cumplen la duración de al menos 3 ciclos de reloj son ignorados, sin embargo la señal del encoder presenta una latencia o retardo.

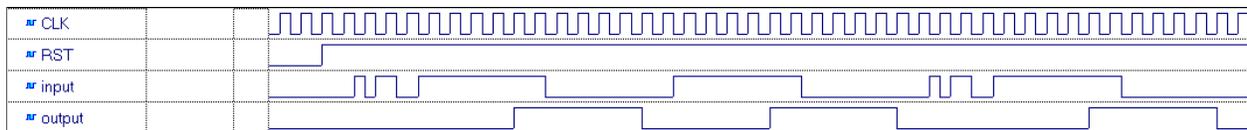


Figura III.3435 Verificación de la unidad de filtrado.

III.2.4 Decodificador de Cuadratura.

Las señales de Cuadratura *A* y *B* pueden ser decodificadas para producir la dirección de rotación como se muestra en la Figura III.35.

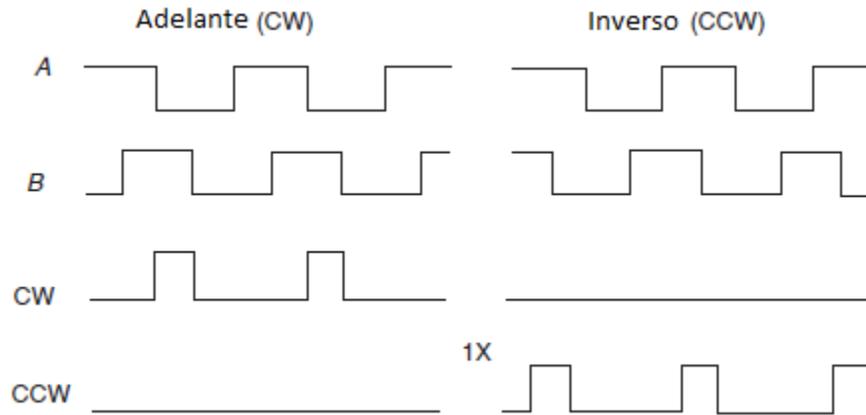


Figura III.36 Detección de dirección de cuadratura (CW= sentido de las manecilla del reloj, CCW= sentido contrario a las manecilla del reloj).

La Figura III.36 muestra un circuito de cuadratura de 1x, donde la entrada al reloj de los flip-flops tipo-D están ligados a los datos de entrada del otro flip-flop y hay una retroalimentación de la entrada CLR (del inglés, Clear) a la línea de datos. Los flip-flops tipo-D decodifican la dirección del eje como CW (del inglés, Clockwise) o CCW (del inglés, Counter-Clockwise) las cuales serán entradas al microcontrolador.

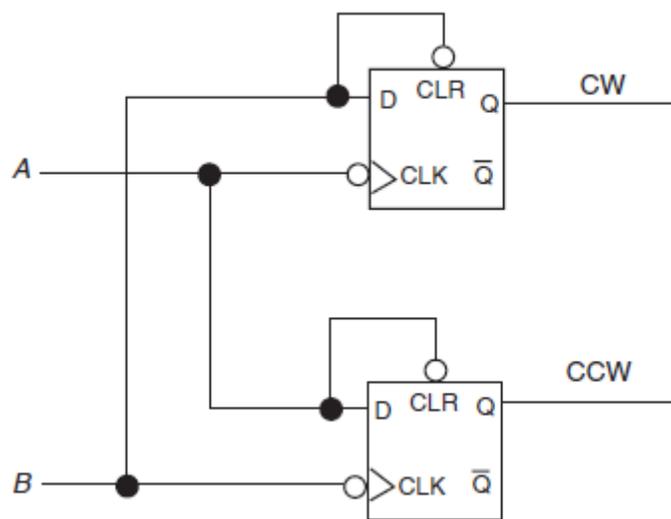


Figura III.37 Circuito de cuadratura de 1x.

III.2.5 Conmutación Puente Trifásico

Para la conmutación del puente se creó una unidad capaz de controlarlo tanto para motores de DC como para motores BLDC, las ecuaciones booleanas se obtuvieron de la Tabla III.3 y Tabla III.5 las cuales describen la conmutación del puente.

Las ecuaciones de conmutación para el motor de DC son las siguientes y se obtuvieron utilizando suma de productos.

$$M_1 = EN \cdot (DIR \cdot \overline{PWM} + \overline{DIR} \cdot PWM) \quad (34)$$

$$M_2 = EN \cdot DIR \quad (35)$$

$$M_3 = EN \cdot (DIR \cdot PWM + \overline{DIR} \cdot \overline{PWM}) \quad (36)$$

$$M_4 = EN \cdot \overline{DIR} \quad (37)$$

El circuito lógico de conmutación resultante de las ecuaciones anteriores para un motor de DC controlado por PWM se muestra en la Figura III.37 donde las señales empleadas son PWM, DIR (dirección) y EN (habilitar), solo se muestran los MOSFETs Q1, Q2, Q4 y Q5 ya que son las primeras dos ramas del puente trifásico de la Figura III.11 en configuración como puente H.

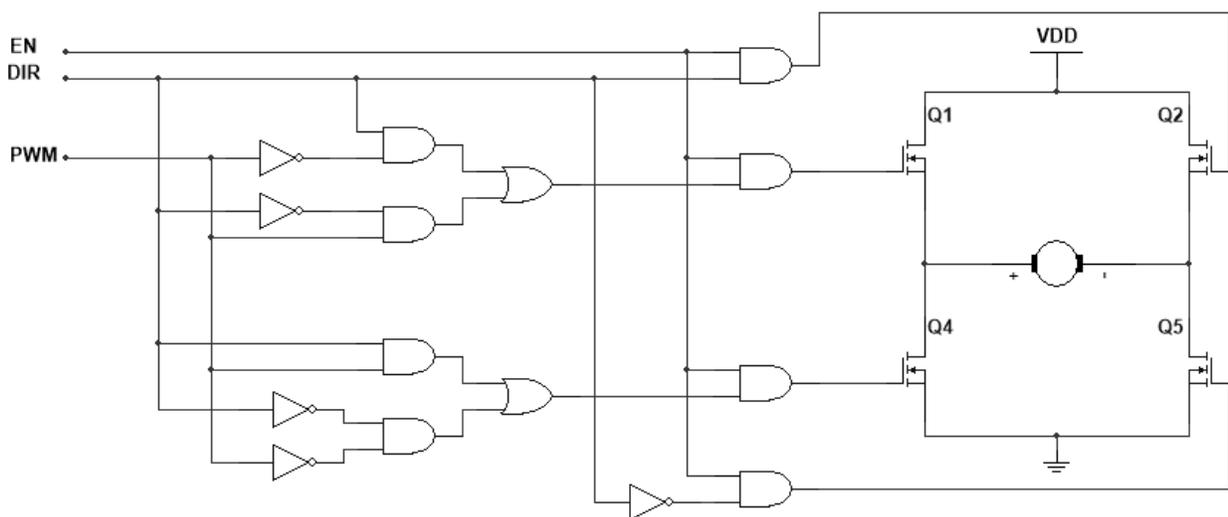


Figura III.38 Circuito de conmutación para un motor de DC con PWM.

Las ecuaciones para el motor BLDC son las siguientes y al igual que para el motor de DC se utilizó suma de productos y además se manipularon algebraicamente.

$$Q_1 = EN \cdot PWM \cdot \overline{DIR}(\overline{H_1} \cdot \overline{H_2} \cdot H_3 + \overline{H_1} \cdot H_2 \cdot H_3) + EN \cdot PWM \cdot DIR(H_1 \cdot \overline{H_2} \cdot \overline{H_3} + H_1 \cdot H_2 \cdot \overline{H_3}) \quad (38)$$

$$Q_2 = EN \cdot PWM \cdot \overline{DIR}(H_1 \cdot \overline{H_2} \cdot \overline{H_3} + H_1 \cdot \overline{H_2} \cdot H_3) + EN \cdot PWM \cdot DIR(\overline{H_1} \cdot H_2 \cdot \overline{H_3} + \overline{H_1} \cdot H_2 \cdot H_3) \quad (39)$$

$$Q_3 = EN \cdot PWM \cdot \overline{DIR}(\overline{H_1} \cdot H_2 \cdot \overline{H_3} + H_1 \cdot H_2 \cdot \overline{H_3}) + EN \cdot PWM \cdot DIR(\overline{H_1} \cdot \overline{H_2} \cdot H_3 + H_1 \cdot \overline{H_2} \cdot H_3) \quad (40)$$

$$Q_4 = EN \cdot PWM \cdot \overline{DIR}(H_1 \cdot \overline{H_2} \cdot \overline{H_3} + H_1 \cdot H_2 \cdot \overline{H_3}) + EN \cdot PWM \cdot DIR(\overline{H_1} \cdot \overline{H_2} \cdot H_3 + \overline{H_1} \cdot H_2 \cdot H_3) \quad (41)$$

$$Q_5 = EN \cdot PWM \cdot \overline{DIR}(\overline{H_1} \cdot H_2 \cdot \overline{H_3} + \overline{H_1} \cdot H_2 \cdot H_3) + EN \cdot PWM \cdot DIR(H_1 \cdot \overline{H_2} \cdot \overline{H_3} + H_1 \cdot \overline{H_2} \cdot H_3) \quad (42)$$

$$Q_6 = EN \cdot PWM \cdot \overline{DIR}(\overline{H_1} \cdot \overline{H_2} \cdot H_3 + H_1 \cdot \overline{H_2} \cdot H_3) + EN \cdot PWM \cdot DIR(\overline{H_1} \cdot H_2 \cdot \overline{H_3} + H_1 \cdot H_2 \cdot \overline{H_3}) \quad (43)$$

El circuito digital de conmutación que resulta de las ecuaciones anteriores para un motor BLDC usando PWM se muestra en la Figura III.38. Seis señales son usadas para el circuito de conmutación: PWM, DIR (dirección), EN (habilitar), y H1, H2 y H3 para los sensores de efecto Hall.

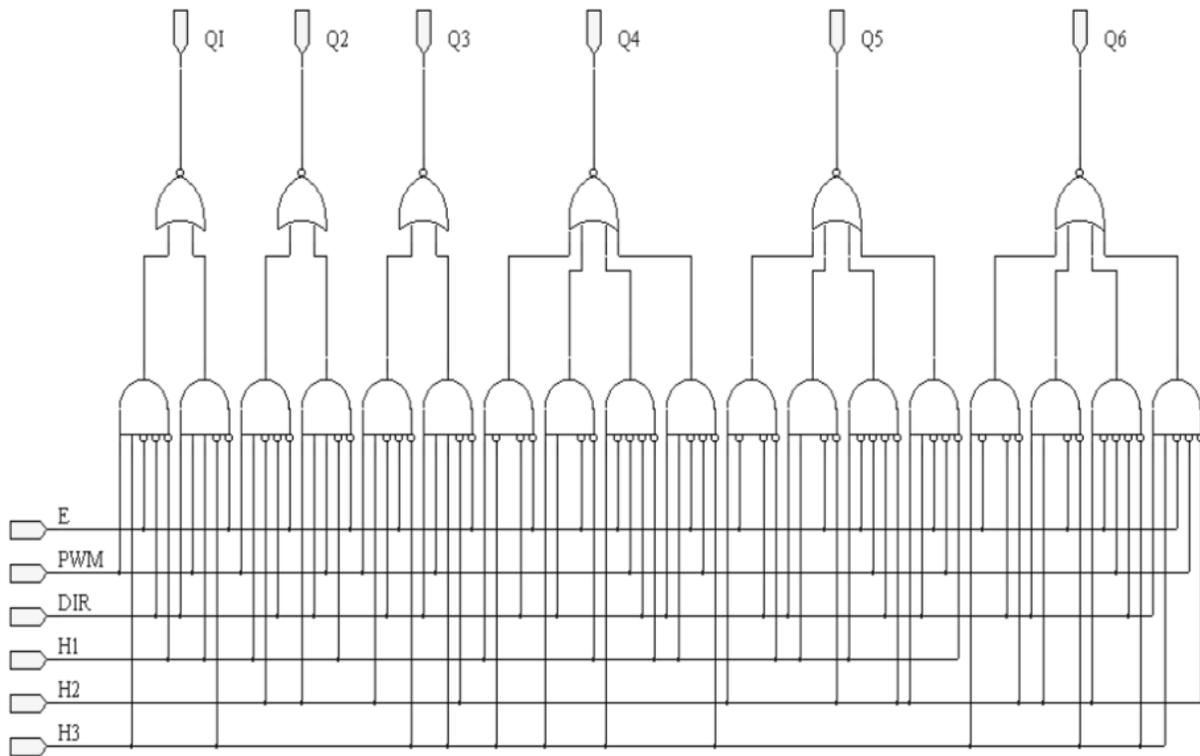


Figura III.39 Circuito digital de conmutación para un motor sin escobillas usando PWM.

Las ecuaciones se describieron en VHDL para su verificación y se crearon bancos de pruebas para la conmutación del puente trifásico, en modo DC y BLDC, a continuación se muestra la unidad y los resultados de la unidad de conmutación.

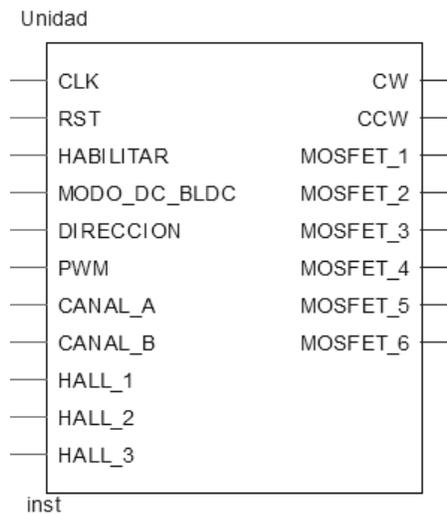


Figura III.40 Unidad de conmutación.

Se utilizó una frecuencia de reloj para la unidad de 50 MHz, se utilizó una frecuencia de PWM de 50 KHz (igual que la tarjeta física), la señal HABILITAR permite a la unidad trabajar cuando está se encuentra en un estado alto, con la señal MODO_DC_BLDC en estado bajo la unidad trabaja en modo DC y en estado alto como BLDC, la señal DIRECCION sirve para indicar el sentido de giro del motor, PWM para regular la conmutación de los MOSFETs.

Las señales del codificador y de los sensores de efecto Hall son filtradas en la unidad, asimismo los canales del codificador son decodificadas para entregar un solo tren de pulsos ya sea CW o CCW. El comportamiento de la unidad se observa en las Figura III.40 y III.41.

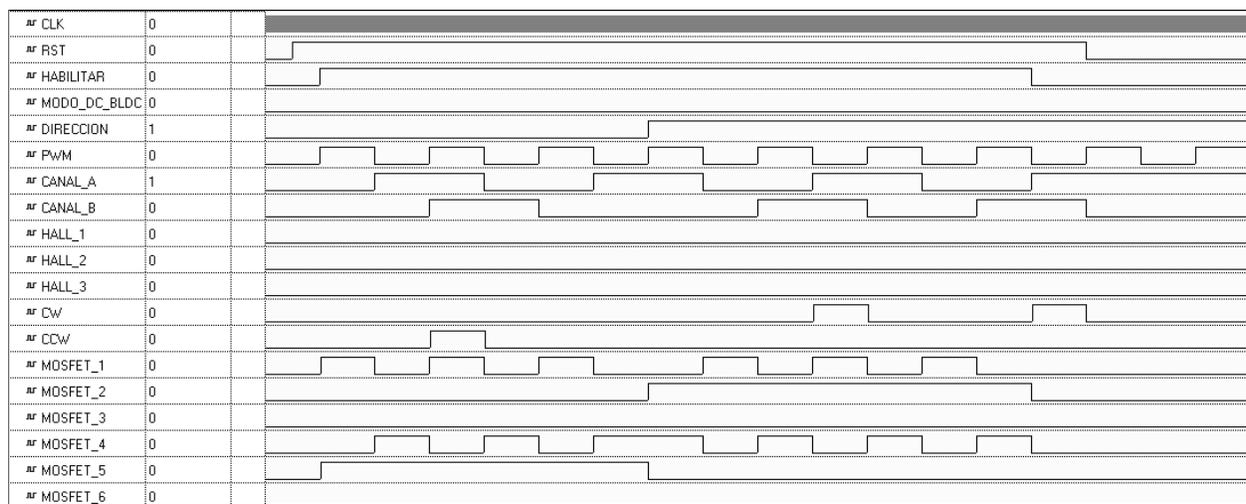


Figura III.41 Verificación de la unidad de conmutación en modo DC.

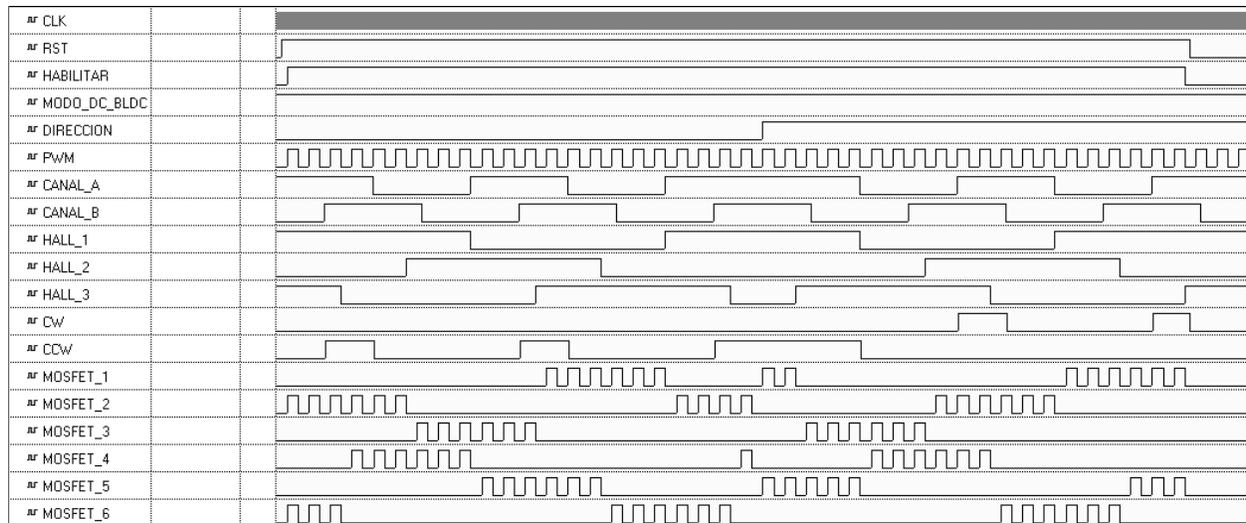


Figura III.42 Verificación de la unidad de conmutación en modo BLDC.

III.2.6 Puente trifásico

El puente de potencia usado fue la tarjeta BOOSTXL-DRV8301 de Texas Instruments®, la cual contiene un disparador integrado para un puente trifásico completo, control independiente a través de tres o seis entradas de PWM, resistencias de shunt en la parte baja para cada rama, amplificadores en modo diferencial para resistencia shunt con una ganancia de 10 soporta 6-24v y hasta 14 A pico, la tarjeta entrega una señal de fallo en caso de corto circuito, calentamiento y bajo voltaje.

En la Figura III.42 se ilustra la configuración de pines de la tarjeta y las señales de cada una que servirán de interfaz para la conmutación.

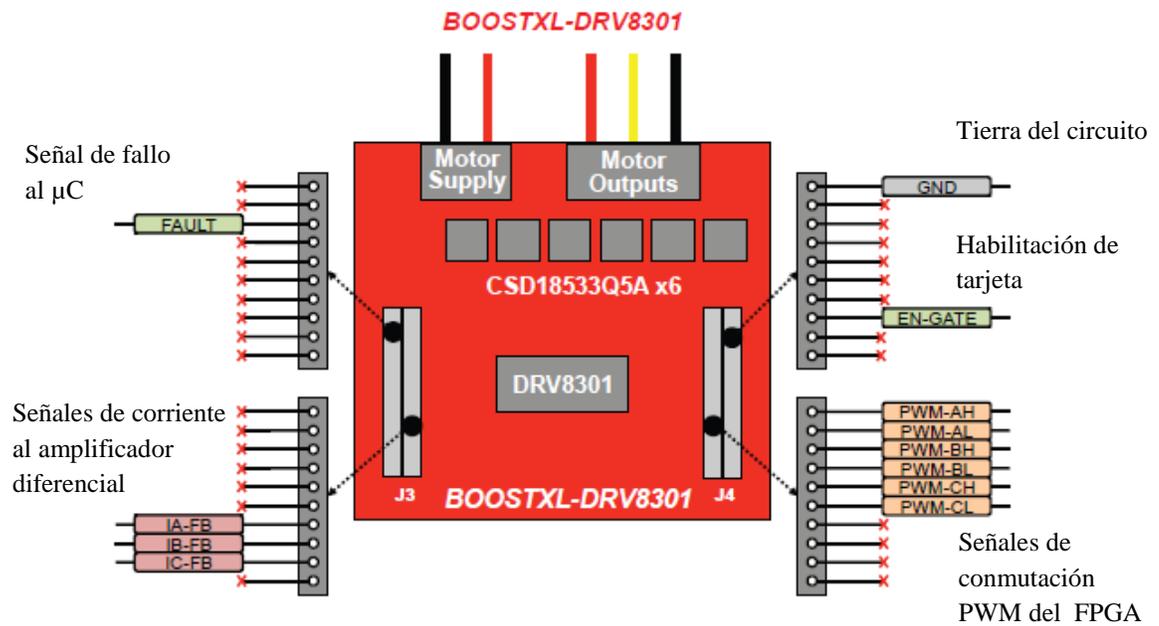


Figura III.43 Pines de interfaz para la tarjeta BOOSTXL-DRV8301.

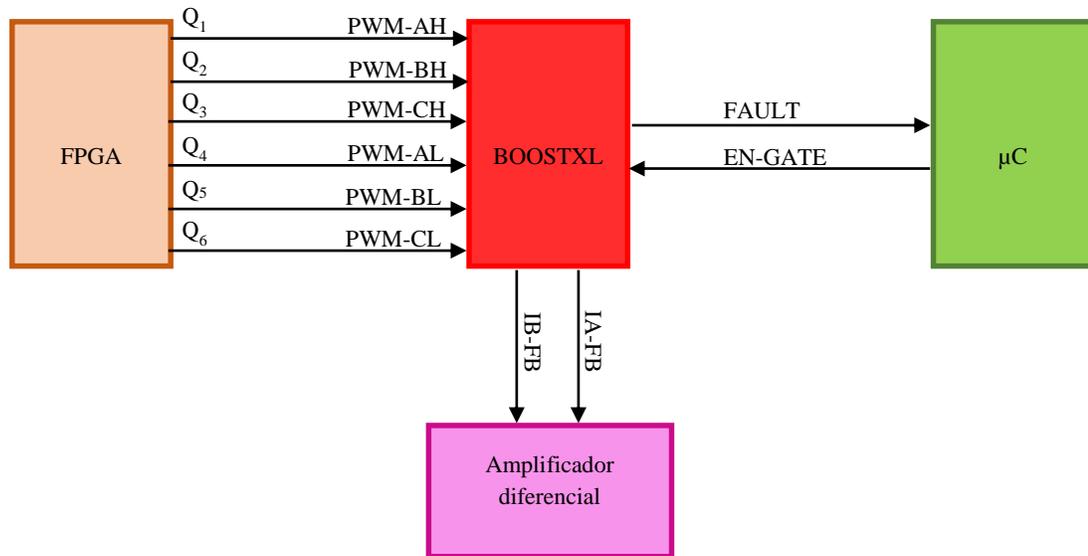


Figura III.44 Diagrama general del puente trifásico

III.2.7 Medición de Corriente

Como se mencionó en la sección III.1.16, la señal de voltaje obtenida por la resistencia shunt es demasiado pequeña como para poderla medir y manipularla, así que para acondicionarla se hace uso de un amplificador operacional en configuración de amplificador diferencial básico. El amplificador diferencial puede medir y también amplificar pequeñas señales que quedan ocultas en señales más grandes.

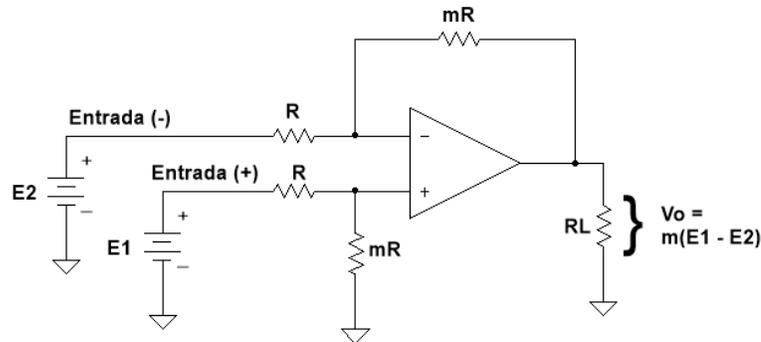


Figura III.45 Amplificador diferencial básico.

En la Ecuación 44 se muestra que el voltaje de salida del amplificador diferencial, V_o es proporcional a la diferencia de voltajes aplicada a las entradas (+) y (-). El multiplicador m se denomina ganancia diferencial y se establece por la relación entre resistencias (F. Coughlin & F. Driscoll, 1993).

$$V_o = mE_1 - mE_2 = m(E_1 - E_2) \quad (44)$$

$$m = \frac{mR}{R} \quad (45)$$

El amplificador diferencial amplifica el voltaje pequeño que cae en la resistencia shunt, se escogió una ganancia de 10, ya que las resistencias shunt de la tarjeta tienen un valor de 0.01Ω y la tensión que cae en ellas es multiplicado por 10 por los amplificadores de la misma tarjeta dando un valor en la señal de corriente de 0.1V por cada 1A; así con la ganancia de 10 del amplificador diferencial se obtiene un valor en la señal de corriente de 1V por cada 1A.

III.2.8 Filtro Analógico

Se optó por el diseño de un filtro Butterworth ya que en comparación a otros entrega una respuesta lo más plana posible hasta la frecuencia de corte. En otras palabras, la salida se mantiene constante casi hasta la frecuencia de corte, sin presentar un fenómeno de resonancia o amplificación en la frecuencia de corte.

Para fines prácticos se prefirió por usar FilterPro (Texas Instruments®, 2013) un software que facilita la tarea de diseño de filtros activos, entre sus funciones permite seleccionar el tipo de filtro (pasa bajas, pasa altas, pasa banda o supresión de banda), así como las especificaciones del filtro (ganancia, frecuencia de paso de banda, rizo de la banda de paso permitida, frecuencia de corte, y la atenuación), su tipo de respuesta (Butterworth, Bessel, Gaussiano).

La selección del filtro se hizo considerando las recomendaciones de diseño planteadas en (Adams, 2003), donde se afirma que la frecuencia fundamental de la corriente en los drivers para motores está normalmente en el rango de los 8-10KHz.

Se escogió un filtro pasa bajas de segundo orden, con una frecuencia de corte de 10KHz, con una esquina de atenuación a -3dB y una ganancia de uno.

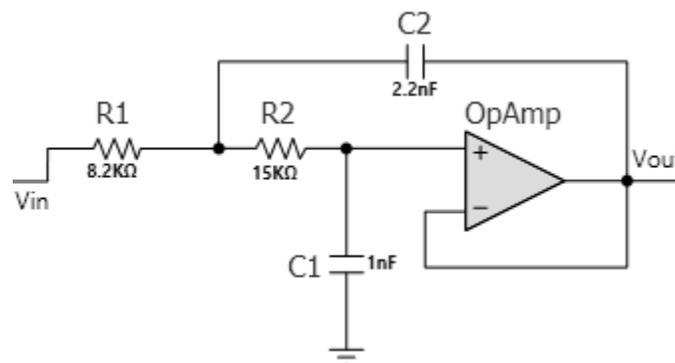


Figura III.46 Filtro Butterworth de segundo orden.

III.2.9 Comunicación USB 2.0

En lo que respecta a la comunicación serial se utilizó el driver Windows USB (WinUSB) de Microsoft®. WinUSB es un controlador genérico para dispositivos que no cumplen con una clase definida de USB, sin embargo, soporta transferencias de tipo bulk, control e interrupción. Este driver fue introducido con Windows Vista y es posible utilizarlo en sistemas Windows XP o posteriores. Su arquitectura consiste en un driver modo-kernel (Winusb.sys) y un modo-usuario dinámico (Winusb.dll) que muestra las funciones WinUSB (Microsoft®, 2014).

Se eligió el driver WinUSB, ya que de este modo Windows carga Winusb.sys como el driver del dispositivo sin la necesidad de un archivo INF personalizado, y al no ser requerido la distribución de archivos INF, la instalación del driver es más sencillo para el usuario. Al conectar por primera vez el dispositivo, Windows busca un archivo INF con VID y PID correspondientes al dispositivo.

Un archivo INF es un archivo de texto que Windows utiliza para emparejar un controlador con el dispositivo. En el caso de un dispositivo WinUSB, el archivo INF incluye el VID (Vendor ID) y el PID (Product ID) del descriptor del dispositivo y un valor de 128-bits llamado GUID, el cual es utilizado por la aplicación para identificar un dispositivo WinUSB específico.

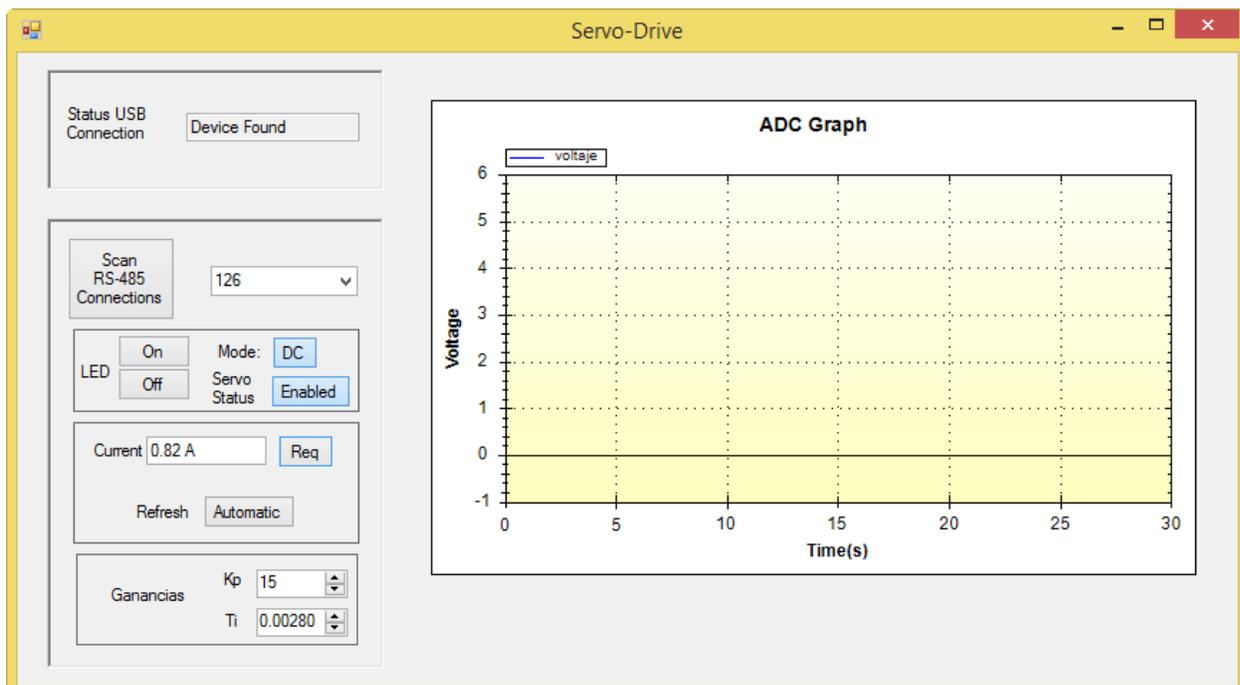


Figura III.47 Interfaz de monitoreo/ control para el servo-controlador.

La Figura III.46 muestra la interfaz realizada en Microsoft Visual C# para el monitoreo y sintonización de ganancias, en primera instancia aparece el estado de conexión del dispositivo USB, posteriormente se buscan los servo-controladores conectados mediante RS-485 y los enumera. Después, se selecciona el servo-controlador a manipular y se realiza la acción deseada (monitorear corriente, modificar ganancias del PI).

Haciendo uso de Winusb.dll, se importaron al ambiente de programación de C# las funciones requeridas para poder hacer la transmisión de datos con el microcontrolador.

```
[DllImport("winusb.dll")]
private static extern bool WinUsb_WritePipe(IntPtr InterfaceHandle,
byte PipeID,
byte[] Buffer,
int BufferLength,
out uint LengthTransferred,
IntPtr Overlapped);
```

Figura III.48 Ejemplo de función importada de WinUSB.dll.

III.2.10 Microcontrolador

La Figura III.48 muestra un diagrama a bloques del sistema propuesto dentro del microcontrolador.

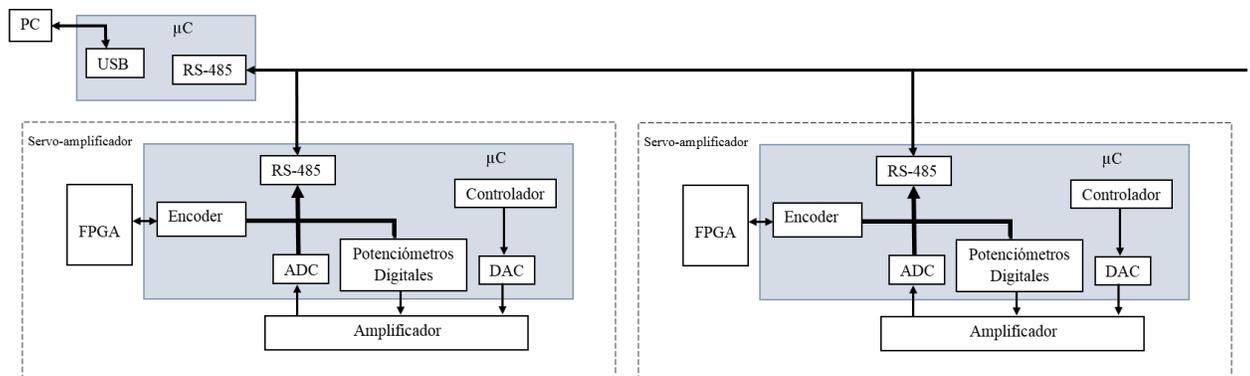


Figura III.49 Diagrama a bloques del microcontrolador en el servo-amplificador.

(i) DAC y Potenciómetro Digital

Se seleccionó el DAC AD7392 de Analog Devices®. A continuación se mencionan algunas de las características de dicho DAC:

Tabla III.12 Características del DAC.

Consumo de potencia	100 μ A
Alimentación	2.7 to 5.5V
Resolución	12bits
Interfaz de comunicación	SPI (del inglés, Serial Peripheral Interface)

De igual manera se seleccionó el potenciómetro digital AD5292 de Analog Devices®. A continuación se mencionan algunas de las principales características de dicho potenciómetro:

Tabla III.13 Características del potenciómetro digital.

Resolución	1024 posiciones
Resistencia Nominal	100k Ω
Alimentación dual	± 9 a ± 16.5 V
Interfaz de comunicación	SPI
Error	$\pm 1\%$

CAPÍTULO 4:

IV RESULTADOS Y DISCUSIÓN

IV.1 Filtro de Corriente

A continuación se muestra la señal de corriente previa al filtrado y se compara a si misma a la salida del filtro pasa bajas de 10KHz. Como se puede observar, la señal original presenta armónicos con una magnitud de hasta un 80% más grande que la fundamental, esto asociado a la frecuencia de conmutación.

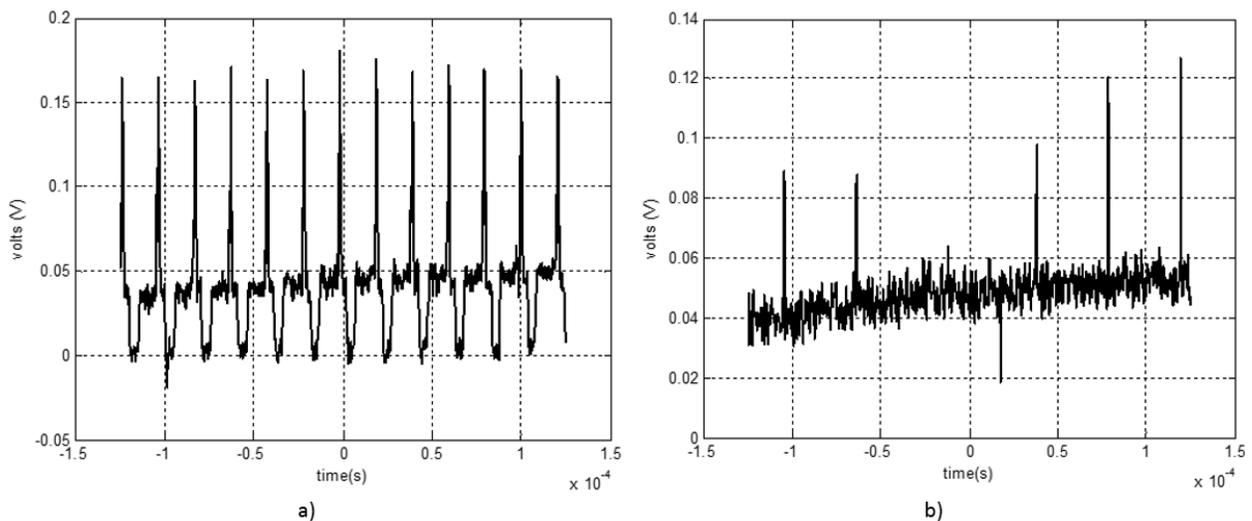


Figura IV.50 a) Señal de corriente antes del filtro. b) Señal de corriente después del filtro.

IV.2 Controlador PI Analógico-Digital de Corriente

A continuación se muestra la respuesta del controlador de corriente para los dos motores en ambos casos el controlador se sometió a una entrada tipo escalón de amplitud de 1A Después

se hicieron pruebas de sintonización en línea para diferentes ganancias. Se utilizó el motor de DC Maxon-148867 y el motor de BLDC de Galil-BLM-N23-50-1000-B, en la Tabla IV.1 se muestran sus principales características.

Tabla IV.14 Características principales de los motores utilizados.

Parámetros	Variable	Motor de DC	Motor BLDC
Resistencia (Ω)	R_a	0.32	1.2
Inductancia (H)	L_a	82.3×10^{-6}	0.0026
Constante de par (Nm/A)	K_t	0.0302	0.08
Inercia del rotor ($\text{Kg m}^2/\text{s}$)	J_m	13.8×10^{-6}	25×10^{-6}
Constante de amortiguamiento ($\text{Kg m}^2/\text{s}$)	B_m	18.89×10^{-6}	222.22×10^{-6}
Voltaje nominal (V)	V_{DD}	24	48
Corriente nominal (A)	I_{max}	5.77	4.6
Velocidad nominal sin carga (RPM)	ω_{max}	7580	5000
Corriente de arranque (A)	I_s	75	10.4
Resolución Encoder (Pulsos/rev)	PPR	500	1000

IV.2.1 Motor de Corriente Directa

La Figura IV.2 muestra la respuesta del controlador cuyas ganancias están representadas por (46). Se puede observar que el tiempo de subida es cercano a los $500\mu\text{s}$ con un sobrepaso de 10%.

$$u = K_p \times \left(1 + \frac{1}{T_i}\right) e(t) = 10 \times \left(1 + \frac{1}{0.001}\right) e(t) \quad (46)$$

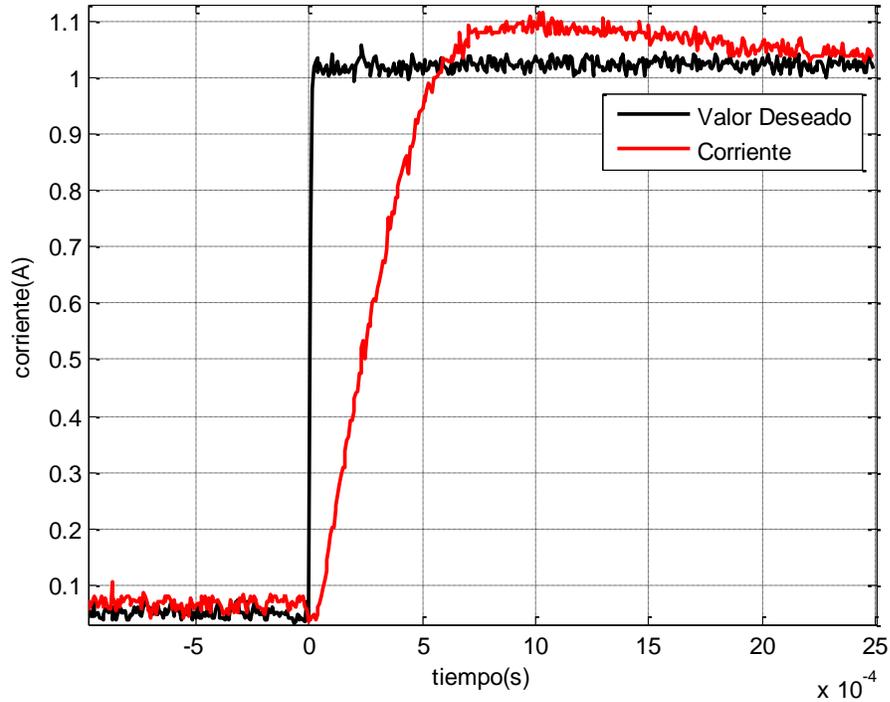


Figura IV.51 Respuesta de la corriente a una entrada escalón (1A) para motor de DC.

La Figura IV.3 muestra la respuesta de la corriente ante una entrada escalón de 1A del controlador PI con diferentes sintonizaciones.

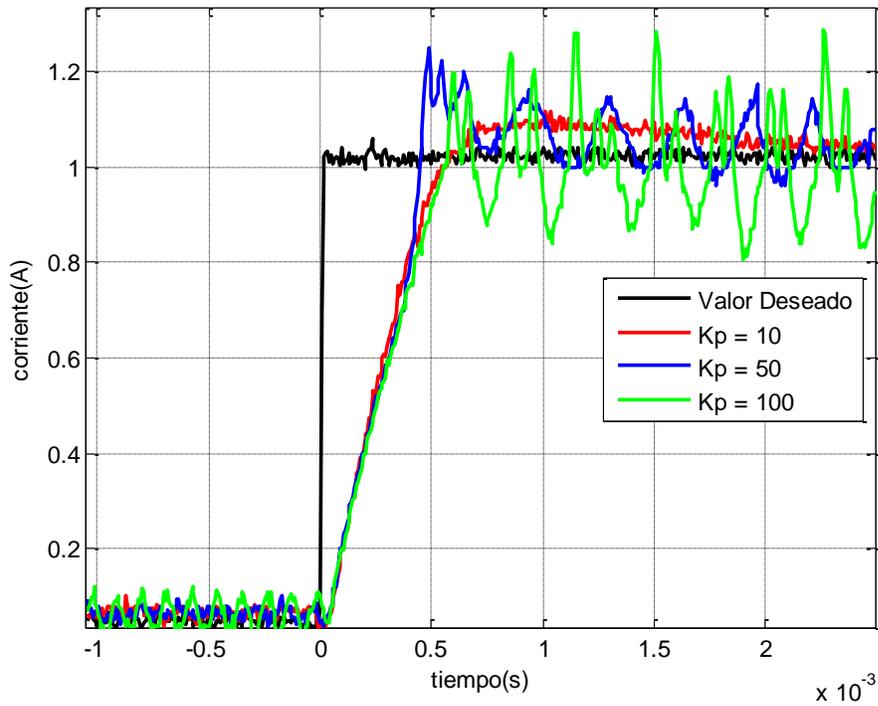


Figura IV.52 Respuesta de la corriente con diferente sintonización en motor de DC.

La Tabla IV.2 muestra las sintonizaciones probadas, se puede observar que al aumentar K_p , el tiempo de subida disminuye y aumenta el sobrepaso, además de que las señales presentan mayor oscilación.

Tabla IV.15 Valores para las sintonizaciones en el motor de DC.

Sintonización	K_p	T_i	Tiempo de subida	Sobrepaso
1	10	0.001	560 μ s	10%
2	50	0.005	450 μ s	25%
3	100	0.01	570 μ s	20%

IV.2.2 Motor BLDC

La Figura IV.4 muestra la respuesta del controlador cuyas ganancias están representadas por (47). Se puede observar que el tiempo de subida es de $360\mu\text{s}$ con un sobrepaso de 5%.

$$u = K_p \times \left(1 + \frac{1}{T_i}\right) e(t) = 100 \times \left(1 + \frac{1}{0.001}\right) e(t) \quad (47)$$

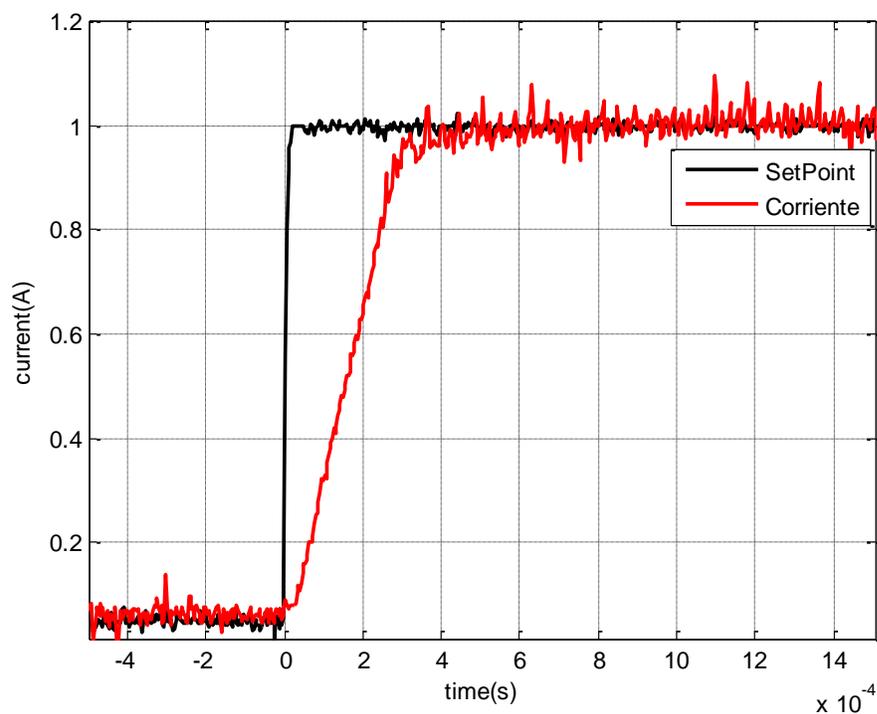


Figura IV.53 Respuesta de la corriente a una entrada escalón (1A) para motor BLDC.

La Figura IV.5 muestra la respuesta de la corriente ante una entrada escalón de 1A del controlador PI con diferente sintonización.

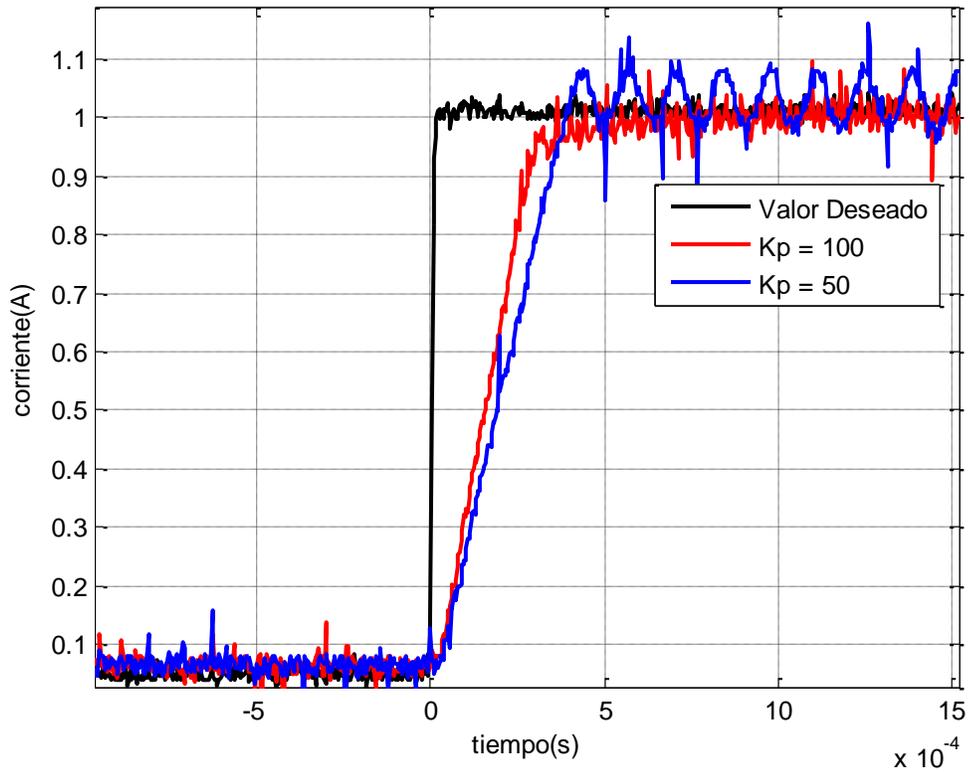


Figura IV.54 Respuesta de la corriente con diferente sintonización en motor BLDC.

La Tabla IV.3 muestra las sintonizaciones probadas, se puede observar que al aumentar K_p , el tiempo de subida y el sobreimpulso disminuyen.

Tabla IV.16 Valores para las sintonizaciones en el motor BLDC.

Sintonización	K_p	T_i	Tiempo de subida	Sobreimpulso
1	50	0.005	390 μ s	10%
2	100	0.01	360 μ s	5%

IV.2.3 Comparación con Servo-Controlador Comercial

Se decidió comparar el servo-controlador desarrollado con el servo-controlador comercial B15A8N de Advanced Motion Controls, el cual es capaz de controlar ambos tipos de motores DC y BLDC. La Tabla IV.4 muestra las principales características de dicho servo-controlador.

Tabla IV.17 Características principales del servoamplificador B15A8.

Voltaje de alimentación (V)	20 – 80
Máxima corriente de salida pico (A)	15
Máxima corriente de salida continua (A)	7.5
Frecuencia de conmutación (KHz)	33
Inductancia mínima de la carga (H)	200×10^{-6}

En la Figura IV.6 se muestra la respuesta de la corriente del servo-controlador B15A8N para un motor de DC; se observa un tiempo de subida de $890\mu\text{s}$ y un sobrepaso del 40%. Al comparar la respuesta con la Figura IV.2 se observa que la señal de corriente del controlador propuesto presenta menos ruido que el comercial, así como el tiempo de respuesta es alrededor de 60% más rápido y presenta un sobrepaso cuatro veces menor.

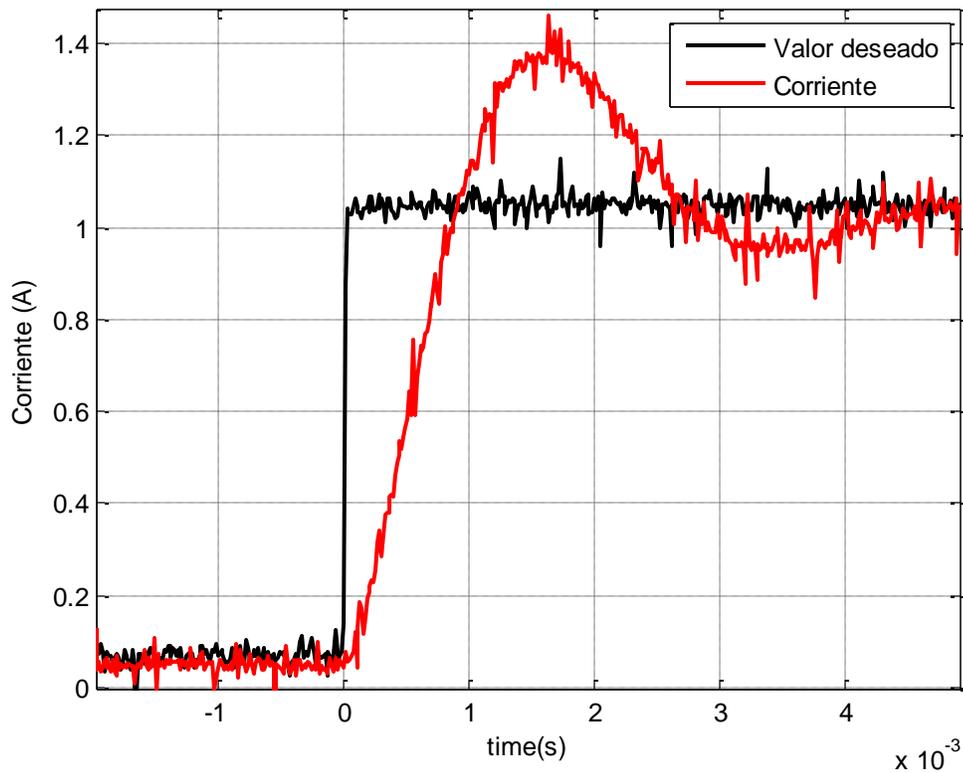


Figura IV.55 Respuesta del control de corriente a una entrada escalón de 1A del controlador comercial en motor de DC.

La Figura IV.7 muestra la respuesta de corriente del mismo servo-controlador y se puede observar un tiempo de subida de $610\mu\text{s}$ y un sobrepaso del 50%. Al comparar con la Figura IV.4 se observa que la señal de corriente del controlador propuesto presenta menos ruido que el comercial, así como el tiempo de respuesta es alrededor de 60% más rápido y presenta un sobrepaso cinco veces menor.

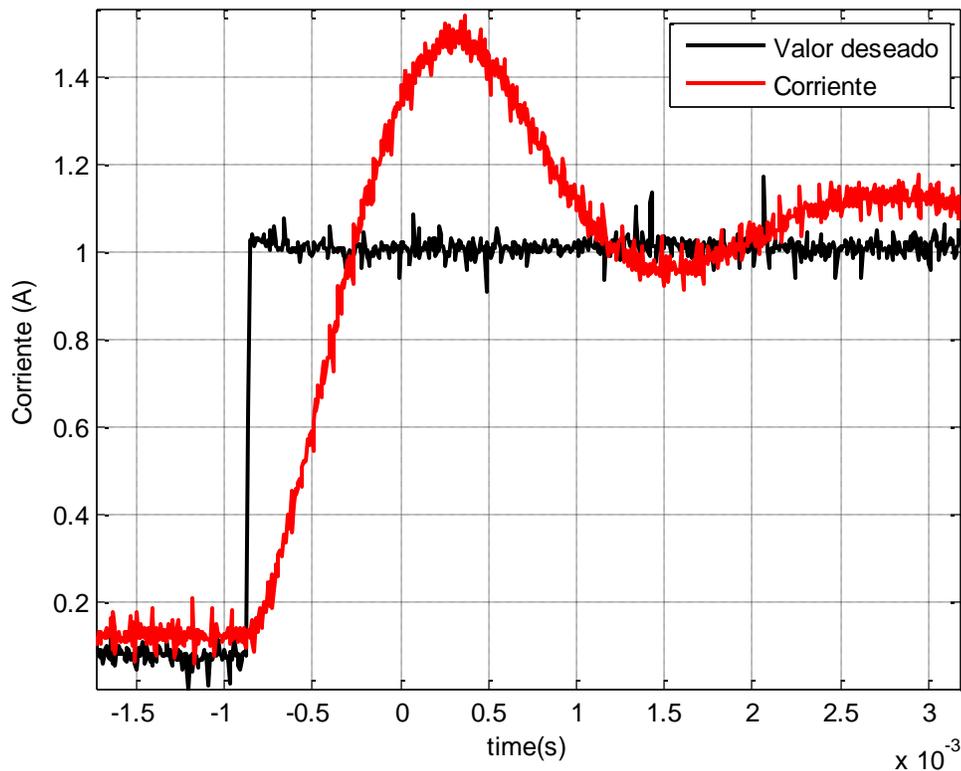


Figura IV.56 Respuesta del control de corriente ante una entrada escalón de 1A del controlador comercial en motor BLDC.

IV.3 Controlador de Movimiento.

IV.3.1 Motor de Corriente Directa

A continuación se muestra la respuesta del motor de DC a una entrada tipo escalón de 600PPR, para el controlador se utilizó un periodo de muestreo de 1 ms y el método de discretización de Tustin; las ganancias utilizadas en el controlador PI híbrido fueron $K_p= 15$ y $T_i= 0.0028$. La Figura IV.9 muestra las variables del lazo de control de corriente para la misma prueba

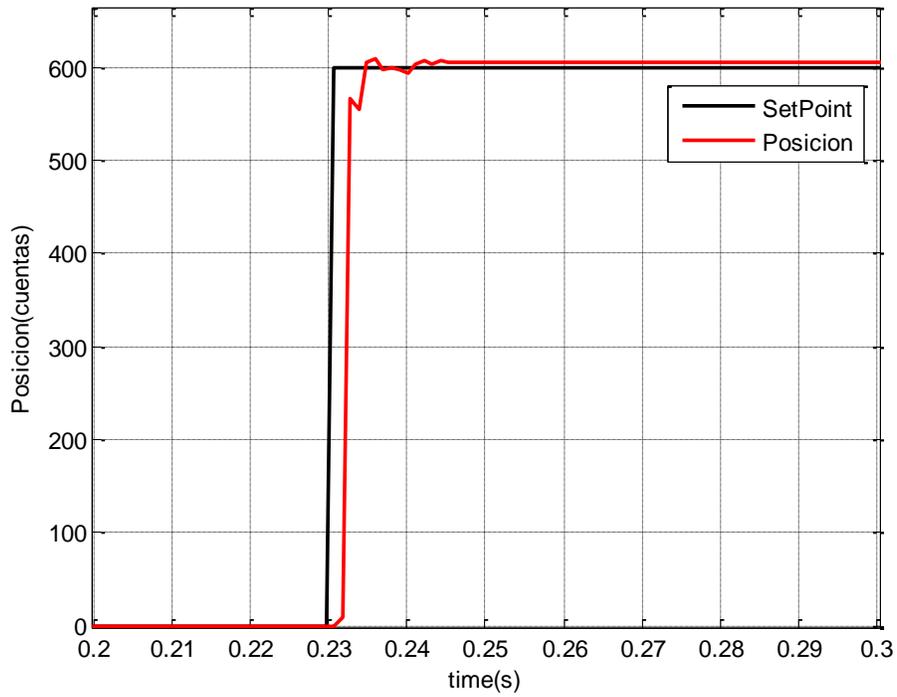


Figura IV.57 Respuesta de posición a una entrada escalón de 600PPR.

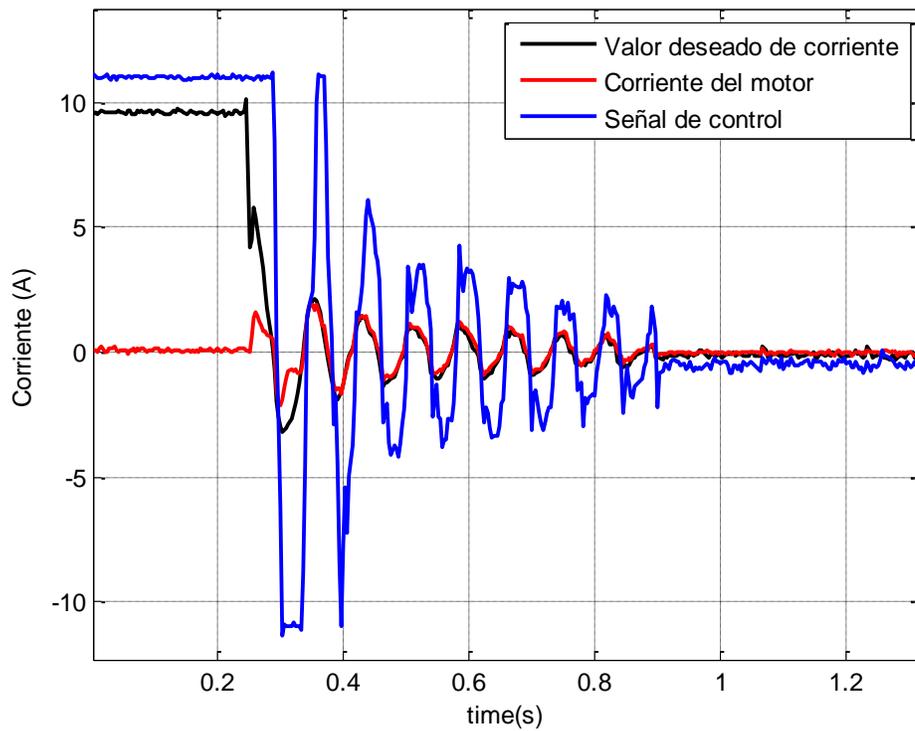


Figura IV.58 Respuesta del lazo de corriente para el control de posición de motor de DC.

Posteriormente, se sometió el controlador a una perturbación. La Figura IV.10 muestra el rechazo a perturbaciones en el control de posición para una entrada de 600PPR.

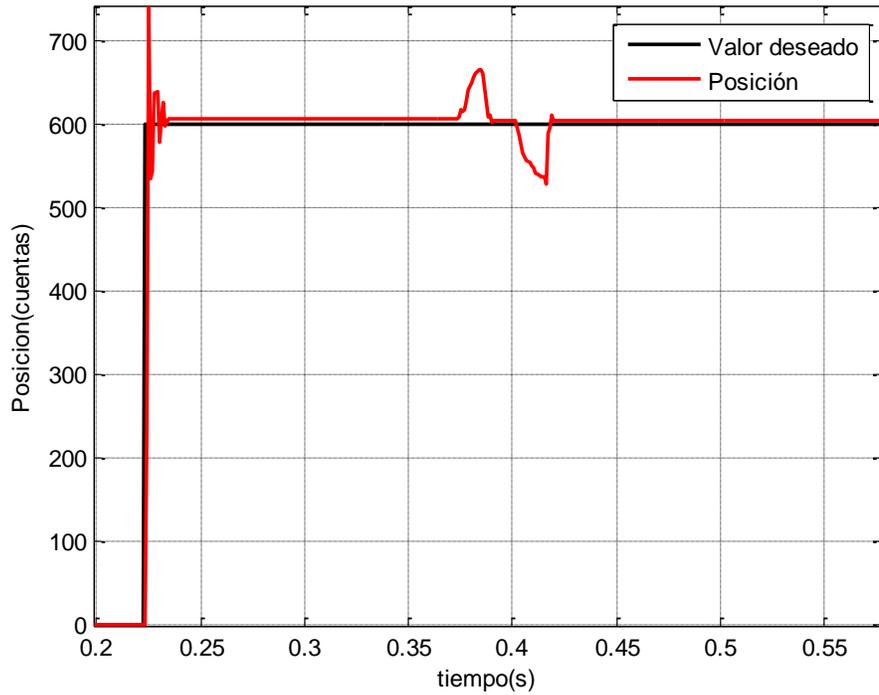


Figura IV.59 Respuesta de posición a una entrada escalón de 600PPR con perturbación en motor de DC.

IV.3.2 Motor BLDC

Aplicando la misma metodología con una entrada escalón de 500PPR al motor BLDC se obtuvieron los siguientes resultados.

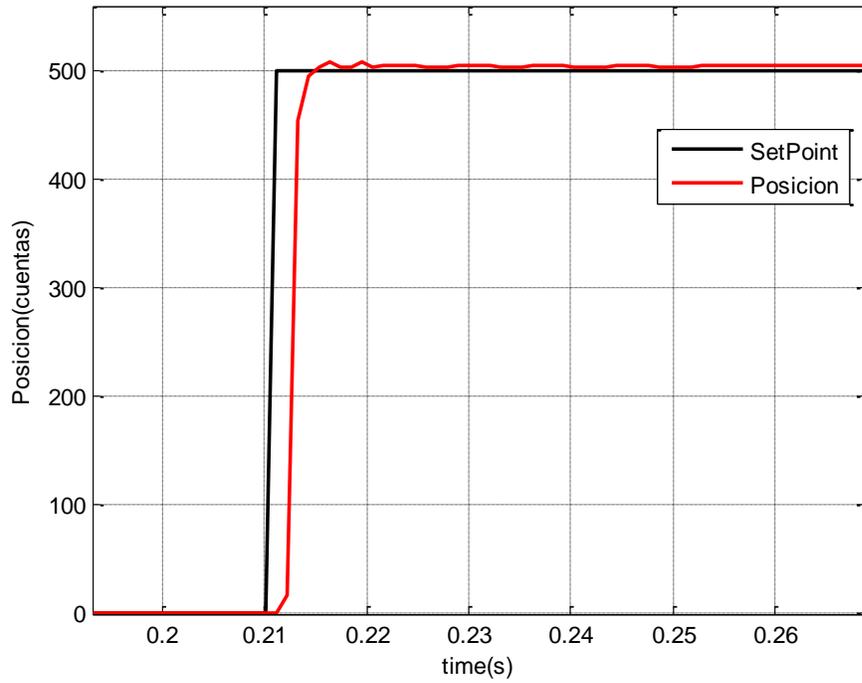


Figura IV.60 Respuesta de posición a una entrada escalón de 500PPR.

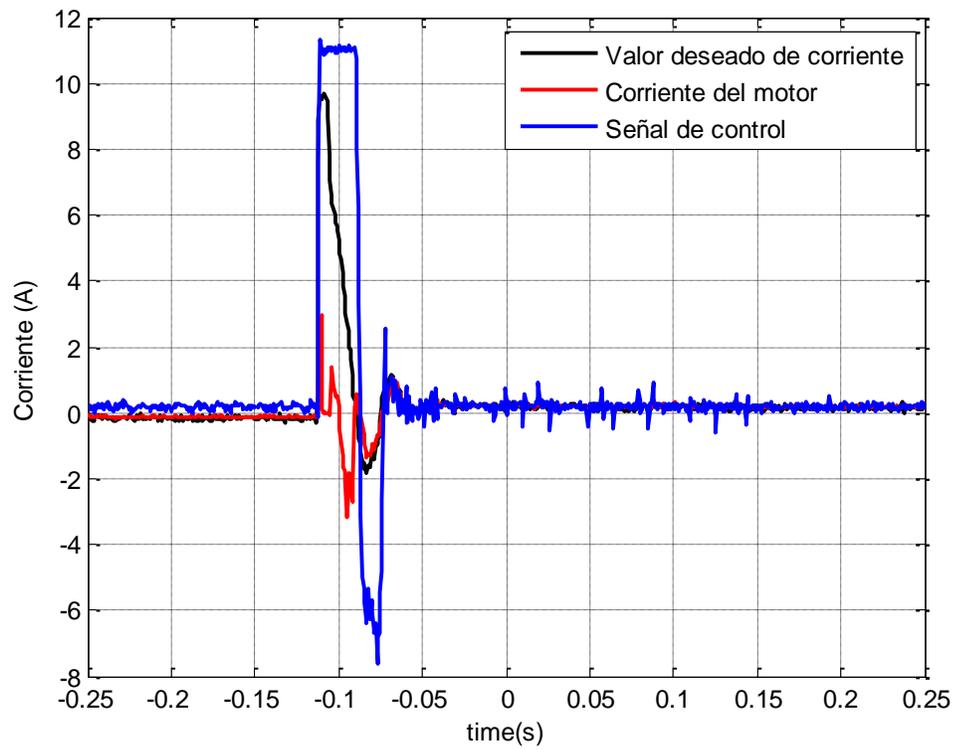


Figura IV.61 Respuesta del lazo de corriente para el control de posición de motor BLDC.

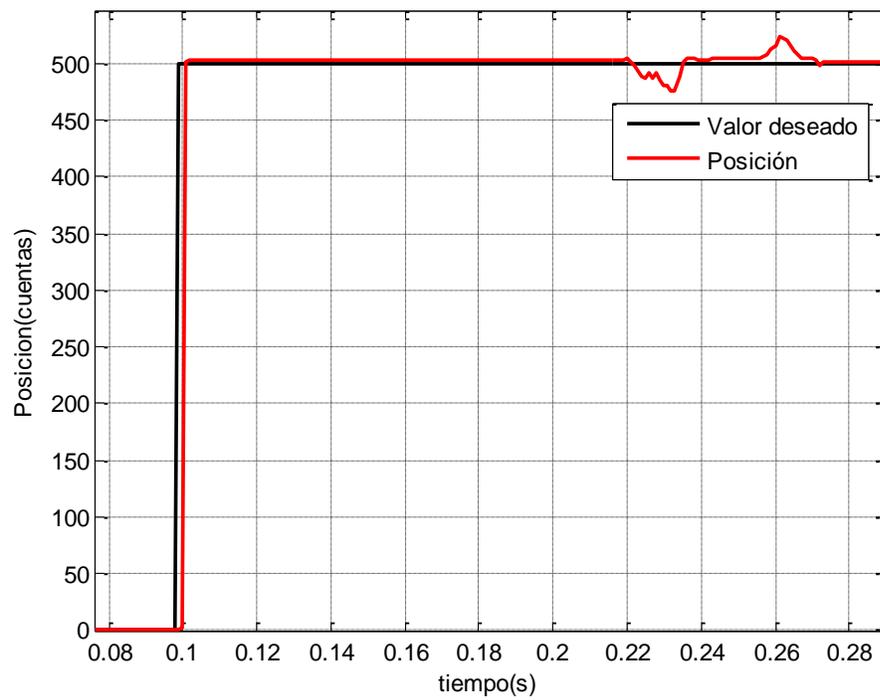


Figura IV.62 Respuesta de posición a una entrada escalón de 500PPR con perturbación en motor BLDC.

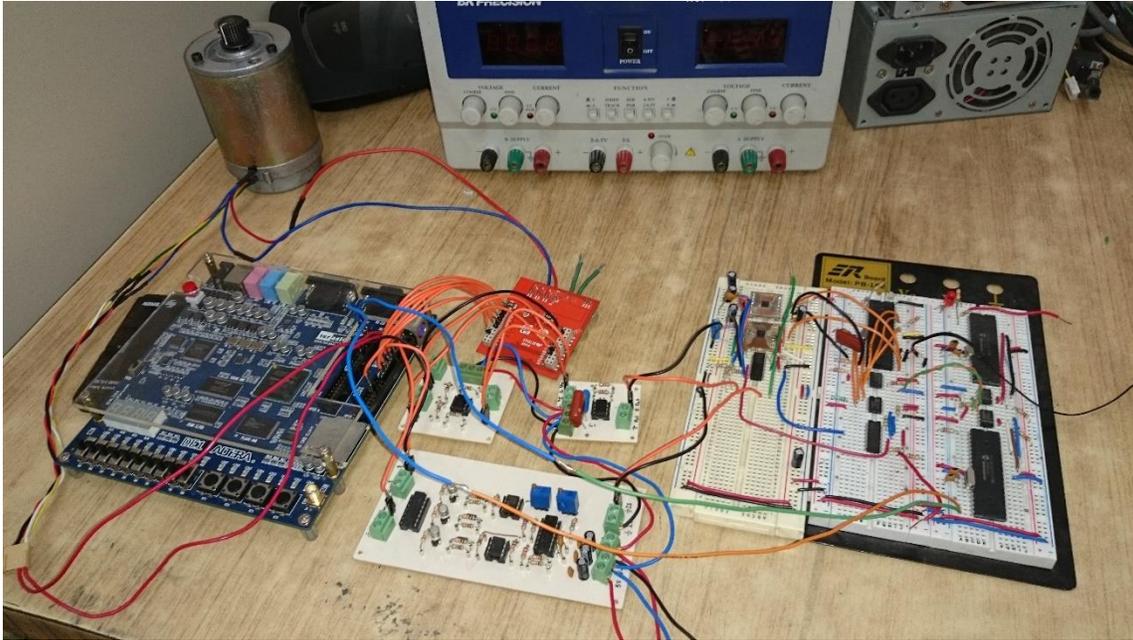


Figura IV.63 Prototipo del servo-controlador analógico-digital.

IV.4 Conclusiones.

Se construyó un servo-controlador analógico-digital para motores de DC y BLDC y se comprobó su funcionamiento al implementar un control de posición para ambos motores. Dicho servo-controlador permite un posicionamiento preciso, estable y de respuesta rápida.

Al implementar el lazo de corriente del servo-controlador de forma analógica-digital utilizando un controlador PI en serie, fue posible sintonizar en línea, lo que permitió obtener señales de respuesta más rápidas y con mayor inmunidad a las perturbaciones que en servo-controladores comerciales. Además, con el filtro utilizado, se obtuvo una menor cantidad de ruido en la señal de corriente que en servo-controladores comerciales.

Fue posible controlar motores de DC y BLDC utilizando un FPGA, generando la correcta conmutación lo que permitió trabajar a frecuencias más altas que en servo-controladores comerciales.

Al utilizarse el puente trifásico de Texas Instruments, se obtuvo una potencia de 250W, que aunque es suficiente para muchas aplicaciones, representa el 50% que la potencia planteada inicialmente.

En el aspecto académico, el presente trabajo abarcó múltiples áreas dentro de la carrera tales como electrónica de potencia en lo que respecta al puente, electrónica analógica en temas de filtros, programación para la interfaz del servo-controlador con la PC, sistemas digitales para manejar los potenciómetros y la interface RS-485 así como control para el PI de corriente y el PID de posición entre otras.

Por otro lado, el servo-controlador descrito puede ser utilizado no sólo en aplicaciones relacionadas al campo académico, sino a la industria, pudiendo tener así una opción de origen nacional para el campo de la industria, lo que a su vez y al estar utilizando dispositivos de fácil acceso y de propósito no específico sus costos de adquisición y mantenimiento son considerablemente más bajos que servo-controladores en el mercado actual.

BIBLIOGRAFÍA

- Acedo J., 2006. “Instrumentación y Control Avanzado de Procesos”.
- Aliane, N. 2010. “A Matlab/Simulink-based interactive module for servo systems learning”. Education, IEEE Transactions on, Vol. 53 No.2, pp 265–271.
- Astrom K. y Wittenmark B., 1997, “Computer Controlled Systems”. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall.
- Al-Mashakbeh A., 2009 “Proportional Integral and Derivative Control of Brushless DC Motor”, ISSN 1450-216X Vol.35 No.2, pp.198-203.
- Bogdan M., W., & J., D. I. (2011). Control and mechatronics. CRC Press. 2da Edición. Cap. 35. pp. 3-7.
- Bolton, J. (s.f.). Mecatrónica. Alfaomega. 2da Edición. Cap. 2. pp. 29-32.
- Bueno E., Hernández J., Rodríguez Á., Girón C., Mateos R., & Cobreces, S., 2009. “A DSP-and FPGA-based industrial control with high-speed communication interfaces for grid converters applied to distributed power generation systems”. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, Vol. 56 No.3, pp 654–669.
- Buso, S., y Mattavelli, P. 2006. “Digital Control in Power Electronics”. Synthesis Lectures on Power Electronics Vol. 1, pp. 1–158.
- Castano, L., & Osorio, G. 2011. “DESIGN OF A FPGA BASED POSITION PI SERVO CONTROLLER FOR A DC MOTOR WITH DRY FRICTION” Perception and Intelligent Control Group Department of Electrical and Electronics Engineering and Computer Science Universidad Nacio, pp 75–80.
- Challapalli R, Gupta U. “Design Of A Position Loop Servo Controller For A BLDC Motor Based Rotary Electro - Mechanical Actuation System”. Tesis de licenciatura. CVR College of Engineering, India.

- Colak, Ilhami., Demirbas, Sevki., Sagiroglu, Seref., Irmak, Erdal. 2011. "A Novel Web-Based Laboratory for DC Motor Experiments". *Computer Applications in Engineering Education*, Vol.19, pp 125-135.
- Coughlin, R., & Driscoll, F. (1993). *Amplificadores operacionales y circuitos integrados lineales*. Prentice-Hall. 1ra Edición. Cap. 8. pp. 209.
- Creus A., "Instrumentación Industrial". Marcombo. 8ª Edición, España 2011.
- Fink, D. and Wayne, B, 2001. "Manual de ingeniería eléctrica". Mc Graw Hill. 13ª Edición. México.
- Irmak, E., Bayindir, R., Colak, I., & Soysal, M. 2009. "A remote laboratory experiment for 4-quadrant control of a DC motor". *Computer Applications in Engineering Education*, Vol. 19 No.4, pp 747–758.
- Isermann R., 1989. "Digital Control Systems", Springer-Verlag.
- Khairurrijal., Abdullah, Mikrajuddin., Budiman, Maman.,2011. "Home-Made PIC 16F877 Microcontroller-Based Temperature control System for Learning Automatic Control". *Computer Applications in Engineering Education*, Vol.19 No.1, pp 10-17.
- Kim, N., Yang, O., & Kim, M., 2007. "BLDC Motor Control Algorithm for Industrial Applications Using a General Purpose Processor", Vol.7 No.2, pp 132–139.
- Levine W., "PID Control, in *The Control Handbook*", Ed. Piscataway, NJ: IEEE Press, 1996, pp. 198–209.
- Malek, Michal., Makys, Pavol., Stulrajter, Marek., 2011. "Feedforward Control of Electrical Drives-Rules And Limits". *Advances in Electrical and Electronic Engineering*. Vol.9 No.1, pp 35-42.
- Mendoza, F. (2012). *Controlador Estándar de Movimiento Multieje con Base en FPGA*. Tesis de maestría. Universidad Autónoma de Querétaro.
- Mentz, J., 2000." Motion Control Theory Needed in the Implementation of Practical Robotic Systems". Tesis de Maestría. Virginia Polytechnic Institute.

- Microsoft (2014), “WinUSB (Winusb.sys)”. Junio 17 obtenido de <http://msdn.microsoft.com/en-us/library/ff540196.aspx>
- Milivojevic, N., Krishnamurthy, M., Gurkaynak, Y., Sathyan, A., Lee, Y.-J., & Emadi, A. (2012). Stability Analysis of FPGA-Based Control of Brushless DC Motors and Generators Using Digital PWM Technique. Vol. 59 No. 1.
- Mirela D, Ioan V, and Petru D, “Efficient Implementation of Sliding Mode Control for BLDC PM Motor using TMS320F28335 Microcontroller”. Proceedings of the 6th European Embedded Design in Education and Research, 2014
- Mussoi, F. L., 2002. “Máquinas eléctricas”, Brasil.
- Nakamura, M., Goto, S., and Kyura, N., 2004. “Mechatronic Servo System Control- Problems in Industries and their Theoretical Solutions”. Springer-Verlag.
- Nolan, D. STMicroelectronics. (2013). Sensorless six step BLDC commutation. http://www.st.com/st-web-ui/static/active/en/resource/technical/document/application_note/DM00072008.pdf
- Osornio, R. 2004. “Diseño y construcción de una tarjeta controladores de 3 ejes”. Tesis de Maestría. Universidad Autónoma de Querétaro.
- Performance Motion Devices, Inc. 2005. PMD Motion Processor Application Notes, (Junio).
- Sabanovic A. “SMC framework in motion control systems”. INTERNATIONAL JOURNAL OF ADAPTIVE CONTROL AND SIGNAL PROCESSING. Vol 21, pp 731–744.
- Sathyan, A., Milivojevic, N., Lee, Y.-J., Krishnamurthy, M., & Emadi, A. (Agosto de 2009). An FPGA-Based Novel Digital PWM Control. IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, Vol. 56 No. 8.
- Sonoli, S., & Raju, K. (Octubre de 2010). Implementation of FPGA based PID Controller for DC Motor Speed Control System. Proceedings of the World Congress on Engineering and Computer Science. Vol. II.
- Starr G., “Introduction to Applied Digital Control”, 2nd Edition, 2006.

- Tan Y., Hu J., Chang J. & Tan H. “Adaptive Integral Backstepping Motion Control and Experiment Implementation”. Industry Applications Conference, 2000, Vol. 2 pp 1081-1088.
- Texas Instruments (2014), “Active Filter Design Application”, Agosto 22 obtenido de <http://www.ti.com/tool/filterpro>
- V. M. Hernández Guzmán, R. Silva Ortigoze y R. V. Carrillo Serrano, “Control Automático: Teoría de Diseño, Construcción de Prototipos, Modelado, Identificación y Pruebas Experimentales”. Colección CIDETEC del Instituto Politécnico Nacional. México, DF, México, 2013.
- Xia, C., Li, Z., & Shi, T. 2009. “A control strategy for four-switch three-phase brushless DC motor using single current sensor”. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, Vol.56 No.6, pp 2058–2066.
- Yedamale P. Microchip. (2005). “AN885 Brushless DC (BLDC) Motor Fundamentals”, Microchip.
- Yokote, H., & Watanabe, K. 1990. “A hybrid digital and analog controller for DC and brushless servomotors”. Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on, Vol.39 No.1, pp 259–263.
- Zain-ul-Abdin, Bertil Svensson. 2008. Evolution in architectures and programming methodologies of coarse-grained reconfigurable computing. Microprocessors and Microsystems. 33 (2009), pp. 161-178.
- Zhen, Y. Microchip. (2011). Current Sensing Circuit Concepts and Fundamentals. <http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/01332B.pdf>
- Ziegler J. and Nichols N. 1942, “Optimum settings for automatic controllers, Trans. ASME, vol. 64, pp. 759–768.

ANEXO 1

Los códigos descritos cuentan con diferentes arquitecturas para una misma entidad, aquí se anexan todos ellos.

```
-----  
--Por: Moisés García y Rodrigo Estrella   Fecha: 4/18/2014  
--E-mail: moises.garcia16@gmail.com       Rev 1.0  
--Descripción: Flip-flop con reset asíncrono  
-----
```

```
library IEEE;  
use IEEE.STD_LOGIC_1164.all;  
entity flip_flop_r is      --Entity Flip-flop  
    port(  
        CLK: in std_logic; -- Entrada de datos  
        RST: in std_logic; -- Reloj  
        D  : in std_logic;  -- Reset  
        Q  : out std_logic  -- Salida  
    );  
end flip_flop_r;
```

```
-----  
architecture Comportamiento of flip_flop_r is  
begin  
    process(CLK,RST)  
    begin  
        if (RST = '0') then      -- Reset negado  
            Q <= '0';  
        elsif (CLK' event and CLK = '1') then  
            Q <= D;  
        end if;  
    end process;  
end Comportamiento;
```

ANEXO 2

```
-----
--Por: Moisés García y Rodrigo Estrella   Fecha: 4/18/2014
--E-mail: moises.garcia16@gmail.com       Rev 1.0
--Descripción: JK Flip-flop con reset asíncrono
-----
```

```
library IEEE;
use IEEE.STD_LOGIC_1164.all;
entity JK_Flip_flop is
    port(
        CLK: in std_logic;
        RST: in std_logic;
        J   : in std_logic;
        K   : in std_logic;
        Q   : out std_logic
    );
end JK_Flip_flop;
-----
architecture Comportamiento of JK_Flip_flop is

    signal Qtemp : std_logic := '0';

begin
    Q <= Qtemp;
    process(CLK,RST,J,K)
    begin
        if (RST = '0') then           -- Reset negado
            Qtemp <= '0';
        elsif (CLK' event and CLK = '1') then
            if (J = '0' and K = '0') then
                Qtemp <= Qtemp;
            elsif (J = '0' and K = '1') then
                Qtemp <= '0';
            elsif (J = '1' and K = '0') then
                Qtemp <= '1';
            elsif (J = '1' and K = '1') then
                Qtemp <= not Qtemp;
            end if;
        end if;
    end process;
end Comportamiento;
```

ANEXO 3

```

-----
--Por: Moisés García y Rodrigo Estrella   Fecha: 4/18/2014
--E-mail: moises.garcia16@gmail.com       Rev 1.0
--Descripción: Filtro digital
-----

library IEEE;
use IEEE.STD_LOGIC_1164.all;

entity Filtro is          --Entidad principal
    port(
        CLK   : in std_logic;  --Señal de reloj
        RST   : in std_logic;  --Señal de reinicio
        input  : in std_logic;  --Entrada
        output : out std_logic --Salida
    );
end Filtro;

-----

architecture elementos of Filtro is

    component flip_flop_r is      --Flip-flop síncrono con reset
        port(
            CLK: in std_logic;    -- Entrada de datos
            RST: in std_logic;    -- Reloj
            D  : in std_logic;    -- Reset
            Q  : out std_logic    -- Salida
        );
    end component;

    component JK_Flip_flop is    --Flip-flop JK con reset
        port(
            CLK: in std_logic;    -- Reloj
            RST: in std_logic;    -- Reset
            J   : in std_logic;    --Entrada 1
            K   : in std_logic;    --Entrada 2
            Q   : out std_logic    --Salida
        );
    end component;

    signal Q1, Q2, Q3, Q4, OP1, OP2 : std_logic;  --Señales de nodos internos
begin

    FF1 : flip_flop_r port map(CLK, RST, input, Q1);
    FF2 : flip_flop_r port map(CLK, RST, Q1, Q2);
    FF3 : flip_flop_r port map(CLK, RST, Q2, Q3);
    FF4 : flip_flop_r port map(CLK, RST, Q3, Q4);
    OP1 <= Q2 and Q3 and Q4;
    OP2 <= (not Q2) and (not Q3) and (not Q4);
    FFJK1: JK_Flip_flop port map(CLK, RST, OP1, OP2, output);
end elementos;

```

ANEXO 4

```
-----  
--Por: Moisés García y Rodrigo Estrella   Fecha: 4/12/2014  
--E-mail: moises.garcia16@gmail.com       Rev 1.0  
--Descripción: DC Commutation  
-----
```

```
library IEEE;  
use IEEE.STD_LOGIC_1164.all;
```

```
entity DC_Conmutacion is  
  port(  
    EN   : in std_logic;           -- Habilitación  
    DIR  : in std_logic;           -- Dirección  
    PWM  : in std_logic;           -- Señal PWM  
    M1   : out std_logic;          -- MOSFET 1  
    M2   : out std_logic;          -- MOSFET 2  
    M3   : out std_logic;          -- MOSFET 3  
    M4   : out std_logic;          -- MOSFET 4  
    M5   : out std_logic;          -- MOSFET 5  
    M6   : out std_logic;          -- MOSFET 6  
  );  
end DC_Conmutacion;
```

```
-----  
architecture ecuaciones of DC_Conmutacion is  
begin  
  M1 <= EN and ((DIR and (not PWM)) or ((not DIR) and PWM));  
  M2 <= EN and DIR;  
  M3 <= '0';  
  M4 <= EN and ((DIR and PWM) or ((not DIR) and (not PWM)));  
  M5 <= EN and (not DIR);  
  M6 <= '0';  
end;
```

ANEXO 5

```
-----
--Por: Moisés García y Rodrigo Estrella   Fecha: 4/12/2014
--E-mail: moises.garcia16@gmail.com       Rev 1.0
--Descripción: Conmutación brushless
-----
```

```
library IEEE;
use IEEE.STD_LOGIC_1164.all;
```

```
entity Brushless_Conmutacion is
  port(
    EN      : in std_logic;      -- Habilitación
    DIR     : in std_logic;      -- Dirección
    PWM     : in std_logic;      -- Señal PWM
    H1      : in std_logic;      -- Sensor Hall 1
    H2      : in std_logic;      -- Sensor Hall 2
    H3      : in std_logic;      -- Sensor Hall 3
    Q1      : out std_logic;     -- MOSFET 1
    Q2      : out std_logic;     -- MOSFET 2
    Q3      : out std_logic;     -- MOSFET 3
    Q4      : out std_logic;     -- MOSFET 4
    Q5      : out std_logic;     -- MOSFET 5
    Q6      : out std_logic;     -- MOSFET 6
  );
end Brushless_Conmutacion;
```

```
-----
architecture ecuaciones of Brushless_Conmutacion is
begin
  Q1 <= (EN and PWM and (not DIR) and (((not H1) and (not H2) and H3) or ((not H1) and H2 and H3))) or (EN and PWM and DIR and ((H1 and (not H2) and (not H3)) or (H1 and H2 and (not H3))));

  Q2 <= (EN and PWM and (not DIR) and ((H1 and (not H2) and (not H3)) or (H1 and (not H2) and H3))) or (EN and PWM and DIR and (((not H1) and H2 and (not H3)) or ((not H1) and H2 and H3)));

  Q3 <= (EN and PWM and (not DIR) and (((not H1) and H2 and (not H3)) or (H1 and H2 and (not H3)))) or (EN and PWM and DIR and (((not H1) and (not H2) and H3) or (H1 and (not H2) and H3)));

  Q4 <= (EN and PWM and (not DIR) and ((H1 and (not H2) and (not H3)) or (H1 and H2 and (not H3)))) or (EN and PWM and DIR and (((not H1) and (not H2) and H3) or ((not H1) and H2 and H3)));

  Q5 <= (EN and PWM and (not DIR) and (((not H1) and H2 and (not H3)) or ((not H1) and H2 and H3))) or (EN and PWM and DIR and ((H1 and (not H2) and (not H3)) or (H1 and (not H2) and H3)));

  Q6 <= (EN and PWM and (not DIR) and (((not H1) and (not H2) and H3) or (H1 and (not H2) and H3))) or (EN and PWM and DIR and (((not H1) and H2 and (not H3)) or (H1 and H2 and (not H3))));
end;
```

ANEXO 6

```
-----
--Por: Moisés García y Rodrigo Estrella   Fecha: 4/26/2014
--E-mail: moises.garcia16@gmail.com       Rev 1.0
--Descripción: Entidad principal
-----
```

```
library IEEE; use IEEE.STD_LOGIC_1164.all;
entity Unidad is
    --Entidad principal
    port(
        CLK           : in std_logic;  --Señal de reloj
        RST           : in std_logic;  --Señal de reinicio
        HABILITAR     : in std_logic;  --Habilitar unidad
        MODO_DC_BLDC : in std_logic;  --Selección de modo
        DIRECCION     : in std_logic;  --Señal de dirección
        PWM           : in std_logic;  --PWM
        CANAL_A       : in std_logic;  --Señal de encoder canal A
        CANAL_B       : in std_logic;  --Señal de encoder canal B
        HALL_1        : in std_logic;  --Sensor Hall 1
        HALL_2        : in std_logic;  --Sensor Hall 2
        HALL_3        : in std_logic;  --Sensor Hall 3
        CW            : out std_logic;  -- Decodificación en hacia adelante
        CCW           : out std_logic;  -- Decodificación en sentido inverso
        MOSFET_1      : out std_logic;  --Señal de activación para MOSFET 1
        MOSFET_2      : out std_logic;  --Señal de activación para MOSFET 2
        MOSFET_3      : out std_logic;  --Señal de activación para MOSFET 3
        MOSFET_4      : out std_logic;  --Señal de activación para MOSFET 4
        MOSFET_5      : out std_logic;  --Señal de activación para MOSFET 5
        MOSFET_6      : out std_logic;  --Señal de activación para MOSFET 6
    );
end Unidad;
```

```
-----
architecture Bloques of Unidad is
```

```
component flip_flop_r is
    -- Bloque flip-flop
    port(
        CLK: in std_logic;  -- Entrada de datos
        RST: in std_logic;  -- Reloj
        D  : in std_logic;  -- Reset
        Q  : out std_logic  -- Salida
    );
end component;
```

```
component Filtro is
    -- Bloque filtro
    port(
        CLK  : in std_logic;  --Señal de reloj
        RST  : in std_logic;  --Señal de reinicio
        input : in std_logic;  --Entrada
        output : out std_logic --Salida
    );
end component;
```

```

component DC_Conmutacion is          -- Bloque conmutación DC
port(
  EN   : in std_logic;              -- Habilitación
  DIR  : in std_logic;              -- Dirección
  PWM  : in std_logic;              -- Señal PWM
  M1   : out std_logic;             -- MOSFET 1
  M2   : out std_logic;             -- MOSFET 2
  M3   : out std_logic;             -- MOSFET 3
  M4   : out std_logic;             -- MOSFET 4
  M5   : out std_logic;             -- MOSFET 5
  M6   : out std_logic;             -- MOSFET 6
);
end component;

component Brushless_Conmutacion is  -- Bloque conmutación brushless
port(
  EN : in std_logic;
  DIR: in std_logic;
  PWM: in std_logic;
  H1 : in std_logic;
  H2 : in std_logic;
  H3 : in std_logic;
  Q1 : out std_logic;
  Q2 : out std_logic;
  Q3 : out std_logic;
  Q4 : out std_logic;
  Q5 : out std_logic;
  Q6 : out std_logic
);
end component;

signal s_habilitar, s_modos, s_direccion, s_PWM, s_habilitar1, s_habilitar2, s_hall1, s_hall2, s_hall3,
M1_DC, M2_DC, M3_DC, M4_DC, M5_DC, M6_DC, M1_BLDC, M2_BLDC, M3_BLDC,
M4_BLDC, M5_BLDC, M6_BLDC, CANAL_FA, CANAL_FB : std_logic; --Señales de nodos internos

begin
  FF1      : flip_flop_r      port map(CLK, RST, HABILITAR, s_habilitar);
  FF2      : flip_flop_r      port map(CLK, RST, MODO_DC_BLDC, s_modos);
  FF3      : flip_flop_r      port map(CLK, RST, DIRECCION, s_direccion);
  FF4      : flip_flop_r      port map(CLK, RST, PWM, s_PWM);
  FF5      : flip_flop_r      port map(CANAL_FA, CANAL_FB, CANAL_FB, CW);
  FF6      : flip_flop_r      port map(CANAL_FB, CANAL_FA, CANAL_FA, CCW);
  Filtro1  : Filtro           port map(CLK, RST, HALL_1, s_hall1);
  Filtro2  : Filtro           port map(CLK, RST, HALL_2, s_hall2);
  Filtro3  : Filtro           port map(CLK, RST, HALL_3, s_hall3);
  Filtro4  : Filtro           port map(CLK, RST, CANAL_A, CANAL_FA);
  Filtro5  : Filtro           port map(CLK, RST, CANAL_B, CANAL_FB);

  s_habilitar1 <= s_habilitar and (not s_modos);
  s_habilitar2 <= s_habilitar and s_modos;

```

```
U_dc_conmutacion : DC_Conmutacion    port map(s_habilitar1, s_direccion, s_PWM, M1_DC, M2
_DC, M3_DC, M4_DC, M5_DC, M6_DC);
```

```
U_b_conmutacion : Brushless_Conmutacion port map(s_habilitar2, s_direccion, s_PWM, s_hall1,
s_hall2, s_hall3, M1_BLDC, M2_BLDC, M3_BLDC, M4_BLDC, M5_BLDC, M6_BLDC);
```

```
MOSFET_1 <= M1_DC or M1_BLDC;
MOSFET_2 <= M2_DC or M2_BLDC;
MOSFET_3 <= M3_DC or M3_BLDC;
MOSFET_4 <= M4_DC or M4_BLDC;
MOSFET_5 <= M5_DC or M5_BLDC;
MOSFET_6 <= M6_DC or M6_BLDC;
end Bloques;
```