



BENEMÉRITA UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE PUEBLA

FACULTAD DE CIENCIAS DE LA ELECTRÓNICA

MAESTRÍA EN CIENCIAS DE LA ELECTRÓNICA,
OPCIÓN EN AUTOMATIZACIÓN

**DESARROLLO DE UN CONTROL DIRECTO DE PAR
PARA UN MOTOR DE IMANES PERMANENTES TIPO
BRUSHLESS**

T E S I S

PRESENTADA PARA OBTENER EL TÍTULO DE:
MAESTRO EN CIENCIAS DE LA ELECTRÓNICA,
OPCIÓN EN AUTOMATIZACIÓN

PRESENTA

ING. VÍCTOR MANUEL LEYVA OSORIO*

DIRECTORES DE TESIS

DR. SERGIO VERGARA LIMON (FCE-BUAP)

**DRA. MARÍA AURORA DIOZCORA VARGAS TREVIÑO
(FCE-BUAP)**

**DR. CARLOS LEOPOLDO CARREÓN DÍAZ DE LEÓN
(FCC-BUAP)**

Puebla, Puebla, Agosto 2025.

*Becario SECIHTI

BUAP[®]

Agradecimientos

Primero que nada, le agradezco a Dios por brindarme la oportunidad de llegar a los lugares correctos con las personas correctas, por llenarme de fuerza para seguir en los momentos difíciles y por rodearme de personas tan valiosas para mi desarrollo personal y profesional. A las personas más importantes en mi vida, mis padres; Laura Gabriela y Víctor Manuel, y mi hermana Gabriela, por su amor y apoyo incondicional durante todo el camino que ha sido la maestría, por ser mi mayor motivación y admiración para superarme y llegar a cumplir con mis objetivos. Cada logro que alcanzo es también reflejo del apoyo, los sacrificios y la fe que siempre depositaron en mí. Esta tesis no habría sido posible sin su presencia constante, sus palabras de aliento y su confianza en mi camino.

A mis asesores de Tesis; Dr. Sergio Vergara Limon, Dra. M. Aurora D. Vargas Treviño y Dr. Carlos L. Carreón Díaz de León por su invaluable guía, paciencia y compromiso para poder llegar a la conclusión exitosa de los objetivos, por todo el tiempo que dedicaron a revisar cada parte del proyecto, así como sus consejos que no solo enriquecieron esta investigación, sino también mi formación profesional.

A mis compañeros y amigos de la maestría, gracias por todos los momentos compartidos, por brindarme su amistad en los momentos de alegría y los de tristeza, sus palabras de ánimo, han hecho de esta etapa una gran experiencia.

A todos los profesores que formaron parte de mi camino en la maestría, por compartir sus conocimientos y brindarme las herramientas necesarias para continuar con mi desarrollo académico. Al coordinador de la maestría, Dr. José Eligio Moisés por su gran compromiso con los alumnos para motivarnos y apoyarnos durante este camino.

A mi comité tutorial, Dra. María Monserrat Morín Castillo, Dr. Jesús Ricardo López Gutiérrez y Dr. Alexandre Zemliak, por las observaciones y comentarios que contribuyeron en el desarrollo y culminación de este proyecto.

A la Benemérita Universidad Autónoma de Puebla por hacer posible el ingreso a programas de posgrado de alta calidad y en especial a la Facultad de Ciencias de la Electrónica por permitir la formación de estudiantes desde los grados de licenciatura y posgrado con excelente desempeño académico y que se sienten orgullosos de pertenecer a esta institución.

Finalmente, agradecer al SECIHTI por el apoyo brindado al programa MCEA para que los estudiantes podamos adquirir y generar conocimientos muy valiosos para el desarrollo del país.

DEDICATORIA

*Dedico este trabajo a Dios y a mi Familia,
quienes siempre me apoyaron incondicionalmente.*

Resumen

El siguiente trabajo presenta el desarrollo de la metodología de control directo de par (DTC) en un motor de imanes permanentes tipo brushless, abordando tanto el diseño del algoritmo de control como la integración de la instrumentación electrónica en un entorno de FPGA. La investigación parte de la necesidad de implementar un control de torque robusto, preciso y de alta velocidad de respuesta, capaz de satisfacer tanto exigencias industriales como de laboratorio en el manejo de maquinaria eléctrica.

El control de torque se fundamenta en el modelo matemático del motor brushless, considerando tanto parámetros eléctricos como dinámica mecánica, llegando a la relación que existe del torque que produce el motor y los parámetros a controlar. Ese modelo proporciona una base teórica bastante utilizada dentro de la literatura, con la cual se busca la instrumentación experimental del control.

En el ámbito electrónico, se implementó una plataforma de control embebido en una FPGA que trabaja bajo Linux, integrando tanto el procesamiento en paralelo de las variables de control como la generación de las señales PWM en tiempo real. Además, el diseño incluye la utilización de dispositivos de adquisición, como encoders y sensores de corriente, así como módulos de potencia destinados a la conmutación de las fases del motor. Esto proporciona una actualización constante de las variables críticas, aumentando así tanto la resolución como la velocidad de actuación del control.

El algoritmo de control de par, implementado en la FPGA, controla directamente el flujo de estator y el par eléctrico sin necesitar de regulador de corrientes, logrando así una dinámica más rápida y una estructura más simple en comparación con métodos de control más tradicionales.

De esta forma, el procedimiento desarrollado proporciona una solución robusta, de bajo retardo y alta estabilidad, adecuada tanto para el laboratorio como para entornos industriales exigentes. Finalmente, la validación experimental confirmó tanto el correcto funcionamiento de la metodología de control como la integración de la instrumentación eléctrica y de procesamiento en la FPGA, estableciendo así una base metodológica replicable para futuros trabajos en el área de control.

Índice general

Resumen	4
Introducción	11
Objetivos	19
1 Descripción del Motor	21
1.1 Diagrama general de control	22
1.2 Descripción de los bloques	23
2 Sistema mecánico	28
2.1 Mecánica del motor	29
2.2 Conclusiones	32
3 Modelo matemático y control para un Motor de Imanes Permanentes	
Tipo Brushless	33
3.1 Modelo matemático del motor	33
3.1.1 Transformación de Park	35
3.2 Control Directo de Par (Direct Torque Control)	40
3.2.1 Principio de funcionamiento del Control Directo de Par	41
3.2.2 Etapa de potencia	43
3.2.3 Transformación del sistema abc al sistema dqz	44
3.2.4 Estimaciones de las variables de Flujo, Torque y ángulo	45
3.2.5 Cálculo del sector	46
3.2.6 Controladores del flujo y del par	47
3.2.7 Lógica por Tabla de conmutación	49
3.2.8 Lógica por Modulación por Vector Espacial (SVPWM)	51
3.3 Simulación de la metodología de Control Directo de Par	53
3.3.1 Resultados de la simulación	53
3.4 Conclusiones	58

4	Electrónica del sistema	61
4.1	Procesamiento de las señales adquiridas	62
4.1.1	Encoder incremental	62
4.1.2	Sensor de corriente	64
4.1.3	Convertidor Analógico-Digital LTC2308	68
4.2	Filtro Pasabajas	68
4.3	Etapa de potencia	70
4.3.1	Inversor trifásico	70
4.4	Puertos a usar para el lazo de control	74
4.5	Conclusiones	76
5	Firmware de control	77
5.1	Tarjeta de desarrollo	78
5.2	CPU	78
5.3	Decoder	79
5.4	Salida de PWM	83
5.5	Efecto de muestreo	84
5.6	Filtro Pasa-bajas	87
5.7	Método MT para la eliminación del error de cuantificación	88
5.8	Distribución Normal o Gaussiana	89
5.9	Conclusiones	90
6	Software de control	91
6.1	Lenguaje de Programación en C	91
6.2	Configuración de programación del FPGA	91
6.3	Desarrollo del software de control	97
6.4	Conclusiones	102
7	Resultados experimentales	103
7.1	Implementación mediante la Tabla de conmutación	104
7.2	Implementación mediante PWM del espacio vectorial	108
7.3	Curva de comportamiento del controlador sin compensación	112
7.4	Curva de comportamiento del controlador con compensación	114
7.5	Control de posición	118
7.5.1	Ley de control mediante Tangente Hiperbólica	118
7.6	Conclusiones	123
8	Conclusiones generales	124
	Bibliografía	125

Índice de figuras

1	Clasificación de los motores eléctricos.	11
2	Clasificación de las técnicas de control.	13
3	Robot industrial articular con motor PMSM [16].	15
4	Aplicación de un motor PMSM en un vehículo eléctrico. (a)Estructura de un motor PMSM de un BMW iX3 [24].(b) Motor PMSM en rueda de tracción [25].(c) Vehículo eléctrico BMW iX3 [24].	17
5	Estructura de un scooter autobalanceado.(a) Rueda con motor eléctrico [26]. (b) Scooter de una rueda con motor eléctrico [27].	17
1.1	Estructura del motor trifásico tipo Brushless a utilizar.	21
1.2	Diagrama a bloques general del sistema embebido a usar para el control del motor trifásico de imanes permanentes tipo brushless.	22
1.3	Estructura de un Motor de imanes permanentes tipo brushless [28]. (a) Estructura con un par de imanes permanentes. (b) Estructura con siete pares de imanes permanentes.	24
1.4	Representación de los imanes que se forman al conmutar los devanados del estator [8].	25
1.5	Secuencia del giro del rotor en sentido horario [8].(a,c,e) Polarización. (b,d,f) Giro del motor.	25
2.1	Motor de imanes permanentes tipo brushless [8]. (a)Base que integra al rotor. (b) Estator conformado por las bobinas en configuración estrella. . .	28
2.2	Base integrada del motor con el mecanismo de extracción del estator [8]. . .	29
2.3	Ensamble del rotor con el estator nor permite conformar el motor trifásico de imanes permanentes tipo Brushless [8]. (a) Distribución y polaridades de los imanes permanentes del rotor. (b) Ensamble del rotor y el estator del motor con su respectivo eje.	29
2.4	Dimensiones de la chumacera de pared [8].	30
2.5	Dimensiones del rodamiento lineal para los soportes del estator [8].	30
2.6	Integración de los elementos de rodamiento del rotor [8].	31
2.7	Diseño de la base para el encoder incremental acoplado al eje del rotor. . .	32
2.8	Diseño de la base para el encoder incremental acoplado al eje del rotor. . .	32

3.1	Circuito eléctrico equivalente del motor trifásico de imanes permanentes.	33
3.2	Marco de referencia abc a dq en dos dimensiones [28].	36
3.3	Diagrama a bloques del método DTC.	40
3.4	Distribución de los sectores.	41
3.5	Ejemplo de control del flujo en un sector [33].	42
3.6	Diagrama a bloques correspondiente a la etapa del inversor.	43
3.7	Diagrama del inversor trifásico.	43
3.8	Diagrama a bloques correspondiente a la etapa de transformacion.	44
3.9	Diagrama a bloques correspondiente a la etapa de los estimadores.	45
3.10	Diagrama a bloques correspondiente a la etapa del cálculo del sector.	46
3.11	Diagrama a bloques correspondiente a la etapa del inversor.	47
3.12	Diagrama a bloques correspondiente a la etapa del inversor.	49
3.13	Diagrama de tiempo del SVPWM.	52
3.14	Resultados del torque T_e obtenido a un valor de torque deseado de tipo escalón.	54
3.15	Resultados del torque T_e obtenido a un valor de torque deseado de tipo escalón con la modificación de la simulación.	54
3.16	Resultados del torque T_e obtenido a un valor de torque deseado de tipo escalón.	55
3.17	Respuesta obtenida al cambio del valor deseado.	56
3.18	Error obtenido en el torque.	56
3.19	Trayectoria del flujo del estator.	57
3.20	Detección del sector donde se incide el vector de flujo.	58
3.21	Señal deseada de tipo sinusoidal para el control del motor.	59
3.22	Respuesta obtenida del torque del motor a una señal deseada de tipo sinusoidal.	59
4.1	Sistema de control general.	61
4.2	Encoder incremental a implementar E6B2-CWZ6C. (a) Dispositivo físico [38]. (b) Terminales de uso [38].	62
4.3	Circuito de acondicionamiento de la señal A y B.	63
4.4	Acondicionamiento de la señal del encoder incremental. (a) Señal de 5V del encoder. (b) Señal después del acondicionamiento.	64
4.5	Sensor de corriente ACS712 [39].	65
4.6	Circuito a seguir para la caracterización de los sensores ACS712.	66
4.7	Gráfico del comportamiento del sensor 1.	66
4.8	Gráfico del comportamiento del sensor 2.	67
4.9	Filtro Pasabajas.	68
4.10	Circuito implementado para el filtro pasa bajas.	69
4.11	Actualización del inversor trifásico correspondiente a la etapa de potencia del lazo de control.	72

4.12	Descripción de los puertos a usar de la tarjeta FPGA DE1-SoC.	75
4.13	Actualización de la electrónica. (a) Conexión de los cables necesarios.(b) circuitos de baja y alta potencia.	75
4.14	Estructura final de la electrónica.	76
5.1	Diagrama a bloques general de la arquitectura del FPGA empleado [29].	77
5.2	Tarjeta de desarrollo DE1-SoC [30].	78
5.3	Bloques de Firmware desarrollados dentro del microprocesador de lógica programable del FPGA.	79
5.4	Discos para la generación de las señales A y B [30].	80
5.5	Señales A y B del encoder.	80
5.6	Diagrama de tiempos para la señal de reloj.	81
5.7	Circuito para la generación de la señal de reloj.	82
5.8	Diagrama de estados del decoder.	82
5.9	Diagrama de comunicación del ADC con el FPGA.	83
5.10	Diagrama de comunicación del ADC con el FPGA.	83
5.11	Pulso unitario Delta de Dirac.	84
5.12	Proceso de muestreo de una señal $f(t)$ multiplicada por $Comb(t)$ y obteniendo $f_m(t)$	85
5.13	Representación del proceso de transformada de Fourier.	85
5.14	Casos en los que la frecuencia de muestreo es menor a 2 veces el ancho de banda ,a), igual a 2 veces el ancho de banda, b), y mayor al ancho de banda ,c).	86
5.15	Proceso de filtrado para los espectros no deseados.	87
5.16	Método MT para la obtención de la información en la cuantificación [40].	88
5.17	Gráfica de la curva de Distribución Normal.	90
6.1	Ventana de configuración para la comunicación serial con el FPGA mediante PuTTY.	92
6.2	Ventana de configuración para acceder al sistema operativo de la tarjeta.	93
6.3	Ventana para la configuración de los archivos editables.	94
6.4	Ventana de configuración para la comunicación por Ethernet.	95
6.5	FPGA sin el firmware cargado.	96
6.6	FPGA con el firmware cargado.	96
6.7	Ventana de ejecución del código en PuTTY.	96
6.8	Algoritmo del Control Directo de Par.	97
6.9	Diagrama de flujo de la adquisición de los valores en el FPGA.	98
6.10	Diagrama de flujo de de la selección del sector.	99
6.11	Diagrama de flujo de los controladores por histéresis.	100
6.12	Diagrama de flujo de la tabla de conmutación óptima.	101
6.13	Diagrama de flujo del SVPWM.	102

7.1	Señales de voltaje del método clásico.	104
7.2	Gráfica del torque obtenido al implementar la tabla de conmutación.	105
7.3	Gráfica del torque obtenido al implementar la tabla de conmutación.	105
7.4	Gráfica de la distribución normal del valor de torque deseado para 0.2 N.m.	106
7.5	Gráfica de la distribución normal del valor de torque deseado para 0.4 N.m.	106
7.6	Gráfica de la trayectoria del flujo del estator.	107
7.7	Gráfica de la trayectoria del flujo del estator.	107
7.8	Control Directo de Par. (a) Señal PWM para el movimiento del motor.(b) Forma de onda que llega al motor.	108
7.9	Gráfica del torque producido por el motor a diferentes cambios.	109
7.10	Gráfica de la distribución del torque obtenido sin filtro.	109
7.11	Gráfica de la trayectoria del flujo del estator.	110
7.12	Gráfica del torque producido a un valor de 1 N.m.	110
7.13	Gráfica de la distribución del torque obtenido con filtro.	111
7.14	Gráfica de la trayectoria del flujo del estator.	111
7.15	Gráfica de los valores de torque obtenidos en la primer implementación.	112
7.16	Gráfica del sector positivo de los valores de torque sin compensación.	113
7.17	Gráfica del sector negativo de los valores de torque sin compensación.	113
7.18	Gráfica de los valores de torque obtenidos al compensar el valor de torque deseado.	115
7.19	Gráfica del sector positivo de los valores de torque con compensación.	116
7.20	Gráfica del sector negativo de los valores de torque con compensación.	116
7.21	Diagrama a bloques general para implementar un control adicional al driver.	118
7.22	Lazo cerrado de control de posición.	119
7.23	Gráfica del comportamiento del control.	120
7.24	Gráfica del error obtenido.	121
7.25	Gráfica del velocidad obtenida.	122
7.26	Gráfica del torque estimado.	122

Introducción

A principios del siglo XIX, las máquinas eléctricas tuvieron un papel fundamental en diversos campos de innovación para el desarrollo humano, esto gracias a los descubrimientos de la inducción magnética y principios básicos de electromagnetismo aportados por Faraday, Oersted, Henry, Lenz, Barlow y Maxwell [1].

Las máquinas eléctricas hacen uso del campo magnético como medio de acoplamiento para la conversión de energía. Por muchos años, los motores de corriente directa eran usados en la mayoría de los procesos que requerían de operación con velocidades variables, debido a su simplicidad para controlarlos. Con el surgimiento de la máquina de inducción, el uso de los motores de corriente directa se vio disminuido al tener un competidor con una mayor eficiencia para el desempeño de ciertas actividades en la industria.

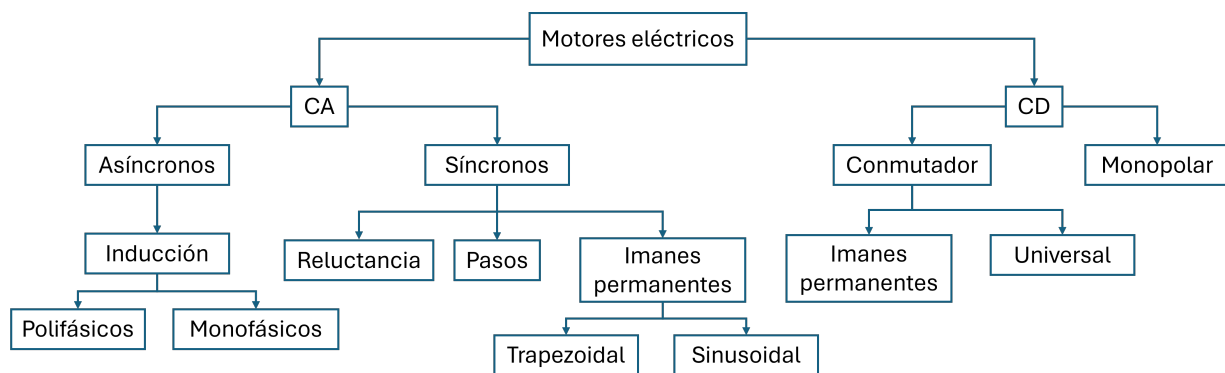


Figura 1: Clasificación de los motores eléctricos.

Esto ha favorecido a que en las últimas décadas se haya dado un enfoque al desarrollo de tecnología para el aprovechamiento máximo de los diferentes motores. Dando lugar a la búsqueda de motores con mejores prestaciones y que permitan un mejor rendimiento en los procesos, siendo los motores de imanes permanentes un área de interés por casi treinta años [2]. Estos motores han destacado debido a que su estructura emplea imanes de materiales con altas propiedades magnéticas en el rotor, permitiendo que el control

se enfoque únicamente en la conmutación del estator, incrementando la eficiencia y la velocidad de respuesta.

En Alemania y Japón, en 1984, los investigadores M. Depenbrock, I. Takahashi y T. Noguchi presentaron un nuevo principio de operación denominado la metodología de Control Directo de Par (DTC por sus siglas en inglés), basada en calcular los valores instantáneos del par y flujo electromagnético del estator a partir de las expresiones obtenidas del modelo de la máquina [3]. Esto se consigue gracias a la selección óptima de los estados de conmutación del circuito de potencia que alimenta al motor, permitiendo que el control de los parámetros sea el adecuado, lo que agrega al motor robustez en su funcionamiento.

En el año de 1986, T. Jahns, G. Kliman y T. Neumann, determinaron que los motores síncronos de imanes permanentes interiores (IPMSM) tenían características especiales para la operación a velocidad ajustable [4]. El principio de control de las corrientes sinusoidales en magnitud junto con el ángulo de fase con respecto a la dirección del rotor fue un camino para lograr una respuesta suave del control de par.

Mediante el mismo método que en [4], P. Pillay y R. Krishnan presentaron modelos de circuitos eléctricos equivalentes para estos motores y se compararon parámetros estimados con parámetros medidos [5]. En [6], presentaron resultados sobre los accionamientos de motores de imanes permanentes y los clasificaron en dos tipos, permitiendo que se distingan en accionamientos de motor síncrono de imán permanente (PMSM) y accionamientos de motor de corriente continua sin escobillas (BLDC). El PMSM tenía una f.e.m. de retroceso sinusoidal y requería corrientes estatóricas sinusoidales que producían un par constante, mientras que el BLDC tenía una f.e.m. de retroceso trapezoidal que requería corrientes estatóricas rectangulares para producir un par constante. Además, como extensión de su trabajo anterior, en 1989, presentaron el control vectorial, así como el modelado completo del sistema de accionamiento en el marco de referencia del rotor.

En 1995, ABB es el primero en introducir un accionamiento industrial basado en la técnica de Control Directo de Par, pudiendo llevarlo a cabo en motores de corriente alterna, teniendo gran éxito y permitiendo dar camino al desarrollo e implementación en diferentes empresas [7].

Existen diversas técnicas para controlar el movimiento de un motor PMSM, considerando diversas variables, como la posición y velocidad del rotor, la corriente y voltaje de las bobinas del estator, y mediciones directas del flujo magnético entre el estator y el rotor. Las técnicas de control para motores eléctricos disponibles en la actualidad se clasifican en dos tipos: control escalar y control vectorial.

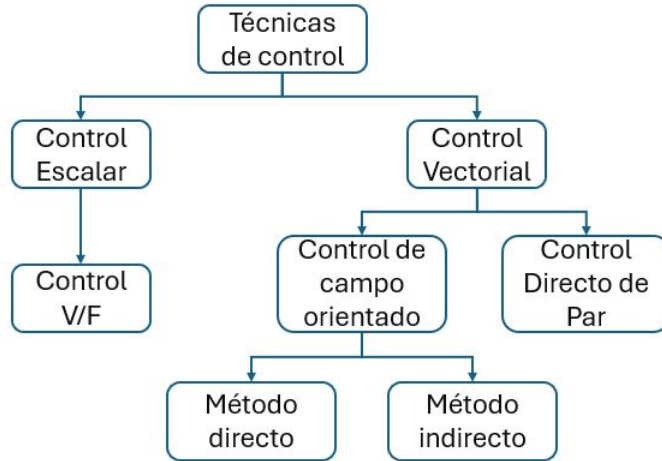


Figura 2: Clasificación de las técnicas de control.

Siendo el control escalar basado únicamente en el control de tensión y frecuencia, con el objetivo de mantener un flujo constante con cualquier frecuencia de alimentación por debajo de la frecuencia nominal del motor [8].

Su amplio uso radica en la facilidad de implementación para procesos que no requieren de una alta precisión. Sin embargo, la respuesta de los motores que utilizan esta metodología suele ser de bajo torque y poco precisos a velocidades que exceden la frecuencia nominal.

El desarrollo tecnológico llevó a encontrar una mejor técnica de control que se basa en obtener las expresiones matemáticas que describan las etapas transitorias de la máquina, teniendo control de los vectores espaciales de voltaje, corriente y flujo magnético [9]. A esta metodología se le conoce como control vectorial, y permite un control preciso de par y velocidad de los motores eléctricos.

El control vectorial se divide en función del parámetro a considerar para el control, formando dos categorías: el control de campo orientado (FOC por sus siglas en inglés) y el control directo de par. En el FOC se toma el marco de referencia del flujo del rotor, mientras que en el DTC se considera el flujo del estator. Gracias al desarrollo de estas técnicas, se han podido obtener extensiones de las mismas con diferentes enfoques.

En [10], se diseña un conjunto de datos de entrenamiento de un motor PMSM controlado por FOC. Los datos son generados desde una simulación desde Simulink[®] de Matlab[®] considerando varias respuestas de control. Se utiliza un controlador proporcional integral derivativo para el esquema de campo propuesto. El repositorio generado puede ser utilizado en aplicaciones de redes neuronales.

En [11], se propone un control de velocidad para un motor PMSM utilizando lógica difusa y un modelo de un sistema adaptivo. La metodología descrita en este trabajo no requiere de sensores de posición colocados en el motor. Los resultados de simulación muestran que la metodología propuesta ayuda a reducir los sobretiros del control de velocidad.

La posición y velocidad de un motor PMSM son estimadas en [12] utilizando un proceso gaussiano. La técnica propuesta es de bajo costo y permite la estimación de la posición y velocidad de un PMSM. Se utiliza un sensor magnético de bajo costo para leer la posición en baja resolución. El proceso gaussiano se utiliza en conjunto con un filtro extendido de Kalman para obtener las estimaciones del motor PMSM. En algunas metodologías para controlar motores PMSM se utilizan encoders incrementales que no determinan la posición absoluta del rotor.

En [13] se propone una metodología para poder alinear la posición del rotor de un motor PMSM mediante la inyección de una señal de baja frecuencia. La metodología utiliza un inversor de cuatro interruptores y tres fases para mover el motor. La señal es inyectada en el eje d del marco DQZ en lazo abierto. Los resultados de simulación y experimentales demuestran que la metodología propuesta puede determinar la posición absoluta con un encoder incremental y se alinea la posición a la del campo magnético del rotor.

En [14] se realiza una revisión sistemática de técnicas utilizadas para técnicas de control de motores PMSM sin sensores de posición o velocidad. En la revisión se indica que en algunas aplicaciones el uso de un sensor de posición aumenta el costo total de la implementación de los motores PMSM. Se describen las metodologías más relevantes utilizadas en la industria.

En [15], se estima la posición de un motor PMSM utilizando sensores de efecto Hall y redes neuronales. Las señales de los sensores de efecto Hall son procesadas por una red neuronal. Los autores mencionan que su propuesta ayuda a superar los altos costos de los sensores de posición utilizados en motores PMSM.

Los motores PMSM son utilizados en aplicaciones de robótica debido a que pueden ser utilizados como actuadores de alta velocidad y alto torque sin la necesidad de una caja de engranes. En [16] se propone el modelado de un robot industrial articulado con un motor PMSM en lugar de un servomotor. Realizando correcciones predictivas mediante

la monitorización de las vibraciones causadas en la articulación de flexibilidad del robot, mejorando el rendimiento con los motores eléctricos que aplican un torque de transmisión directa.

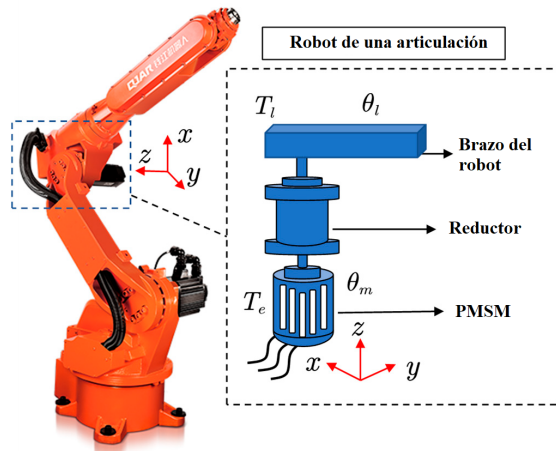


Figura 3: Robot industrial articulado con motor PMSM [16].

En [17] se propone un control optimizado cooperativo para un robot industrial que utiliza motores PMSM. Los autores de este trabajo mencionan que las uniones de los robots manipuladores con motores PMSM tienen la desventaja de no poseer al mismo tiempo características finas en estado estable y en estado transitorio. El control propuesto interactúa directamente con el control de los motores PMSM de un robot de dos grados de libertad.

En algunos estudios se ha analizado la vibración que existe en los motores PMSM y como afectan a los robots manipuladores. En [18] se estudia las características mecánicas y eléctricas de un motor de 16 polos con 18 ranuras utilizando la transformada rápida de Fourier. Se estudia también la fuerza radial ejercida en el eje.

En [19], se utiliza un control robusto para un brazo robot actuado por un motor PMSM. Se utiliza un observador de estados extendido para determinar el comportamiento en el tiempo del brazo robot. Se ha probado que el control desarrollado ofrece una estabilidad semiglobal en la práctica.

En [20], se ha utilizado una red neuronal para resolver el problema de baja precisión y estabilidad debido al modelo dinámico de un control de posición utilizando un motor PMSM. En este trabajo se propone utilizar una red neuronal de base radial para desarrollar una superficie de control que combina un filtro de Kalman para observar el torque. La estabilidad del sistema propuesto es demostrada mediante un análisis matemático. Las simulaciones y experimentación han demostrado que se ha mejorado la precisión y

estabilidad de una unión de un robot para el control de posición. Algunas aplicaciones en la robótica que utilizan motores PMSM se requiere de estimar la fuerza de contacto que ejerce un robot.

En [21] se propone una técnica para observar la fuerza de contacto con fricción sin sensores para un robot con un motor PMSM y una central inercial. La propuesta contiene el modelo dinámico del motor, donde se considera la fricción y fuerza externa como perturbaciones. Se utiliza un observador en modo deslizante. Los resultados son validados por simulaciones.

En [22] , se desarrolla una metodología para controlar un motor PMSM mediante un control directo de par utilizando una técnica de conmutación constante. Se utiliza un control proporcional integral para controlar la velocidad deseada del motor y el flujo magnético del motor. Para la conmutación de las bobinas se utiliza una tabla de conmutación que activa un puente trifásico. Se utiliza un control por histéresis para enviar el voltaje a las bobinas del motor.

En [23], se utiliza un control directo de par modificado para mejorar la estrategia de conmutación para un motor PMSM utilizando un inversor de dos niveles. Se implementa un control proporcional integral para controlar la velocidad con un tacómetro colocado en el rotor del motor.

En [8], en el laboratorio de Robótica y Control de la Facultad de Ciencias de la Electrónica (FCE) en conjunto con la Maestría en Ciencias de la Electrónica Opción Automatización (MCEA), desarrollaron el ensamble y diseño de control de un motor PMSM, con un mecanismo de extracción para el estator. Además, obtuvieron la respectiva caracterización del motor trifásico tipo Brushless para encontrar los parámetros de velocidad y frecuencia.

La aplicación de los motores PMSM ha llegado hasta los vehículos eléctricos, siendo BMW una de las marcas que los ha implementado en sus más recientes vehículos. En la Figura 3 se puede apreciar la estructura que estos vehículos tienen y como son aprovechados los motores PMSM para generar un torque de hasta 400Nm, además de alcanzar un rendimiento de hasta el 93 %, teniendo una gran diferencia con respecto a los motores de combustión interna que ronda el 40 % y ligeramente por arriba de los motores de inducción que tienen un 85 % [24].

En la Figura 5 se muestra un scooter eléctrico, que es un vehículo de baja velocidad que permite transportar a una persona de hasta 150 kg y alcanzar una velocidad de 35 Km/h. Cuenta con un sistema de autobalanceo, donde con inclinarse hacia enfrente el vehículo acelerará y se moverá hacia adelante, y con la inclinación hacia atrás desacelerará y se podrá llegar a frenar.

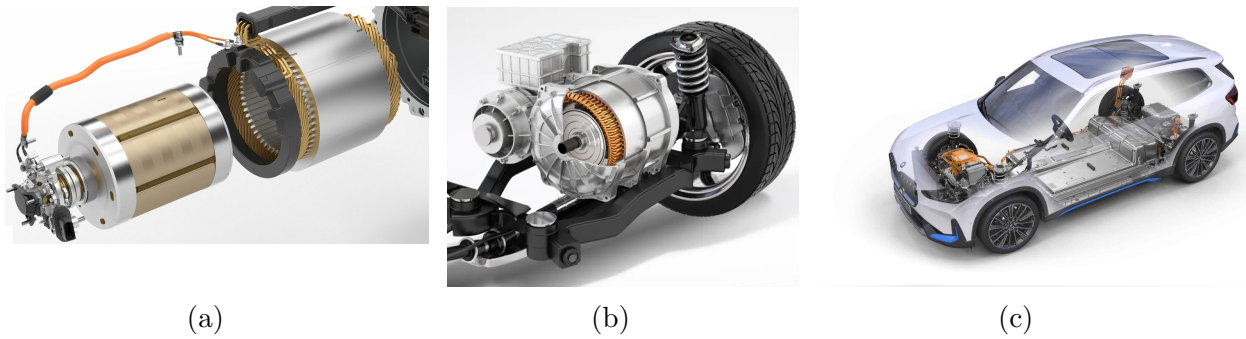


Figura 4: Aplicación de un motor PMSM en un vehículo eléctrico. (a) Estructura de un motor PMSM de un BMW iX3 [24]. (b) Motor PMSM en rueda de tracción [25]. (c) Vehículo eléctrico BMW iX3 [24].



Figura 5: Estructura de un scooter autobalanceado. (a) Rueda con motor eléctrico [26]. (b) Scooter de una rueda con motor eléctrico [27].

Los motores de imanes permanentes tipo brushless son ampliamente utilizados en la industria y en la robótica por su mayor capacidad de carga y velocidad respecto a los motores de corriente directa. Estos actuadores ofrecen rápidos cambios de torque y velocidad que son deseables en robots manipuladores, maquinaria automatizada y vehículos eléctricos.

Una ventaja de los motores trifásicos tipo brushless respecto a los motores de corriente directa es que el torque desarrollado está en función de la corriente del estator y del flujo magnético del rotor: los motores de corriente directa contienen escobillas que interrumpen la corriente periódicamente dando lugar a variaciones en el torque y afectando su funcionamiento a largo plazo. La activación de estos motores es idónea para ambientes donde no es permitido el desprendimiento de chispas en el ambiente por contactos eléctricos como los que se presentan en los motores de corriente directa.

El control del par de los motores permite la implementación de estructuras de control

basadas en el modelo dinámico de los robots manipuladores de alta precisión. Para ello, se requiere aplicar alguna de las técnicas de control vectorial, debido a que se basan en el cálculo de las variables reales de par y flujo del motor, generando un comportamiento similar al de un motor de transmisión directa.

Esta investigación contribuirá al campo de conocimiento de la robótica mediante el desarrollo de un Control Directo de Par para un motor de imanes permanentes tipo brushless y con la introducción a esta tecnología la cual genera grandes ventajas con aplicaciones a la industria y el desarrollo de robots manipuladores más rápidos, eficientes y de alta precisión.

Objetivos

Objetivo General

“Desarrollar un control directo de par para un motor de imanes permanentes tipo brushless”.

Objetivos Específicos

1. Estudiar el modelo dinámico del motor de imanes permanentes tipo brushless.
2. Estudiar los fundamentos del control directo de par propuesto.
3. Diseñar la electrónica de potencia para activación del motor de imanes permanentes.
4. Desarrollar el firmware para el control del puente trifásico, utilizando un procesador embebido en un FPGA.
5. Realizar simulaciones del sistema de control propuesto.
6. Realizar pruebas experimentales para evaluar el rendimiento del motor de imanes permanentes con un control de posición.
7. Comparar los resultados experimentales con distintas características del motor de imanes permanentes.
8. Publicación de los resultados.
9. Escritura de la Tesis.

En el **capítulo 1** se describen las características principales sobre el sistema de hardware con el que se desarrolla el proyecto, permitiendo conocer los elementos necesarios para el desarrollo de la técnica de Control Directo de Par. Esto incluye la descripción del principio de funcionamiento del motor, la electrónica analógica de adquisición de datos, la electrónica digital para el control del motor y el diseño del algoritmo de control.

En el **capítulo 2** se dan a conocer los elementos mecánicos que conforman la estructura del motor y como esta permite el libre movimiento del rotor para cumplir con los requerimientos para aplicar el lazo cerrado de control.

En el **capítulo 3** se hace el desarrollo del modelo matemático del motor de imanes permanentes tipo brushless para conocer las ecuaciones que describen su comportamiento, así como la descripción detallada del Control Directo de Par, de manera que se identifiquen los elementos principales para su correcto funcionamiento. Además, se realizan las simulaciones del DTC mediante Simulink de MATLAB para comprobar cada una de las etapas que se requieren y el correcto funcionamiento del DTC.

En el **capítulo 4** se explica la electrónica instrumentada para la implementación del DTC, donde se describe la electrónica de potencia para el manejo del motor brushless, así como la electrónica de pequeña señal para el acondicionamiento de las señales adquiridas.

En el **capítulo 5** se presenta la explicación del firmware a utilizar para el control directo de par (DTC) en un motor trifásico de imanes permanentes tipo brushless. Se abarca desde la configuración de los módulos esenciales hasta la gestión de las señales necesarias para el control del motor. De esta manera, se conoce la estructura disponible en el FPGA para la incorporación de los bloques del lazo de control.

En el **capítulo 6** se describe la configuración del software de control mediante los módulos del FPGA, donde se realizan etapas de acondicionamiento de las señales, procesamiento de las operaciones definidas y la toma de decisiones para desarrollar el algoritmo de control del DTC.

En el **capítulo 7** se presentan los resultados de la implementación del Control Directo de Par, donde se destacan las gráficas del torque estimado, la compensación del torque de arranque y el desarrollo de un control de posición.

Capítulo 1

Descripción del Motor

El enfoque del proyecto se basa en el desarrollo de una técnica de control vectorial que permite el funcionamiento de un motor tipo brushless como uno de transmisión directa, debido a que se consideraría como una fuente de torque. Para ello, es necesario conocer el motor a trabajar y cuales son las partes que lo componen. En el laboratorio de la Maestría en Ciencias de la Electrónica Opción Automatización (MCEA) de la Benemérita Universidad Autónoma de Puebla (BUAP) se realizó la construcción de una plataforma para un motor de imanes permanentes tipo brushless de manera que se tuviera la infraestructura para implementar diferentes técnicas de control, como se realizó en [8].

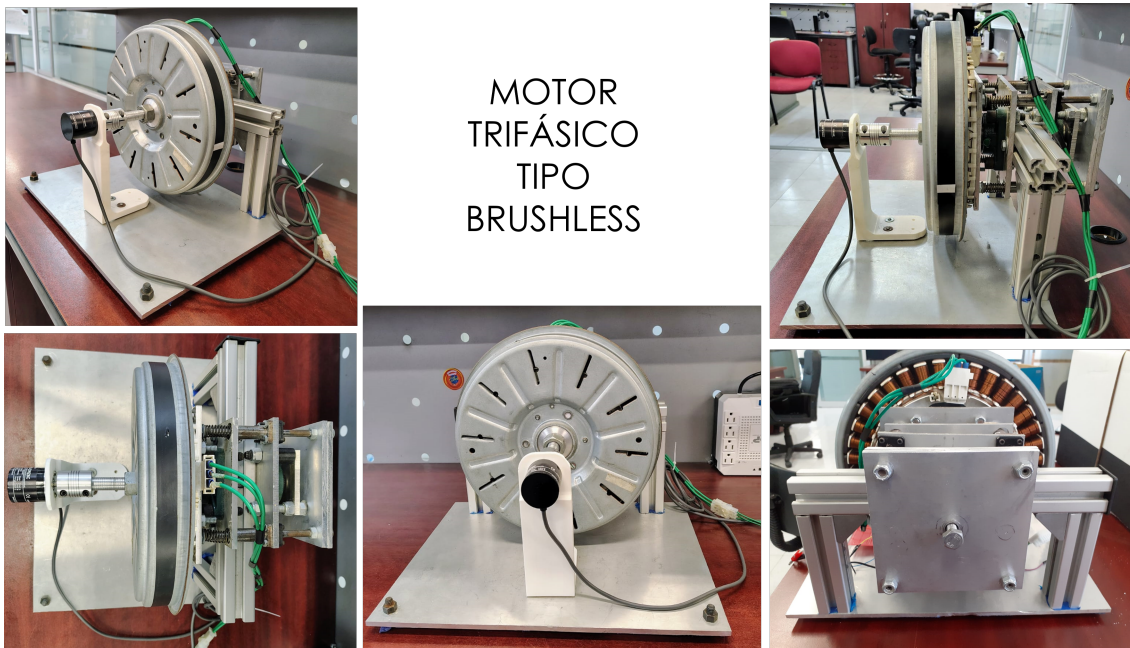


Figura 1.1: Estructura del motor trifásico tipo Brushless a utilizar.

1.1. Diagrama general de control

La metodología a implementar es el control directo de par, la cual se basa en la interacción en tiempo real de los parámetros obtenidos del motor y la estimación de los valores reales para la eficiente alimentación de los estados de conmutación del estator. Para ello se cuenta con una tarjeta FPGA (Field Programmable Gate Array) donde se tiene embebido un procesador desarrollado en el laboratorio de automatización [29].

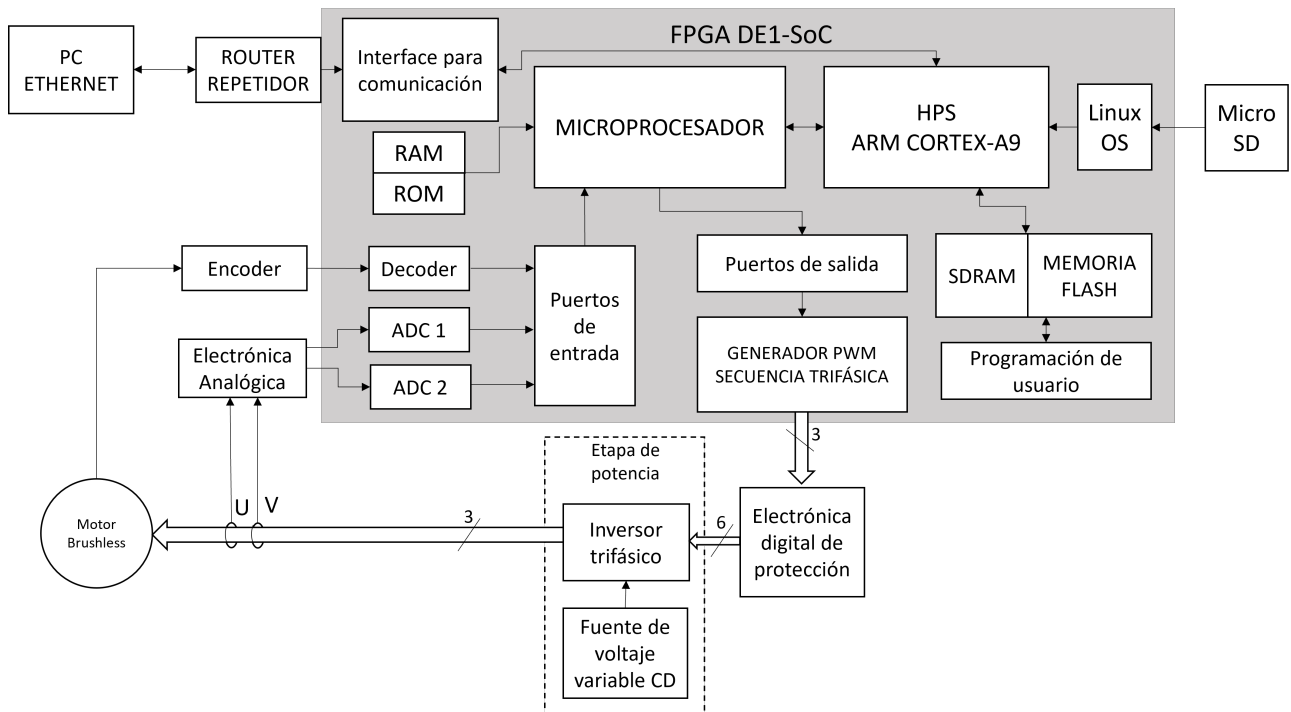


Figura 1.2: Diagrama a bloques general del sistema embebido a usar para el control del motor trifásico de imanes permanentes tipo brushless.

El diagrama a bloques general para la instrumentación del Control Directo de Par se muestra en la Figura 1.2. Se destacan las secciones para la implementación como la etapa de potencia; que permite el accionamiento del motor para generar la secuencia de giro mediante el estator y que genera el movimiento del rotor. El FPGA DE1-SoC a utilizar cuenta con un microprocesador embebido de lógica programable y firmware para el uso de puertos de salida y entrada, además de un ecosistema para el desarrollo de software basado en ARM. Además, se presenta la electrónica analógica como son los transductores para obtener las señales monitoreadas del motor. Finalmente, la comunicación entre el sistema y el usuario se hace mediante Ethernet para la programación.

1.2. Descripción de los bloques

Para el sistema de control deseado es necesario decodificar la señal de posición del rotor, así como mandar la acción de control al circuito inversor trifásico del motor. Además, se debe implementar la medición de los sensores de corriente de la fase a y b del estator. Para esto, se añadirán los módulos correspondientes al sistema para lograr la implementación adecuada del control.

Microprocesador embebido

El microprocesador Altera Cyclone® V SE 5CSEMA5F31C6N posee 16 puertos de entrada y 16 puertos de salida, cada puerto es de 32 bits y es posible acceder a ellos, ya sea para conectar dispositivos de forma externa, o en su caso, conectar módulos internos IP diseñados en VHDL o AHDL. Esto permite el manejo de diferentes módulos de adquisición de datos, para su posterior procesamiento y manejo en operaciones dentro del microprocesador.

Dentro del microprocesador se cuenta con administradores de RAM y ROM, los cuales facilitan el manejo de la información dentro del microprocesador, teniendo disponibles varios registros a los cuales se tiene acceso de manera inmediata.

HPS

La tarjeta DE1-SoC cuenta con un sistema de procesador sólido (HPS por sus siglas en inglés) de 32 bits, la cual trabaja independiente del microprocesador pero se pueden comunicar entre ellos para hacer uso de ambos procesadores. Desde este procesador se pueden utilizar librerías de sistemas operativos como Linux, además de los periféricos con los que cuenta la tarjeta FPGA.

Etapa de potencia

En la etapa de potencia se incluye la fuente de corriente directa, la cual nos permite alimentar el circuito del inversor trifásico. Esto nos permite mandar los estados de activación de cada una de las ramas hacia el estator del motor, de manera que se obtenga la secuencia óptima de conmutación para la generación del movimiento del motor.

Las características que deben de cumplir, tanto el inversor como la fuente, dependen del motor a utilizar. En este caso se realiza una sintonización para que el motor pueda trabajar conforme a los valores comprobados y así adecuar la etapa de potencia.

Motor Brushless

Los motores brushless están compuestos por dos componentes principales: un estator que contiene una serie de bobinas separadas a 120° eléctricos cada una, que conforman un sistema trifásico; y un rotor formado por imanes permanentes con propiedades ferromagnéticas. La Figura 1.3a muestra un Motor con un par de imanes permanentes y la Figura 1.3b muestra un motor con 7 pares de imanes permanentes, que consta de tres devanados en el estator que conforman cada una de las fases, mostradas en color negro, amarillo y azul.

El principio de funcionamiento que se observa en un motor de imanes permanentes se basa en la interacción de los campos magnéticos generados por el rotor y el estator. A partir de suministrar corriente eléctrica a las bobinas del estator se convierten en un electroimán, el cuál genera un campo magnético que se activa y desactiva por la alimentación de energía eléctrica en una secuencia determinada, permitiendo así que el campo magnético sea giratorio y produzca el movimiento deseado del rotor.

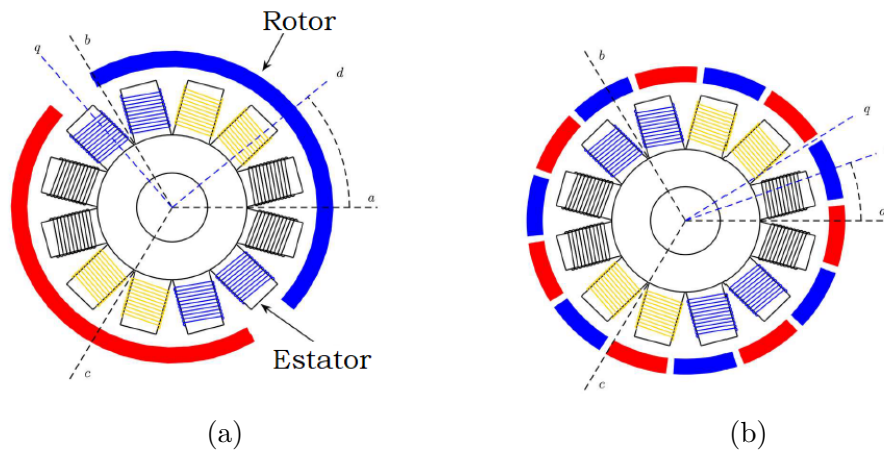


Figura 1.3: Estructura de un Motor de imanes permanentes tipo brushless [28]. (a) Estructura con un par de imanes permanentes. (b) Estructura con siete pares de imanes permanentes.

El torque se produce a partir de la interacción de ambos campos magnéticos, recordando que el flujo magnético del rotor se mantiene constante, permitiendo así que se evite la generación de fluctuaciones en el cambio de la conmutación de los devanados del estator. La conmutación es el cambio de polaridad que se genera en los electroimanes del estator para seguir generando la rotación. En la Figura 1.4 se muestra una representación de la activación de las bobinas del estator y del desplazamiento del rotor para un giro en sentido horario.

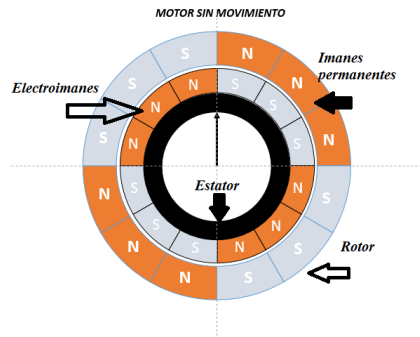


Figura 1.4: Representación de los imanes que se forman al conmutar los devanados del estator [8].

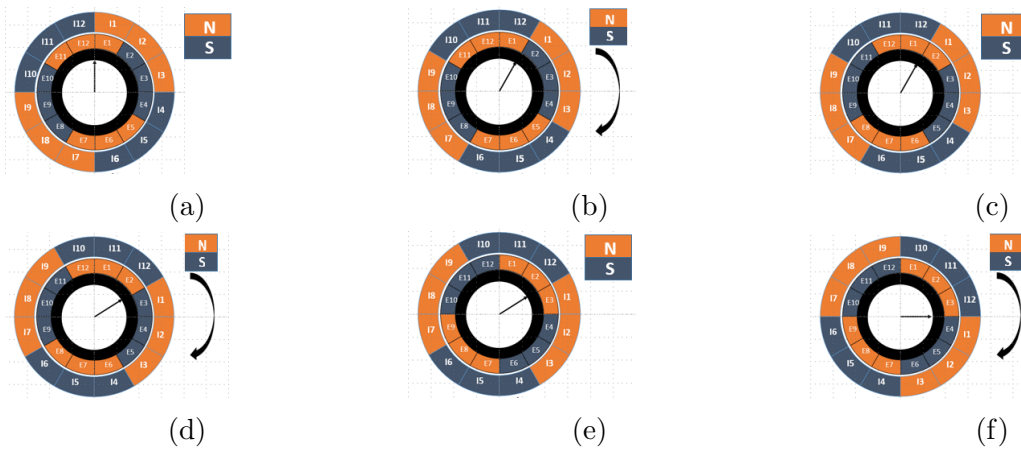


Figura 1.5: Secuencia del giro del rotor en sentido horario [8].(a,c,e) Polarización. (b,d,f) Giro del motor.

Como se puede observar en la Figura 1.5, el rotor está formado por 12 imanes permanentes separados en tercias de la misma polaridad, lo mismo sucede con el estator pero con bobinas que se forman en electroimanes al activarse. Esto permite que al cambiar de polaridad un electroiman la atracción de los imanes permanentes se vea cambiada por uno de los 3 que tienen la misma polaridad, y así comienza el giro del rotor. De esta forma, el enfoque que tienen cada una de las diferentes técnicas de control para los motores trifásico de tipo brushless deben de permitir la sincronización precisa y las señales de conmutación con una correcta transición para un movimiento suave.

Electrónica Analógica

En la etapa de adquisición de datos, mediante sensores de corriente, se podrán monitorear las señales de corriente de las fases a y b, para posteriormente pasarlas por la etapa de

electrónica analógica o acondicionamiento de la señal, que permitirá convertir la información de los sensores de corriente a un valor digital que pueda ser interpretado por el microprocesador. Para ello se utiliza un puerto de entrada de 32 bits, que nos dará el rango de valores adecuado para recuperar la información del motor.

Encoder

La información que nos da el encoder sobre la posición del actual del rotor nos permite decodificarla para poder realizar las operaciones necesarias para la técnica de control directo de par. Es importante conocer las características del encoder a utilizar para su correcta interpretación.

Ethernet

Se emplea una comunicación por Ethernet entre el ordenador y el sistema, donde se tiene el código de control y nuestro sistema a controlar mediante el FPGA, para evitar el uso de cables que puedan ser intervenidos en diferentes ambientes. Creando un entorno que facilita la interacción entre el usuario y el sistema de control.

Secuencia de control

Se deben realizar los siguientes pasos para poder implementar la instrumentación del sistema:

1. Leer las señales de posición del rotor y corrientes del estator del motor PMSM.
2. Calcular la posición en ángulos eléctricos del rotor de acuerdo con la posición inicial obtenida.
3. Realizar el acondicionamiento de las señales analógicas para poder obtener la información del sistema y realizar las operaciones correspondientes.
4. Convertir las corrientes trifásicas del motor al sistema DQ para poder implementar la metodología de Control Directo de Par.
5. Obtener los vectores de voltaje correspondiente y enviar las señales al inversor trifásico.
6. Implementar un control de posición para el motor PMSM y determinar el torque necesario para mover el motor.

Mediante esta metodología se busca obtener un comportamiento lineal del motor al torque producido, de tal manera que se obtenga un comportamiento de transmisión directa, es decir, que el motor tendrá un comportamiento de manera lineal en la producción del

torque sin importar la carga en el motor. Esto es muy deseado en los robots de alta precisión en la industria debido a que facilita el manejo de grandes elementos y permite la implementación de controladores más sofisticados disminuyendo la dificultad que implica el considerar el comportamiento de otro tipo de motores.

Además, esto beneficia en el desarrollo en masa de estos motores, ya que, al obtener el control de torque del motor se omite la caracterización del motor, permitiendo implementar controles de posición y velocidad con una respuesta casi lineal, lo que se puede observar en los motores industriales que requieren de mucho mayor presupuesto para desarrollar esta respuesta.

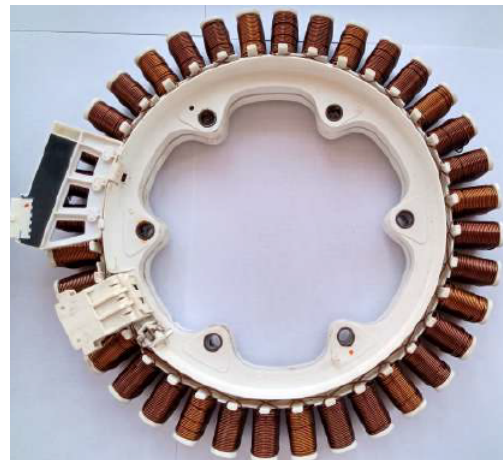
Capítulo 2

Sistema mecánico

En el laboratorio de Robótica y Control de la Facultad de Ciencias de la Electrónica (FCE) en conjunto con la Maestría en Ciencias de la Electrónica opción en Automatización (MCEA), desarrollaron el diseño y ensamble de la estructura para el desarrollo de diferentes técnicas de control de un motor trifásico tipo brushless. Mediante la programación de un microprocesador embebido en un FPGA y el diseño de un software para su ejecución, permitiendo grandes beneficios para el diseño de nuevos sistemas de control.



(a)



(b)

Figura 2.1: Motor de imanes permanentes tipo brushless [8]. (a) Base que integra al rotor. (b) Estator conformado por las bobinas en configuración estrella.

2.1. Mecánica del motor

A continuación se describen los elementos que conforman el motor que se elaboró en [8], y que se trabajará en esta tesis. La Figura 2.2 muestra la estructura con su respectivo sistema mecánico que sostiene al motor y permite su movimiento giratorio, para el rotor, y mantiene en posición fija al estator. La distribución de los imanes permanentes es de tal forma que cada conjunto de tercias de una polaridad, norte (N) o sur (S), se encuentra limitada por la otra polaridad. La distribución de las bobinas es de tipo estrella, por lo que las 36 bobinas nos darán las tres fases para accionar al estator.

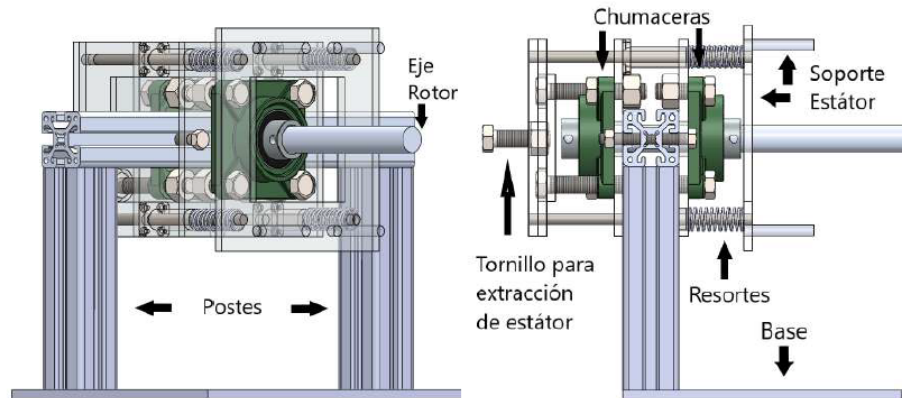


Figura 2.2: Base integrada del motor con el mecanismo de extracción del estator [8].



Figura 2.3: Ensamble del rotor con el estator nor permite conformar el motor trifásico de imanes permanentes tipo Brushless [8]. (a) Distribución y polaridades de los imanes permanentes del rotor. (b) Ensamble del rotor y el estator del motor con su respectivo eje.

Características del Rotor	Características del Estator
Diámetro: 30.0 cm	Diámetro: 26.5 cm
Grosor: 5.0 cm	Grosor: 3.5 cm
Número de Imanes permanentes 12 (3)	Número de Bobinas: 36
Material de los Imanes: Ferrita	Tipo de Conexión: Conexión tipo Y
Peso: 2489.4 gr	Peso: 2454.3 gr
	Dimensiones Bobinas (A × B × C): 1.50 cm
	Resistencia: 5.2 Ω

Cuadro 2.1: Características del rotor y estator [8].

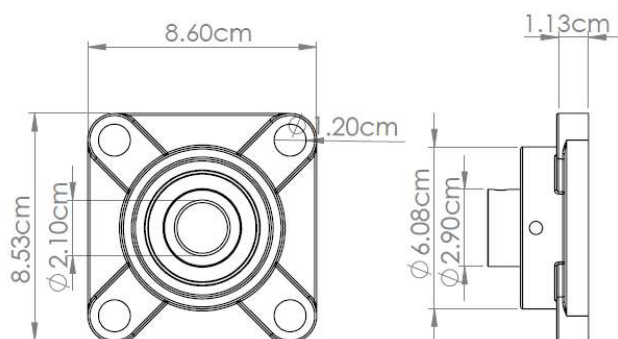


Figura 2.4: Dimensiones de la chumacera de pared [8].

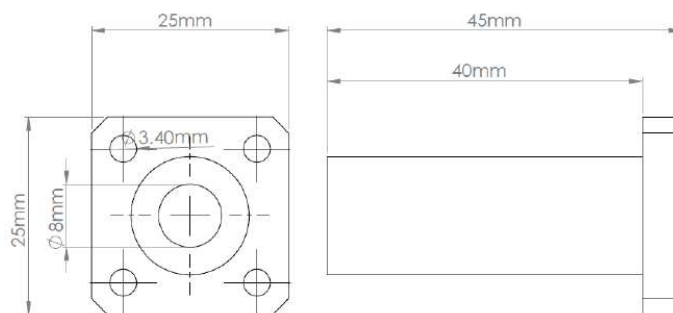


Figura 2.5: Dimensiones del rodamiento lineal para los soportes del estator [8].

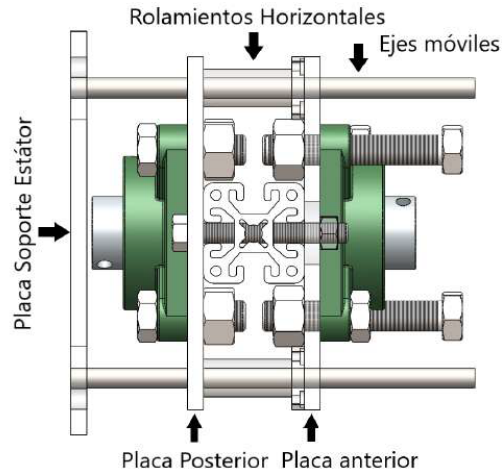


Figura 2.6: Integración de los elementos de rodamiento del rotor [8].

Elementos de la base	Dimensiones
Perfil de aluminio de 4cmx4cm (3)	Longitud:14cm (2), Longitud:34cm (1)
Base de aluminio de 1/4" de grosor (1)	Largo:40cm, Ancho: 20cm
Chumacera de pared de 3/4" (2)	Largo: 8.6cm, Ancho: 8.53cm, Diámetro interno: 2.10cm
Rodamientos lineales (4)	Diámetro interno: 8mm
Resorte metálico (4)	Largo: 4.05cm, Ancho: 1.46cm, Diámetro: 1.8mm

Cuadro 2.2: Dimensiones de los elementos que conforman la base [5].

Es importante conocer los elementos que conforman el mecanismo para el funcionamiento del motor, de modo que se permita un movimiento libre en el rotor. Por esto, se han realizado trabajos para ajustar y alinear tanto el estator como el rotor, debido a que se genera un pequeño desbalanceo por el peso de estos y que generan un choque entre los imanes permanentes y las bobinas, lo que puede ocasionar que se rompan los imanes, los cuales están incrustados en la placa metálica, afectando así la estructura.

Una vez teniendo el mecanismo en su estado óptimo para el movimiento del rotor, se realizó el diseño de una pieza impresa en 3D para la colocación del encoder alineado con el eje del rotor, ya que, como se ha explicado anteriormente, se requiere conocer la posición actual del rotor para poder realizar las operaciones correspondientes del control directo de par.

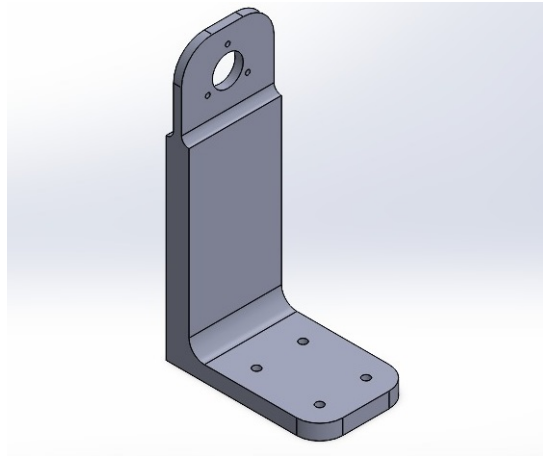


Figura 2.7: Diseño de la base para el encoder incremental acoplado al eje del rotor.

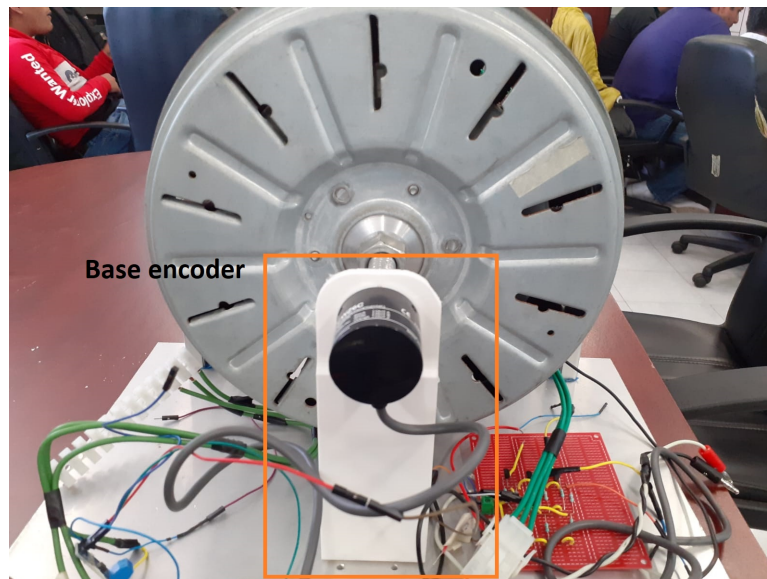


Figura 2.8: Diseño de la base para el encoder incremental acoplado al eje del rotor.

2.2. Conclusiones

En esta sección se describen las especificaciones con las que cuenta el motor trifásico de imanes permanente, con el objetivo de implementar el control directo de par, de manera que se tenga claro cuales son los principios en los que se basa el comportamiento del motor y que parámetros del motor se deben conocer para hacer las adecuaciones tanto en Hardware, Firmware y Software para la medición de ellos.

Capítulo 3

Modelo matemático y control para un Motor de Imanes Permanentes Tipo Brushless

3.1. Modelo matemático del motor

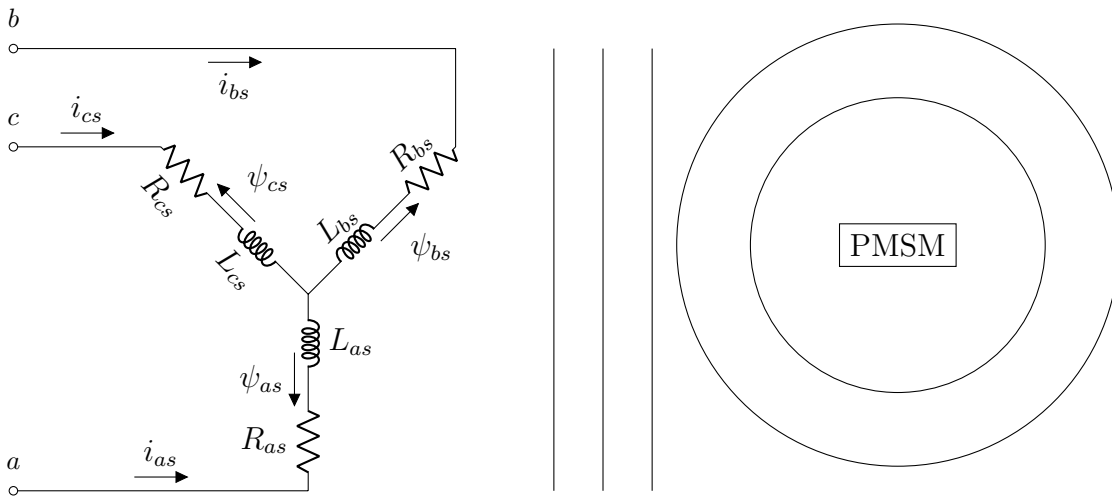


Figura 3.1: Circuito eléctrico equivalente del motor trifásico de imanes permanentes.

El modelo eléctrico del motor trifásico tipo brushless se describe a partir de la consulta del libro *Power system stability and control* [32]. El modelo está determinado por la ecuación (3.1) donde R_s es la matriz de resistencias de las bobinas del estator, \vec{i}_s es el vector de corriente eléctrica del estator que corresponden a cada fase, \vec{V}_s es el vector de voltaje del

estator y $\vec{\psi}_s$ es el vector de flujo de eslabonamiento del estator.

Haciendo el análisis por Ley de Voltajes de Kirchoff:

$$\vec{V}_s = R_s \vec{i}_s + \frac{d}{dt} \vec{\psi}_s \quad (3.1)$$

De la ecuación (3.1) se obtienen los voltajes de cada fase del estator, ya que en el rotor tenemos voltajes equivalentes a cero. De manera que solo está induciendo un flujo magnético constante hacia el devanado del estator. Recordando que el flujo magnético se describe por la siguiente ecuación:

$$\phi = \int_s \vec{B} \cdot d\vec{S} \quad (3.2)$$

Donde:

- ϕ es el flujo magnético.
- \vec{B} es el campo magnético.
- $d\vec{S}$ es la diferencial de superficie.

Obtenemos el flujo de eslabonamiento:

$$\psi = N\phi = Li \quad (3.3)$$

Donde:

- ψ es el flujo de eslabonamiento.
- N es el número de espiras.
- ϕ es el flujo magnético.
- L es la inductancia.
- i es la corriente.

El voltaje en el inductor se puede considerar como la fuerza electromotriz inducida en la bobina, obteniendo la siguiente ecuación:

$$\frac{d}{dt} \vec{\psi} = L \frac{d}{dt} \vec{i} \quad (3.4)$$

Representando los voltajes de la ecuación (3.1) de forma vectorial:

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{as} & 0 & 0 \\ 0 & R_{bs} & 0 \\ 0 & 0 & R_{cs} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{d}{dt}\psi_{as} \\ \frac{d}{dt}\psi_{bs} \\ \frac{d}{dt}\psi_{cs} \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

Ahora queremos conocer los flujos de eslabonamiento del estator. Utilizando la ecuación (3.6) podemos conocerlo mediante las contribuciones de cada una de las fases de los devanados y de los imanes permanentes. De esta forma obtenemos el flujo de eslabonamiento total en el estator como:

$$\begin{bmatrix} \psi_{as} \\ \psi_{bs} \\ \psi_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_{am} \\ \psi_{bm} \\ \psi_{cm} \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

Donde:

- ψ_{as}, ψ_{bs} y ψ_{cs} son los flujos de eslabonamiento de cada fase del estator.
- L_{aa}, L_{bb} y L_{cc} son las auto inductancias del estator.
- $L_{ab}, L_{ac}, L_{ba}, L_{bc}, L_{ca}$ y L_{cb} son las inductancias mutuas del estator.
- ψ_{am}, ψ_{bm} y ψ_{cm} son los flujos magnetizantes de los imanes permanentes que unen al rotor con el estator.

3.1.1. Transformación de Park

Como tenemos un sistema trifásico que contiene variables que cambian con el tiempo, se requiere hacer una transformación más simple para obtener los valores en un marco de referencia giratorio que convierte en DC las variables. De esta forma, se da la introducción al uso de la transformación de Park, el cual convierte el sistema abc a un marco de referencia dqz (direct-quadrature-zero por sus siglas en inglés). Esta transformación permite tener un marco de referencia giratorio para hacer constantes los valores en dqz. Para que un sistema pueda estar balanceado, la componente en z debe ser cero, por lo que obtenemos un sistema reducido a 2 componentes.

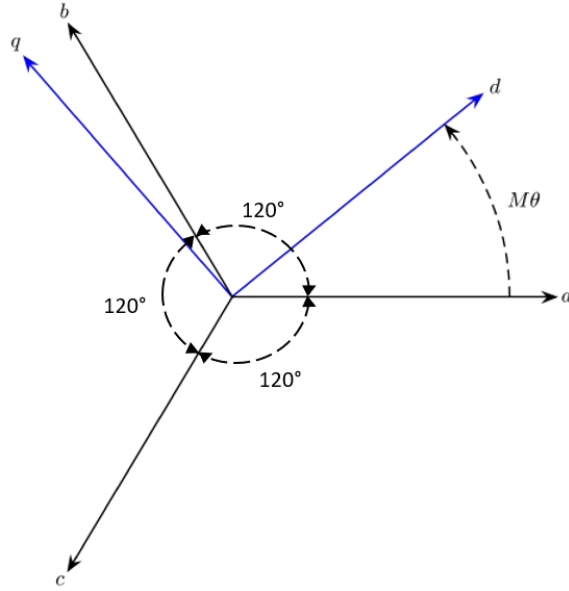


Figura 3.2: Marco de referencia abc a dq en dos dimensiones [28].

Obteniendo la transformación cuando la fase a está alineada con el eje d :

$$T(M\theta) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(M\theta) & \cos(M\theta - \frac{2}{3}\pi) & \cos(M\theta + \frac{2}{3}\pi) \\ -\sin(M\theta) & -\sin(M\theta - \frac{2}{3}\pi) & -\sin(M\theta + \frac{2}{3}\pi) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

Obteniendo su inversa:

$$T(M\theta)^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(M\theta) & -\sin(M\theta) & 1 \\ \cos(M\theta - \frac{2}{3}\pi) & -\sin(M\theta - \frac{2}{3}\pi) & 1 \\ \cos(M\theta + \frac{2}{3}\pi) & -\sin(M\theta + \frac{2}{3}\pi) & 1 \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

Tomando el marco de referencia DQ de la Figura 3.2, podemos observar que nos representa el movimiento del rotor, por lo que ahora se pueden determinar las ecuaciones que están en función del ángulo formado por ambos marcos de referencia, $M\theta$.

Determinando así los flujos magnetizantes de los imanes permanentes, descritos en la ecuación (3.6) , que están determinados por el ángulo eléctrico del rotor.

$$\begin{bmatrix} \psi_{am} \\ \psi_{bm} \\ \psi_{cm} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \psi_m \cos(M\theta) \\ \psi_m \cos(M\theta - 2\pi/3) \\ \psi_m \cos(M\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

Ahora podemos utilizar la transformación para obtener el modelo en el sistema DQZ. Expresando los voltajes totales del estator, de la ecuación (3.1), de la siguiente forma:

$$\vec{V}_{abc} = R_{abc} \vec{i}_{abc} + \frac{d}{dt} \vec{\psi}_{abc} \quad (3.10)$$

Sustituyendo por la ecuación (3.5) de los flujos de eslabonamiento:

$$\vec{V}_{abc} = R_{abc} \vec{i}_{abc} + \frac{d}{dt} \left[L \vec{i}_{abc} + \vec{\psi}_{mabc} \right] \quad (3.11)$$

Ahora obtenemos la transformación del vector de los flujos de los imanes permanentes.

$$\vec{\psi}_{mabc} = T(M\theta)^{-1} \vec{\psi}_{mdqz} \quad (3.12)$$

Obteniendo finalmente la transformación en DQZ de los voltajes:

$$\begin{aligned} \vec{V}_{dqz} &= T(M\theta) \vec{V}_{abc} \\ &= T(M\theta) \left[RT(M\theta)^{-1} \vec{i}_{dqz} + \frac{d}{dt} \left(LT(M\theta)^{-1} \vec{i}_{dqz} + T(M\theta)^{-1} \vec{\psi}_{mdqz} \right) \right] \end{aligned} \quad (3.13)$$

Obteniendo la expresión completa al obtener la derivada:

$$\begin{aligned} \vec{V}_{dqz} &= T(M\theta) RT(M\theta)^{-1} \vec{i}_{dqz} + T(M\theta) \left(\frac{d}{dt} L \right) T(M\theta)^{-1} \vec{i}_{dqz} \\ &+ T(M\theta) L \left(\frac{d}{dt} T(M\theta)^{-1} \right) \vec{i}_{dqz} + T(M\theta) LT(M\theta)^{-1} \left(\frac{d}{dt} \vec{i}_{dqz} \right) \\ &+ T(M\theta) \left(\frac{d}{dt} T(M\theta)^{-1} \right) \vec{\psi}_{mdqz} + T(M\theta) T(M\theta)^{-1} \left(\frac{d}{dt} \vec{\psi}_{mdqz} \right) \end{aligned} \quad (3.14)$$

Separando en cada uno de los componentes del vector \vec{V}_{dqz} :

$$\begin{aligned} V_d &= Ri_d + \left(L_s + M_s + \frac{3}{2}L_m \right) \frac{d}{dt} i_d - \left(L_s + M_s + \frac{3}{2}L_m - 3L_m \right) i_q M\dot{\theta} \\ V_q &= Ri_q + \left(L_s + M_s - \frac{3}{2}L_m \right) \frac{d}{dt} i_q + \left(L_s + M_s - \frac{3}{2}L_m + 3L_m \right) i_d M\dot{\theta} + \psi_m M\dot{\theta} \\ V_z &= Ri_z + (L_s - 2M_s) \frac{d}{dt} i_z \end{aligned} \quad (3.15)$$

Llegando al modelo eléctrico en el marco de referencia DQZ:

$$\begin{aligned}
V_d &= Ri_d + L_d \frac{d}{dt} i_d - L_q i_q M \dot{\theta} \\
V_q &= Ri_q + L_q \frac{d}{dt} i_q + L_d i_d M \dot{\theta} + \psi_m M \dot{\theta} \\
V_z &= Ri_z + L_z \frac{d}{dt} i_z
\end{aligned} \tag{3.16}$$

Definiendo el Par o torque de un motor PMSM como la derivada parcial de la potencia respecto a la velocidad angular, por lo que debemos obtener la potencia como:

$$P_\omega = \vec{V}_{abc}^T \vec{i}_{abc} \tag{3.17}$$

Recordando la transformación de la ecuación (3.7), podemos obtener la potencia en el marco de referencia DQZ:

$$\begin{aligned}
\vec{V}_{abc} &= T(M\theta)^{-1} \vec{V}_{dqz} \\
\vec{i}_{abc} &= T(M\theta)^{-1} \vec{i}_{dqz}
\end{aligned} \tag{3.18}$$

Sustituyendo en la ecuación (3.17), obtenemos:

$$\begin{aligned}
P_\omega &= \left(T(M\theta)^{-1} \vec{V}_{dqz} \right)^T T(M\theta)^{-1} \vec{i}_{dqz} \\
P_\omega &= \vec{V}_{dqz}^T (T(M\theta)^{-1})^T T(M\theta)^{-1} \vec{i}_{dqz}
\end{aligned} \tag{3.19}$$

Reduciendo la expresión:

$$P_\omega = \vec{V}_{dqz}^T \begin{bmatrix} 3/2 & 0 & 0 \\ 0 & 3/2 & 0 \\ 0 & 0 & 3 \end{bmatrix} \vec{i}_{dqz} = [V_d \quad V_q \quad V_z] \begin{bmatrix} 3/2 & 0 & 0 \\ 0 & 3/2 & 0 \\ 0 & 0 & 3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_z \end{bmatrix} \tag{3.20}$$

Obteniendo la expresión final de la potencia:

$$P_\omega = \frac{3}{2} i_d V_d + \frac{3}{2} i_q V_q + 3 V_z i_z \tag{3.21}$$

Ahora obtenemos el torque τ mediante la derivada parcial respecto a la velocidad angular:

$$\begin{aligned} \frac{\partial P_\omega}{\partial \dot{\theta}} = & \frac{3}{2} R i_d i_d + \frac{3}{2} \left(L_d \frac{d}{dt} i_d \right) i_d - \frac{3}{2} L_q i_q i_d M \dot{\theta} + \frac{3}{2} R i_q i_q + \frac{3}{2} \left(L_q \frac{d}{dt} i_q \right) i_q \\ & + \frac{3}{2} L_d i_d i_q M \dot{\theta} + \frac{3}{2} M \dot{\theta} i_q \psi_m + 3 R i_z i_z + 3 \left[(L_s - 2M_s) \frac{d}{dt} i_z \right] i_z \end{aligned} \quad (3.22)$$

Obteniendo lo siguiente:

$$\frac{\partial P_\omega}{\partial \dot{\theta}} = -\frac{3}{2} L_q i_q i_d M + \frac{3}{2} L_d i_d i_q M + \frac{3}{2} M i_q \psi_m \quad (3.23)$$

Factorizando y obteniendo el torque electromagnético:

$$\tau_e = \frac{3}{2} M [(L_d i_d + \psi_m) i_q - L_q i_q i_d] \quad (3.24)$$

Al tener alineado el vector de flujo magnético de los imanes permanentes con la componente d de nuestro marco de referencia, si i_d es cero, permite obtener un comportamiento de la máquina con un par máximo [33], obteniendo una relación directamente proporcional entre el torque electromagnético y la corriente i_q , como se muestra a continuación:

$$\tau_e = \frac{3}{2} M \psi_m i_q \quad (3.25)$$

Donde:

- M es el número de polos.
- ψ_m es el flujo de eslabonamiento magnético de los imanes permanentes.
- i_q es la corriente de cuadratura.

3.2. Control Directo de Par (Direct Torque Control)

El Control Directo de Par es una técnica de control vectorial que controla el par electromagnético de la máquina y el flujo electromagnético del estator de manera directa. Esto se logra gracias a la relación directa que existe entre la magnitud del flujo electromagnético y los vectores espaciales de voltaje. El par se controla con la generación del vector del flujo del estator, mediante estados de conmutación, para seguir la trayectoria óptima. Por tanto, la magnitud del vector de flujo es controlada y debe ser considerada en la estimación correspondiente, de manera que se mantenga lo más constante posible dentro de un rango de trabajo para los controladores. Así, los controladores por histéresis permiten conocer el valor del error actual para controlar el flujo, y a su vez el par, dando valores discretos de $\pm 1, 0$, permitiendo elegir los estados de conmutación a aplicar en el inversor para un comportamiento deseado [34].

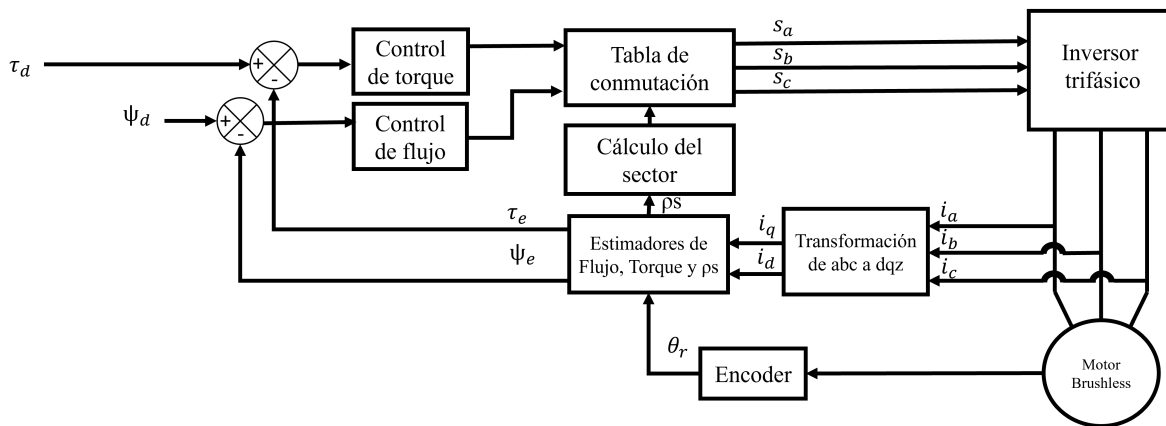


Figura 3.3: Diagrama a bloques del método DTC.

El diagrama a bloques general de la metodología propuesta se observa en la Figura 3.3, la cual nos permite visualizar los pasos a seguir para completar el lazo de control del torque para un motor síncrono de imanes permanentes [33].

1. La transformación de los valores de las corrientes del marco de referencia trifásico al bifásico, que se puede lograr en coordenadas estacionarias (α, β) o en coordenadas rotativas (d, q) , dependiendo del enfoque deseado.
2. Cálculo del valor estimado del flujo, $(|\psi_s|)$ mediante sus componentes, que indicarán el ángulo, (ρ_s) .
3. Cálculo del valor estimado del par electromagnético generado, (τ_e) .
4. Estimación del sector de aplicación del vector del flujo.

5. Cálculo del flujo deseado a partir del par electromagnético deseado, $(\psi_d(\tau_d))$.
6. Control por histéresis del error del flujo y par electromagnético.
7. Descripción de la tabla óptima de conmutación para la activación del inversor.

3.2.1. Principio de funcionamiento del Control Directo de Par

Como se ha mencionado anteriormente, para poder controlar el par electromagnético es necesario controlar el vector de flujo del estator $\vec{\psi}_s$, esto debido a que su relación con el voltaje aplicado al estator es la que genera el par del motor. Esto se puede observar a partir de la ecuación (3.1), donde si despejamos $\vec{\psi}_s$ obtenemos la ecuación:

$$\vec{\psi}_s = \int (\vec{V}_s - R_s \vec{i}_s) dt \quad (3.26)$$

De la cual se puede suponer que, si durante cada intervalo de conmutación, el vector de voltaje es constante y la caída de tensión en la resistencia del estator es 0, obtenemos la siguiente expresión:

$$\Delta \vec{\psi}_s = \vec{V}_s \Delta t \quad (3.27)$$

Implicando que al variar el vector de voltaje aplicado al estator durante el intervalo de tiempo Δt , podemos influir sobre la magnitud de $\vec{\psi}_s$, buscando que sea constante. Esto se logra al seleccionar correctamente los vectores de voltaje y al conocer la posición angular del vector de flujo en un marco de referencia bifásico [35].

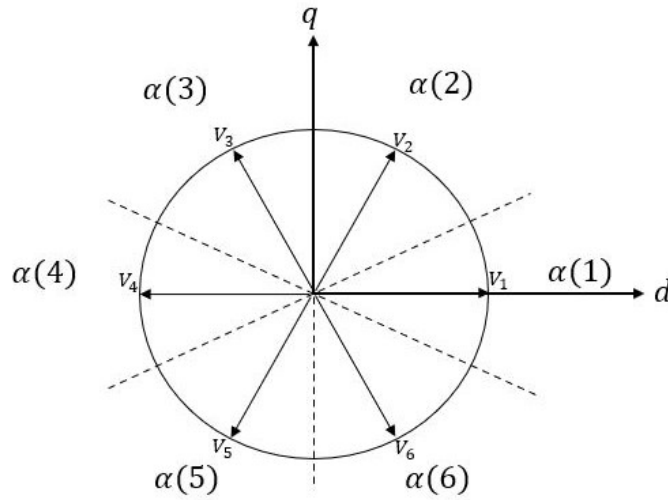


Figura 3.4: Distribución de los sectores.

Dentro del marco de referencia dq, se dividen los vectores que se pueden aplicar para el control del flujo (V_1, V_2, V_3, V_4, V_5 y V_6) en sectores que nos permitan conocer la posición actual del vector. Cada sector está separado por 60 grados eléctricos, comenzando en el sector que abarca desde los -30 grados hasta 30 grados para el sector 1 y así sucesivamente.

Para variar el valor del par τ_e será necesario actuar sobre el vector de voltaje que provoque un desplazamiento del vector de flujo, ψ_s . El efecto que cada uno de los vectores tiene en cuestión con la variación del flujo y del torque se muestran en la Tabla 3.1.

Vector de tensión	\vec{V}_1	\vec{V}_2	\vec{V}_3	\vec{V}_4	\vec{V}_5	\vec{V}_6	$\vec{V}_7- \vec{V}_0$
$\Delta\psi_s$	++	+	-	--	-	+	0
$\Delta\tau_e$	-	+	++	+	-	--	0

Cuadro 3.1: Distribución de los vectores posibles [33].

Así, se muestra en la Figura 3.5 un ejemplo donde el vector de flujo se encuentra en el sector 2 y como se pueden aplicar diferentes casos de los vectores de voltaje para obtener un comportamiento distinto del vector de flujo, de manera que se mantenga sobre la banda de control por histéresis.

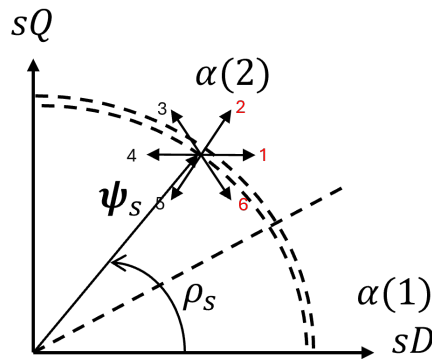


Figura 3.5: Ejemplo de control del flujo en un sector [33].

De esta manera la variación dependerá tanto del ángulo formado por las componentes del flujo, que nos indica el sector en que se encuentre, así como el vector de voltaje aplicado. Se puede apreciar que los vectores 1,2 y 6 sirven para aumentar la magnitud en diferentes intensidades, mientras que los vectores 3,4 y 5 sirven para disminuir la magnitud.

3.2.2. Etapa de potencia

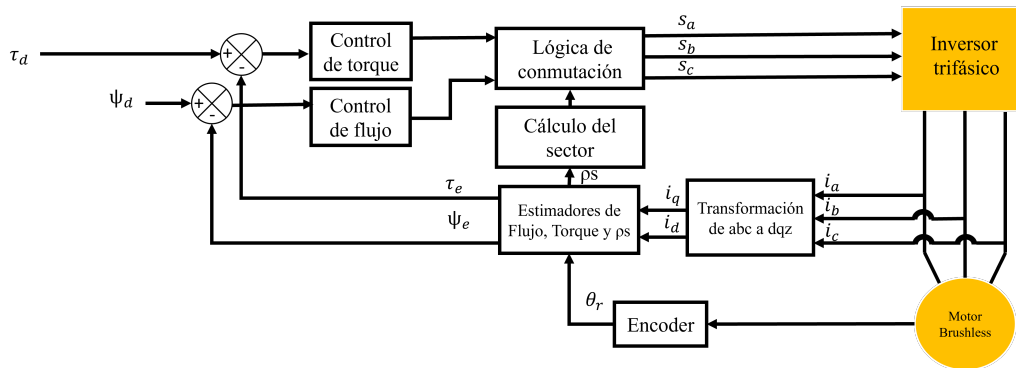


Figura 3.6: Diagrama a bloques correspondiente a la etapa del inversor.

Para la rotación del motor brushless se debe generar una secuencia de activación en los devanados del estator, activando y desactivando cada una de las fases dependiendo del movimiento deseado en el rotor. Para ello, se utiliza un inversor trifásico que depende de la activación de 6 transistores, 2 en una misma rama para formar la señal trifásica. Para ello se utilizarán 3 salidas de PWM y se utilizará una compuerta lógica para la parte negativa del controlador.

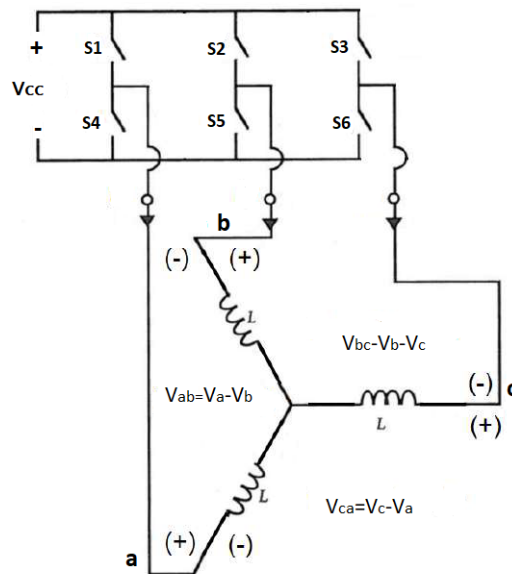


Figura 3.7: Diagrama del inversor trifásico.

3.2.3. Transformación del sistema abc al sistema dqz

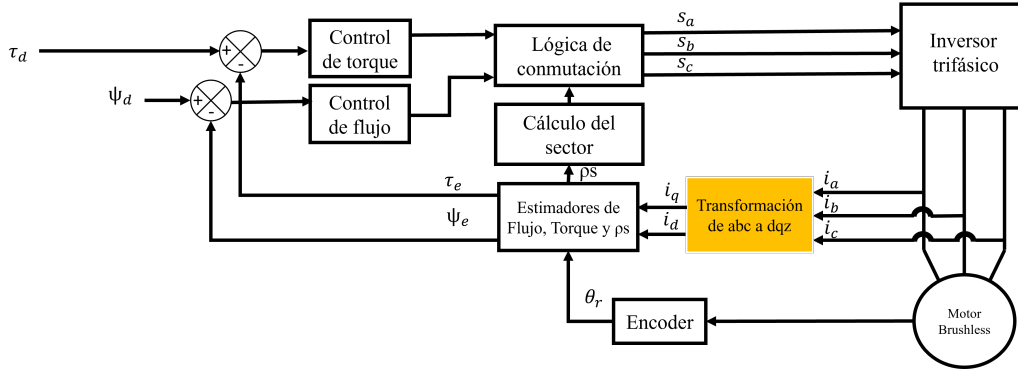


Figura 3.8: Diagrama a bloques correspondiente a la etapa de transformación.

El DTC requiere que los valores de las variables en el sistema trifásico, que determinan los valores de cada fase del motor síncrono de imanes permanentes, puedan obtener sus correspondientes valores instantáneos en el marco de referencia dq. De esta manera, se aplica la transformación de Park de la ecuación (3.7) para obtener las componentes de las corrientes, voltajes y flujos del sistema trifásico del estator en un sistema bifásico que permita conocer la magnitud actual.

Lo que nos da el sistema de la ecuación (3.28):

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R i_d + L_d \frac{d}{dt} i_d - L_q i_q M \dot{\theta} \\ R i_q + L_q \frac{d}{dt} i_q + L_d i_d M \dot{\theta} + \psi_m M \dot{\theta} \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

A partir de la ecuación 3.28 se pueden despejar las corrientes en el marco de referencia dq para poder determinar su valor y así obtener el valor del vector de corrientes del sistema.

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} i_d &= \frac{V_d + L_q i_q M \dot{\theta} - R_s i_d}{L_d} \\ \frac{d}{dt} i_q &= \frac{V_q - L_d i_d M \dot{\theta} - R_s i_q - \psi_m M \dot{\theta}}{L_q} \end{aligned} \quad (3.29)$$

Obteniendo el sistema:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \int \frac{V_d + L_q i_q M \dot{\theta} - R_s i_d}{L_d} dt \\ \int \frac{V_q - L_d i_d M \dot{\theta} - R_s i_q - \psi_m M \dot{\theta}}{L_q} dt \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

3.2.4. Estimaciones de las variables de Flujo, Torque y ángulo

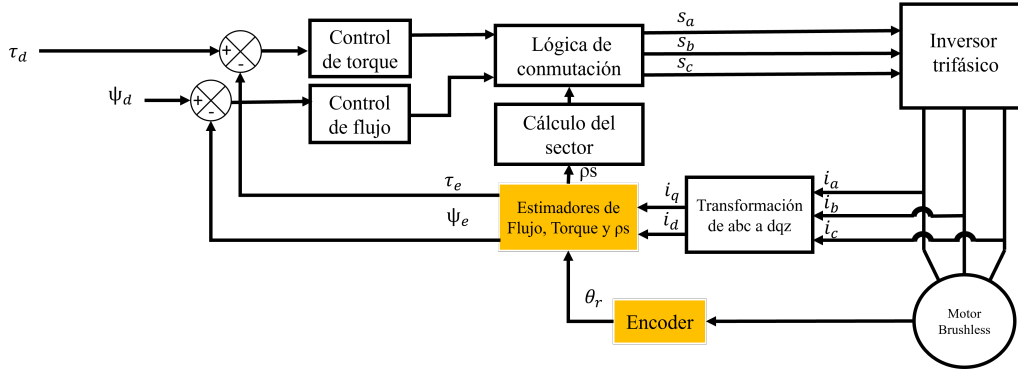


Figura 3.9: Diagrama a bloques correspondiente a la etapa de los estimadores.

Flujo estimado $|\psi_s|$

El valor del flujo estimado del estator se determina a partir del sistema de ecuación en el marco de referencia dq, considerando la ecuación de flujo:

$$\vec{\psi}_s = L_s \vec{i}_s + \vec{\psi}_m \quad (3.31)$$

Donde L_s es la inductancia del bobinado del estator, i_s es el vector de corrientes del estator y ψ_m es el flujo de magnetización debido a los imanes permanentes, definido por:

$$\vec{\psi}_m = \begin{bmatrix} \psi_m \cos \theta_r \\ \psi_m \sin \theta_r \end{bmatrix} \quad (3.32)$$

Donde θ_r es el ángulo de posición del rotor (rad), obtenido del ángulo mecánico, θ . El cual está definido por:

$$\theta_r = \frac{M}{2} \theta \quad (3.33)$$

Obteniendo el sistema que describe el flujo estimado:

$$\psi_{sD} = L_d i_d + \psi_m \cos \theta_r \quad (3.34)$$

$$\psi_{sQ} = L_q i_q + \psi_m \sin \theta_r \quad (3.35)$$

El modulo del vector de flujo del estator, que nos da su valor instantaneo absoluto, se puede expresar como:

$$|\vec{\psi}_s| = \sqrt{\psi_{sD}^2 + \psi_{sQ}^2} \quad (3.36)$$

Ángulo estimado $|\rho_s|$

El ángulo del vector del flujo del estator se calcula mediante la siguiente ecuación:

$$\rho_s = \tan^{-1} \left(\frac{\psi_{sQ}}{\psi_{sD}} \right) \quad (3.37)$$

Par estimado τ_e

A partir de la expresión obtenida por el modelo dinámico del motor, se puede estimar el Par del motor en el marco de referencia dq de la ecuación del torque electromagnético:

$$\tau_e = \frac{3}{2} M [(L_d i_d + \psi_m) i_q - L_q i_q i_d] \quad (3.38)$$

3.2.5. Cálculo del sector

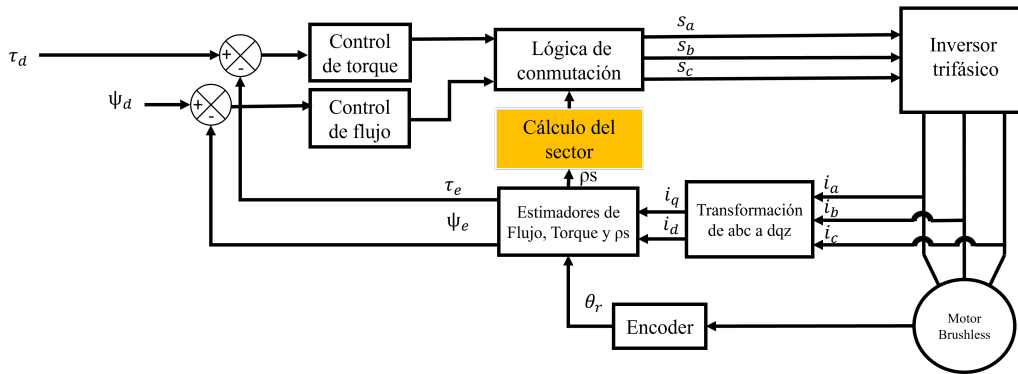


Figura 3.10: Diagrama a bloques correspondiente a la etapa del cálculo del sector.

El sector en el que se encuentra el vector de flujo del estator se determina mediante los valores de ρ_s y se describe a α como el valor del sector en el que se encuentra.

$$\begin{array}{ccccccccc}
 & \alpha(1) & & \alpha(2) & & \alpha(3) & & \alpha(4) & & \alpha(5) & & \alpha(6) \\
 -\frac{\pi}{6} & \leq \rho_s < \frac{\pi}{6} & & \leq \rho_s < \frac{\pi}{2} & & \leq \rho_s < \frac{5\pi}{6} & & \leq \rho_s < -\frac{5\pi}{2} & & \leq \rho_s < -\frac{\pi}{2} & & \leq \rho_s < -\frac{\pi}{6} \\
 & & & & & & & & & & & (3.39)
 \end{array}$$

3.2.6. Controladores del flujo y del par

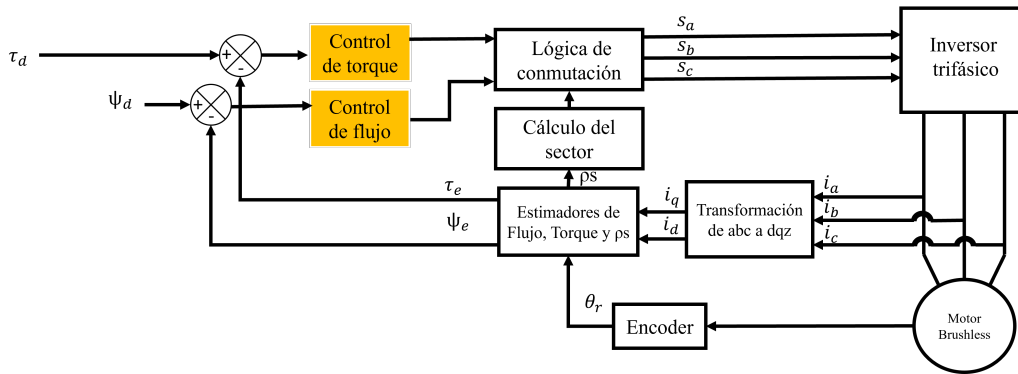


Figura 3.11: Diagrama a bloques correspondiente a la etapa del inversor.

Conociendo los valores instantáneos del flujo y el par electromagnético se pueden comparar con los valores correspondientes a los valores de referencia solicitados. Esto nos da un valor de error a partir de la comparación entre el valor de referencia del controlador y el valor calculado, permitiendo conocer el comportamiento actual del sistema y determinar la siguiente acción a realizar dentro del control.

Para el controlador del flujo se tiene un controlador por histéresis de dos niveles, debido a que durante la secuencia de control el vector de flujo del estator se incrementa o disminuye de manera continua, de manera que se debe determinar el error actual para poder seleccionar el efecto deseado.

- Para un efecto de incremento se debe considerar que el error, obtenido de la diferencia del flujo de referencia y el flujo estimado, es menor que el valor inferior definido para el ancho de banda de histéresis, el cual se va a determinar conforme a los parámetros del motor, se obtiene un valor de 1.
- Para el efecto de decremento se considera que el error es mayor al superior del ancho de banda de histéresis, obteniendo un valor de 0. De esta manera se busca mantener dentro de un rango el valor del flujo magnético del estator.

$\Delta\psi_s = \psi_d - \psi_s $	Salida	Efecto
$\Delta\psi_s < HinF$	1	↑ Incremento
$\Delta\psi_s > HsF$	0	↓ Decremento

Cuadro 3.2: Controlador por histéresis del flujo magnético del estator.

Para el controlador del par se tiene un controlador por histéresis de tres niveles, ya que se agrega un nuevo estado para generar un efecto que ya no altere el valor del torque, de manera que se busque sea constante. Los estados se definen de la siguiente manera:

- Para un efecto de incremento se debe considerar que el error, obtenido de la diferencia del par de referencia y el par estimado, es menor que el valor inferior definido para el ancho de banda de histéresis, el cual se va a determinar conforme la respuesta que se obtenga del sistema, se obtiene un valor de 1.
- Para el efecto de decremento se considera que el error es mayor al superior del ancho de banda de histéresis, determinando a la salida un valor de -1.
- El último estado se da para cualquier otro caso del valor del error, que solo se puede encontrar dentro del rango del valor superior e inferior definidos para el ancho de banda. Este estado nos da a la salida un valor de 0.

$\Delta\tau_e = \tau_d - \tau_e $	Salida	Efecto
$\Delta\tau_e < HinT$	1	↑ Incremento
$\Delta\tau_e > HsT$	-1	↓ Decremento
Otro	0	Mantener

Cuadro 3.3: Controlador por histéresis del Par.

3.2.7. Lógica por Tabla de conmutación

La última parte del algoritmo de control se define por la tabla óptima de conmutación, la cual junta todas las operaciones descritas anteriormente, donde se involucra toda la teoría de control de par.

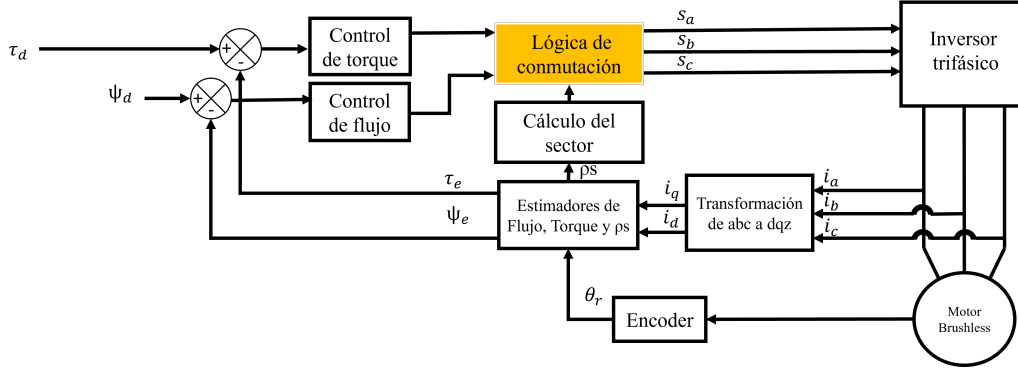


Figura 3.12: Diagrama a bloques correspondiente a la etapa del inversor.

Conociendo que la distribución del devanado del estator es en formato estrella, y el inversor trifásico depende de los estados lógicos de S_1, S_2, S_3, S_4, S_5 y S_6 para formar cada rama del inversor, podemos describir los estados lógicos posibles para los vectores de voltaje en la Tabla 3.4.

	\vec{V}_0	\vec{V}_1	\vec{V}_2	\vec{V}_3	\vec{V}_4	\vec{V}_5	\vec{V}_6	\vec{V}_7
S_1	0	1	1	0	0	0	1	1
S_2	0	0	1	1	1	0	0	1
S_3	0	0	0	0	1	1	1	1

Cuadro 3.4: Distribución de los vectores posibles [36].

Donde S_4, S_5 y S_6 se obtienen a partir de invertir el estado lógico de su complemento (S_1 para S_4 , S_2 para S_5 y S_3 para S_6). Cada uno de estos vectores que se pueden aplicar determinan una variación tanto al flujo del estator como al torque generado por el motor. Considerando los estados lógicos de la Tabla 3.4, se determinan los voltajes en cada una de las fases de la siguiente manera:

$$\begin{aligned}
 V_{ab} &= V_a - V_b = (S_1 - S_2)V_{dc} \\
 V_{bc} &= V_b - V_c = (S_2 - S_3)V_{dc} \\
 V_{ca} &= V_c - V_a = (S_3 - S_1)V_{dc}
 \end{aligned} \tag{3.40}$$

$d\psi_s$	$d\tau_e$	$\alpha(1)$	$\alpha(2)$	$\alpha(3)$	$\alpha(4)$	$\alpha(5)$	$\alpha(6)$
1	1	$\vec{V}_2(110)$	$\vec{V}_3(010)$	$\vec{V}_4(011)$	$\vec{V}_5(001)$	$\vec{V}_6(101)$	$\vec{V}_1(100)$
	0	$\vec{V}_7(111)$	$\vec{V}_0(000)$	$\vec{V}_7(111)$	$\vec{V}_0(000)$	$\vec{V}_7(111)$	$\vec{V}_0(000)$
	-1	$\vec{V}_6(101)$	$\vec{V}_1(100)$	$\vec{V}_2(110)$	$\vec{V}_3(010)$	$\vec{V}_4(011)$	$\vec{V}_5(001)$
0	1	$\vec{V}_3(010)$	$\vec{V}_4(011)$	$\vec{V}_5(001)$	$\vec{V}_6(101)$	$\vec{V}_1(100)$	$\vec{V}_2(110)$
	0	$\vec{V}_0(000)$	$\vec{V}_7(111)$	$\vec{V}_0(000)$	$\vec{V}_7(111)$	$\vec{V}_0(000)$	$\vec{V}_7(111)$
	-1	$\vec{V}_5(001)$	$\vec{V}_6(101)$	$\vec{V}_1(100)$	$\vec{V}_2(110)$	$\vec{V}_3(010)$	$\vec{V}_4(011)$

Cuadro 3.5: Tabla óptima de conmutación para la selección de los vectores de voltaje a aplicar, obtenida de [33].

	\vec{V}_0	\vec{V}_1	\vec{V}_2	\vec{V}_3	\vec{V}_4	\vec{V}_5	\vec{V}_6	\vec{V}_7
V_{an}	0	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{-V_{dc}}{3}$	$\frac{-2V_{dc}}{3}$	$\frac{-V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	0
V_{bn}	0	$\frac{-V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{-V_{dc}}{3}$	$\frac{-2V_{dc}}{3}$	0
V_{cn}	0	$\frac{-V_{dc}}{3}$	$\frac{-2V_{dc}}{3}$	$\frac{-V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	0

Cuadro 3.6: Alimentación obtenida en cada fase [36].

Esta tabla óptima fue propuesta en [3] y depende de obtener los valores de los estados del par, flujo y sector, de manera que según el sector en el que se encuentre y los estados determinados por los controladores de flujo y par, se asigna el accionamiento de conmutación deseado del inversor trifásico.

Ahora, considerando un sistema balanceado con punto neutro en común, donde se cumple la condición de la ecuación (3.41):

$$i_{an} + i_{bn} + i_{cn} = 0 \quad (3.41)$$

Se obtienen los voltajes que describen cada fase del estator como:

$$\begin{aligned} V_{an} &= \frac{V_{dc}}{3}(2S_1 - S_2 - S_3) \\ V_{bn} &= \frac{V_{dc}}{3}(2S_2 - S_1 - S_3) \\ V_{cn} &= \frac{V_{dc}}{3}(2S_3 - S_1 - S_2) \end{aligned} \quad (3.42)$$

3.2.8. Lógica por Modulación por Vector Espacial (SVPWM)

Como se ha encontrado dentro de la literatura del Control Directo de Par, existen diferentes metodologías para la aplicación de las secuencias de conmutación que relación el cálculo del torque y del flujo de la máquina. Por lo que a continuación se describe un método para la lógica de conmutación conocida como Modulación por Vector Espacial (Space Vector PWM por sus siglas en inglés) en la cual se aplica la misma configuración de vectores de voltaje para el inversor trifásico a partir del cálculo de un vector de voltaje de referencia [37].

El principio de funcionamiento es el mismo, tratar de controlar un vector asociado al campo magnético generado por el embobinado del estator. La diferencia es que ahora se tomará como referencia un vector de voltaje resultante por las estimaciones del torque y del flujo, mediante las siguientes ecuaciones:

$$\vec{V}_{ref}T_s = \vec{V}_1T_1 + \vec{V}_2T_2 + \vec{V}_0T_0 \quad (3.43)$$

Donde:

T_s es el tiempo de muestreo de nuestro sistema, \vec{V}_{ref} es el vector resultante, \vec{V}_1 , \vec{V}_2 y \vec{V}_0 son los vectores de voltaje próximos que definen el estado de conmutación y T_0 , T_1 y T_2 son los tiempos del ancho de pulso calculados.

Definiendo así:

$$V_{ref} = \sqrt{V_d^2 + V_q^2} \quad (3.44)$$

Definimos cada intervalo de tiempo como:

$$T_1 = T_s * V_{ref} \frac{\sin(\pi/3) - \rho_s}{\sin(\pi/3)} \quad (3.45)$$

$$T_2 = T_s * V_{ref} \frac{\sin(\rho_s)}{\sin(\pi/3)} \quad (3.46)$$

$$T_0 = T_s - T_1 - T_2 \quad (3.47)$$

Ahora para determinar el tiempo de encendido de cada una de las fases se determina por las siguientes condiciones :

$$Sector1 = \begin{cases} T_{A-ON} = (T_1 + T_2 + T_0)/2 \\ T_{B-ON} = (T_2 + T_0)/2 \\ T_{C-ON} = T_0/2 \end{cases}$$

$$Sector2 = \begin{cases} T_{A-ON} = (T_1 + T_0)/2 \\ T_{B-ON} = (T_1 + T_2 + T_0)/2 \\ T_{C-ON} = T_0/2 \end{cases}$$

$$Sector3 = \begin{cases} T_{A-ON} = T_0/2 \\ T_{B-ON} = (T_1 + T_2 + T_0)/2 \\ T_{C-ON} = (T_2 + T_0)/2 \end{cases}$$

$$Sector4 = \begin{cases} T_{A-ON} = T_0/2 \\ T_{B-ON} = (T_1 + T_0)/2 \\ T_{C-ON} = (T_1 + T_2 + T_0)/2 \end{cases}$$

$$Sector5 = \begin{cases} T_{A-ON} = (T_2 + T_0)/2 \\ T_{B-ON} = T_0/2 \\ T_{C-ON} = (T_1 + T_2 + T_0)/2 \end{cases}$$

$$Sector5 = \begin{cases} T_{A-ON} = (T_1 + T_2 + T_0)/2 \\ T_{B-ON} = T_0/2 \\ T_{C-ON} = (T_1 + T_0)/2 \end{cases}$$

Así, nosotros podemos conocer y programar el tiempo de ancho de pulso para nuestro bloque de PWM.

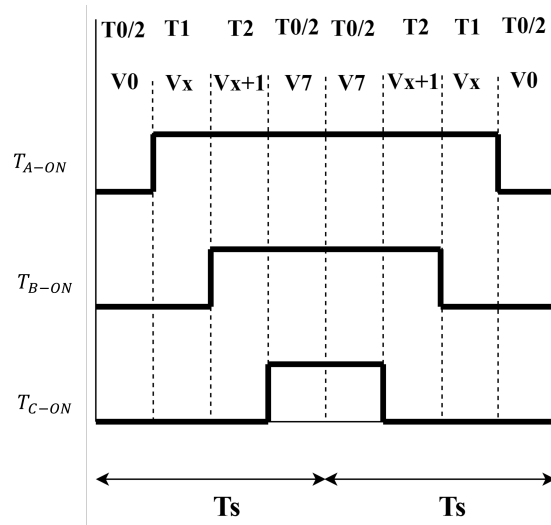


Figura 3.13: Diagrama de tiempo del SVPWM.

3.3. Simulación de la metodología de Control Directo de Par

Usando las ecuaciones desarrolladas para cada una de las etapas del control directo de par, se obtienen los siguientes bloques de simulación usando Simulink de MATLAB, de manera que se pueda observar el comportamiento del motor PMSM con la metodología de control a utilizar. Debido a que actualmente no se cuentan con todos los parámetros reales del motor a trabajar, se consideran los parámetros utilizados en [33] con fines de explorar y comprender el algoritmo de control a implementar.

Parámetro	Unidad	Valor
Resistencia del estator (R_s)	[Ω]	3
Inductancia eje D (L_d)	[mH]	0.0007
Inductancia eje Q (L_q)	[mH]	0.0007
Flujo de los imanes permanentes (PM)	[Wb]	0.15
Número de polos (P)		2
Voltaje de alimentación (Vdc)	[V]	120
Momento de inercia (J)	[$Kg.m^2$]	0.035
Coefficiente de fricción (B)		0.0065
Límite controlador del flujo (Flujo_hys)		0.01
Límite controlador del par (T_hys)		0.01
Tiempo de muestreo	[S]	0.005

Cuadro 3.7: Parámetros utilizados en la simulación [33].

3.3.1. Resultados de la simulación

La simulación presentada tiene como objetivo explorar el comportamiento de cada una de las etapas de la implementación de la metodología de control directo de par para un motor PMSM. La primer prueba realizada fue a una señal de torque deseada de tipo escalón, en la que se cambia de un torque de 1 N.m a 2 N.m.

De esta manera se obtiene el torque, T_e , de la Figura 3.14. Donde se puede observar un cambio significativo en el control que intenta realizar al sistema, ya que, se pueden apreciar fluctuaciones en el torque producido, mientras que intenta llegar al valor deseado. Estas fluctuaciones representan la discontinuidad que tiene el controlador sobre los estados de conmutación en el inversor.

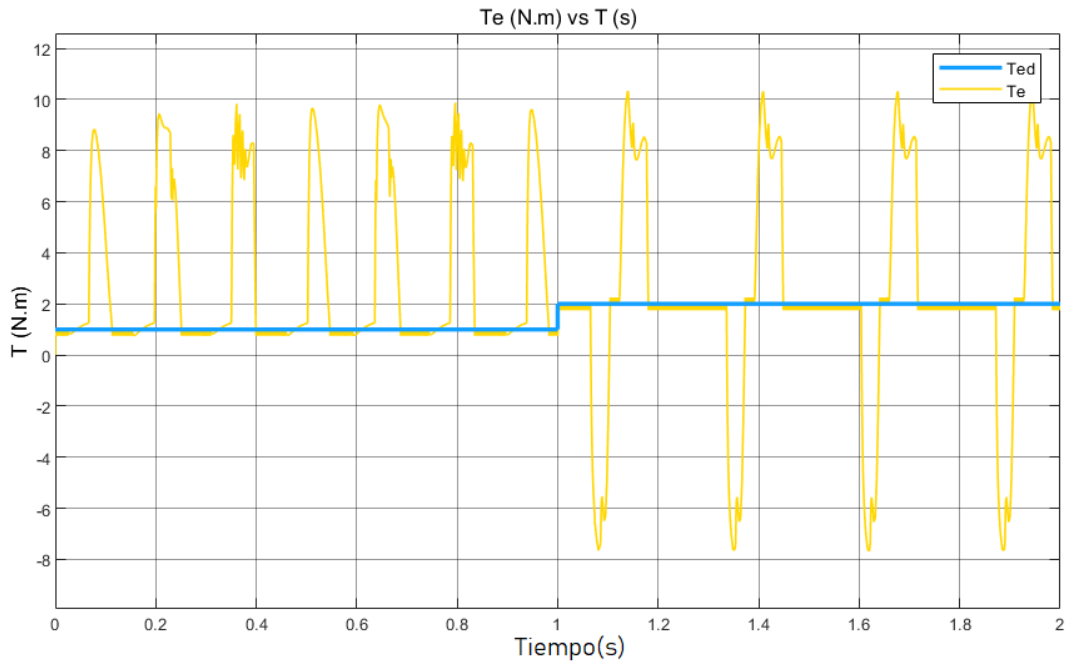


Figura 3.14: Resultados del torque T_e obtenido a un valor de torque deseado de tipo escalón.

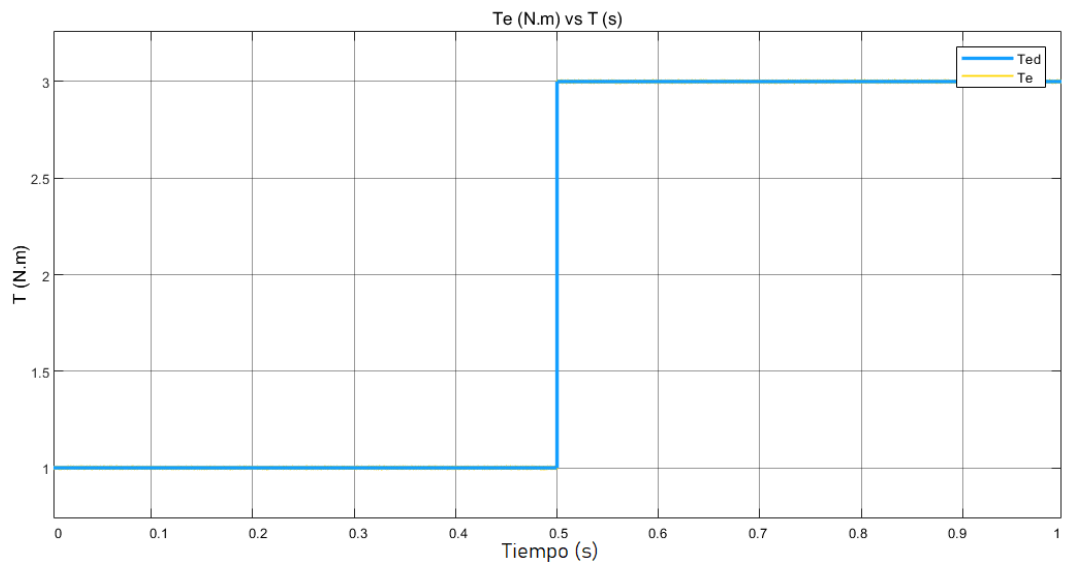


Figura 3.15: Resultados del torque T_e obtenido a un valor de torque deseado de tipo escalón con la modificación de la simulación.

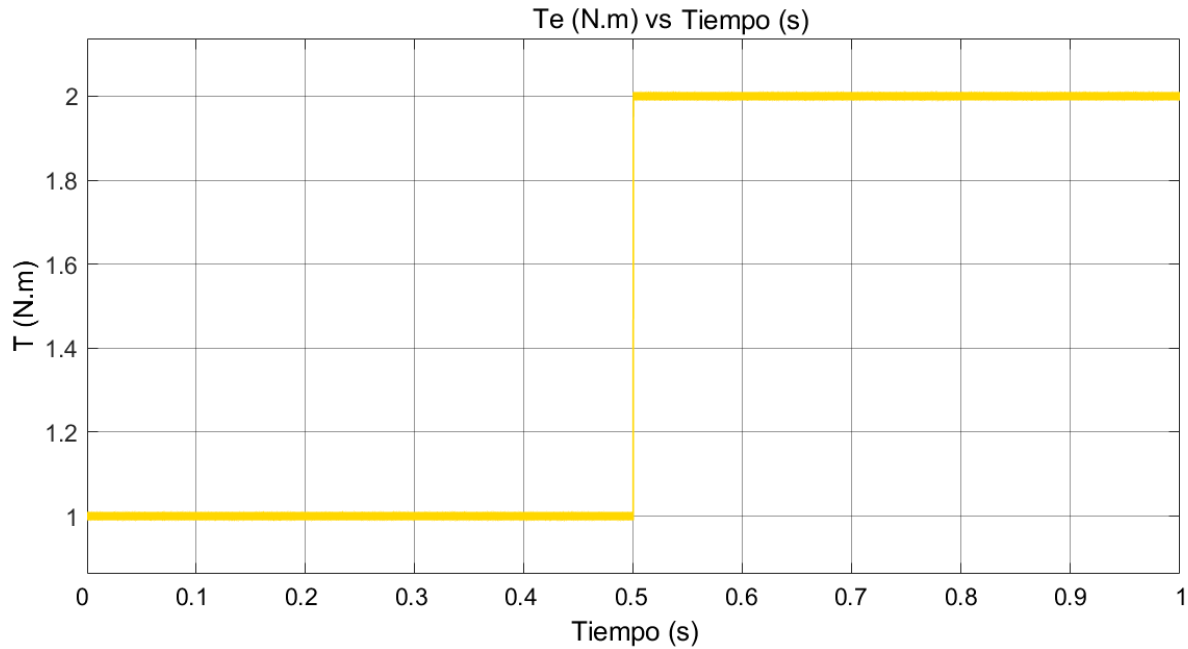


Figura 3.16: Resultados del torque T_e obtenido a un valor de torque deseado de tipo escalón.

Esto se ha logrado corregir al implementar una etapa de filtrado en las señales de las corrientes del modelo del motor, lo que ha permitido que el error acumulado se disminuya y no haya pérdidas en la selección de los estados de conmutación del controlador, como se puede observar en la Figura 3.15. Además, se realizaron correcciones en los parámetros de coeficiente de fricción y momento de inercia, debido a que afectaban en el desempeño del controlador con los parámetros del motor seleccionados.

La respuesta que se obtiene al aplicar el cambio en la señal escalón es muy favorable, ya que se tarda aproximadamente un estado de conmutación en alcanzar el valor deseado. En la Figura 3.17 se presenta la respuesta del torque producido por el motor, la cual se puede asumir como adecuada para el control directo de par implementado, debido a que se mantiene dentro del rango de control por histéresis del torque, además de que no se observan fluctuaciones o pérdidas en los estados de control producidos.

Cabe mencionar que estos resultados son sin aplicar una carga al motor y considerando valores realmente pequeños en cuanto a la fricción presentada por el motor, esto puede llegar a variar al momento de aplicar de manera experimental el controlador, por lo que se deben tomar ciertas consideraciones respecto a la simulación realizada.

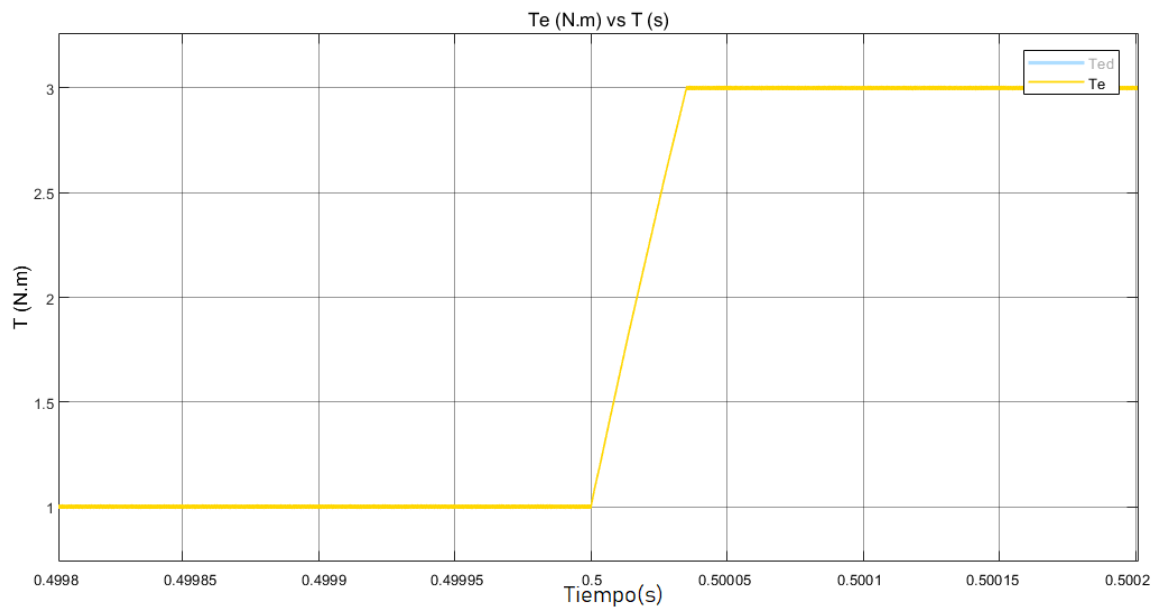


Figura 3.17: Respuesta obtenida al cambio del valor deseado.

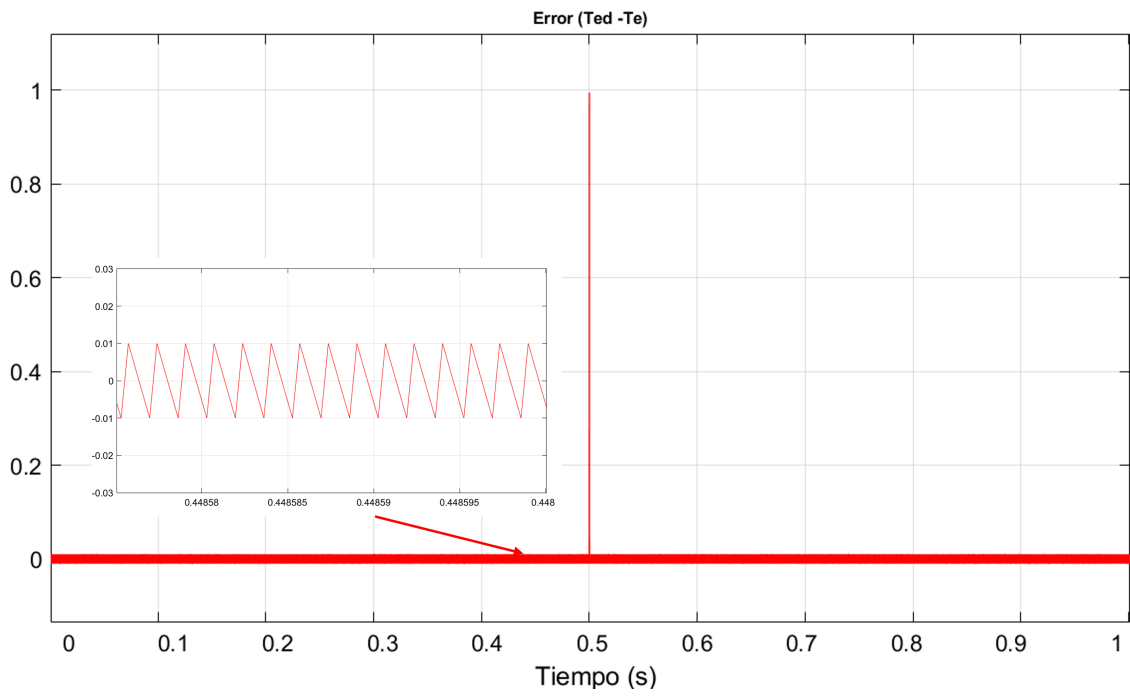


Figura 3.18: Error obtenido en el torque.

En cuanto al rango del error obtenido, este se encuentra definido por el valor del ancho de banda del controlador por histéresis del torque, el cuál se alcanzó a bajar hasta un 0.01 N.m. En la Figura 3.18 se observa como al graficar el error entre la señal de torque deseada (T_{ed}) y la obtenida por el motor (T_d), realizando la operación $T_{ed}-T_d$, se observa un comportamiento particular de los controladores por histéresis, donde no se llega a mantener constante un solo valor, sino que al llegar a un extremo del valor definido por el controlador este se desactiva, provocando la caída del valor obtenido y al llegar al extremo menor se vuelve a activar el controlador y sube el valor del torque producido. De esta manera, la respuesta está definida por que tan rápido el controlador puede mantener, dentro del rango definido, el valor deseado.

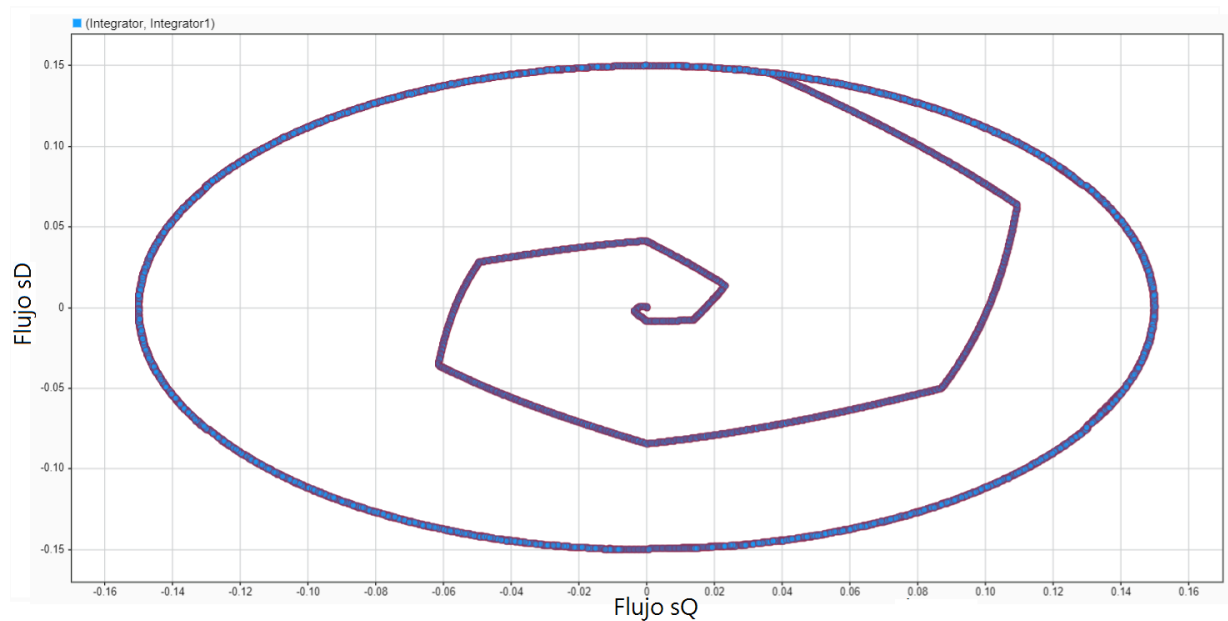


Figura 3.19: Trayectoria del flujo del estator.

La otra parte fundamental del DTC es el control del flujo electromagnético generado por el bobinado del estator, el cual se debe mantener constante dentro de un valor deseado y poder seguir la trayectoria en un plano estacionario que represente el movimiento del campo al cual son atraídos los imanes del rotor. Esto se logra mediante la lógica de control y las estimaciones correspondientes del flujo del estator, generando una gráfica como se muestra en la Figura 3.19.

Una de las etapas más importantes dentro del control directo de par es la detección del sector donde se encuentra el vector de flujo producido por el estator y que se monitorea a partir de la estimación de las componentes del flujo y de su correspondiente ángulo. Esto

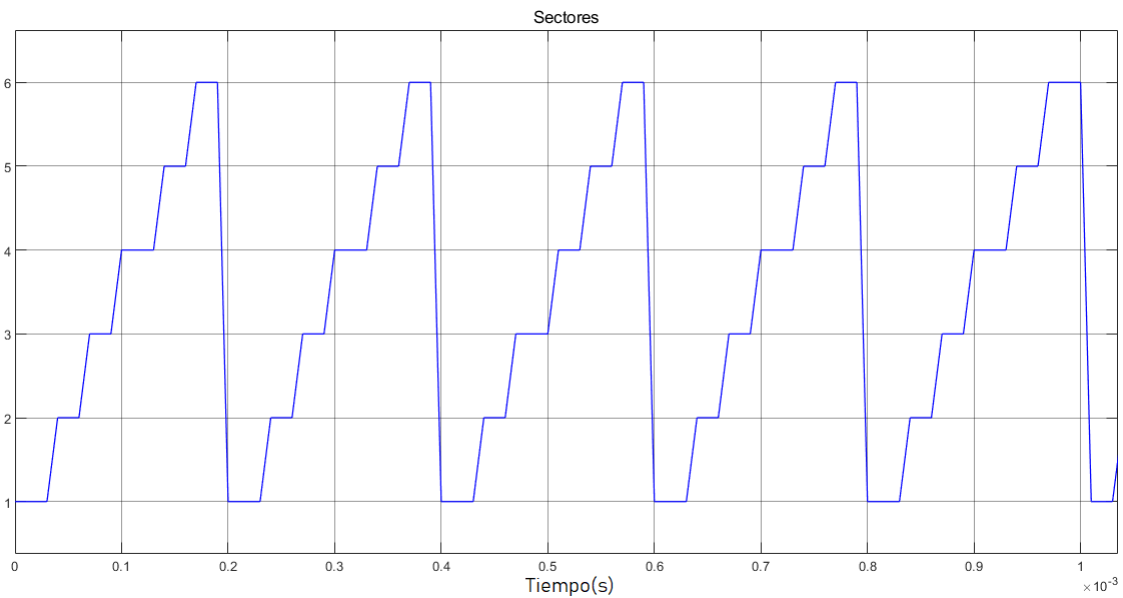


Figura 3.20: Detección del sector donde se incide el vector de flujo.

se puede apreciar en la Figura 3.20, donde se destacan los sectores que se van obteniendo respecto a la respuesta del torque. Así, se puede comprobar que el controlador está funcionando correctamente y que la secuencia del programa es adecuada para aplicar todas las operaciones del control directo de par.

Esto permite que, tanto el sector sea detectado correctamente y la selección del vector de voltaje sea el óptimo; la conmutación del inversor que alimenta al estator sea la correcta y permita una fluidez en la generación del torque deseado. Así, también podemos conocer la velocidad con la que se incide al motor los cambios de conmutación determinados por el control directo de par, que en este caso se mantiene en 0.000005S o 5 microsegundos.

La siguiente simulación corresponde a una señal de torque de tipo sinusoidal con una frecuencia de 5 Hz. Al seleccionar una señal con un cambio bastante suave se puede apreciar que el controlador trabaja mejor ante pequeños cambios. En la Figura 3.21 se observa el valor deseado de que entra al controlador, mientras que en la Figura 3.22 la respuesta del motor, por lo que podemos asumir que el controlador también funciona con este tipo de señales.

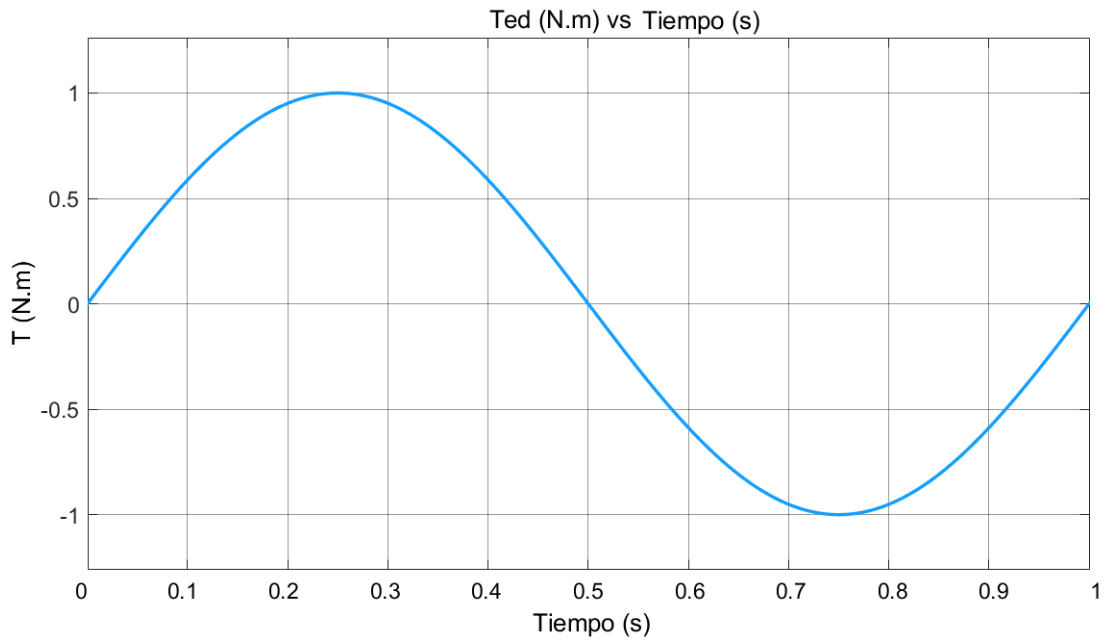


Figura 3.21: Señal deseada de tipo sinusoidal para el control del motor.

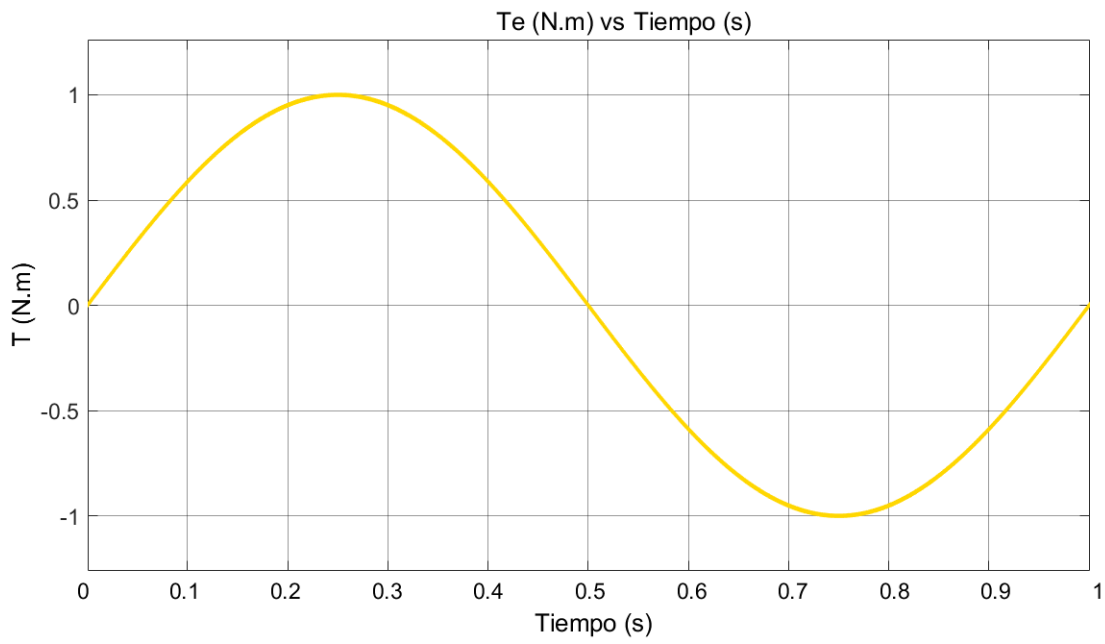


Figura 3.22: Respuesta obtenida del torque del motor a una señal deseada de tipo sinusoidal.

3.4. Conclusiones

Para poder conocer el principio de funcionamiento del Control Directo de Par, se estudia el modelo del motor a utilizar, por lo que se deben desarrollar las ecuaciones para poder obtener la relación del par producido por la máquina y así determinar si es correcta la estimación en la cual se basa el control por DTC.

La metodología de control por DTC cuenta con diferentes etapas de estimaciones, por lo que su complejidad se basa en la rapidez con las cuales estas operaciones se puedan realizar. De esta manera, se debe determinar un algoritmo suficientemente eficaz para poder implementar el control. Es por ello que se realizaron simulaciones para poder determinar la manera más correcta de aplicar cada uno de las etapas deseadas, encontrando así una configuración que diera buenos resultados.

Una de las principales consideraciones y de la cual se basa el DTC es la detección correcta de los valores de las corrientes de cada fase en el estator, sin esto la aplicación del control no sería posible y con el más mínimo desfase de alguna de las señales puede producir una respuesta no deseada en el controlador. Es aquí donde radica la importancia de una buena adquisición de los valores analógicos a la hora de la implementación, ya que a la hora de aplicar la transformación a un sistema bifásico este puede no darse de forma adecuada.

Finalmente, los resultados obtenidos de las simulaciones indican que la implementación del control por DTC para un motor PMSM es posible si se logra cumplir con las siguientes características: una correcta transformación del sistema trifásico, filtrado de los datos obtenidos, rapidez en los cálculos deseados, sintonización del ancho de banda de los controladores por histéresis del flujo y del torque, correcta determinación de los parámetros del motor a trabajar y la correcta programación de la selección del vector de voltajes a aplicar.

Capítulo 4

Electrónica del sistema

En este capítulo se define toda la electrónica instrumentada para la implementación del DTC, donde se destacan las secciones para la etapa de potencia; que incluye el inversor trifásico, el motor PMSM descrito anteriormente, del cual se podrán monitorear la señales de corriente de las fases a y b, para posteriormente pasarlas por la etapa de electrónica analógica que permitirá convertir la información de los sensores de corriente. El encoder que nos da información sobre la posición del actual del rotor y así nos permite decodificarla para poder realizar las operaciones necesarias vistas en la descripción de la metodología de control directo de par.

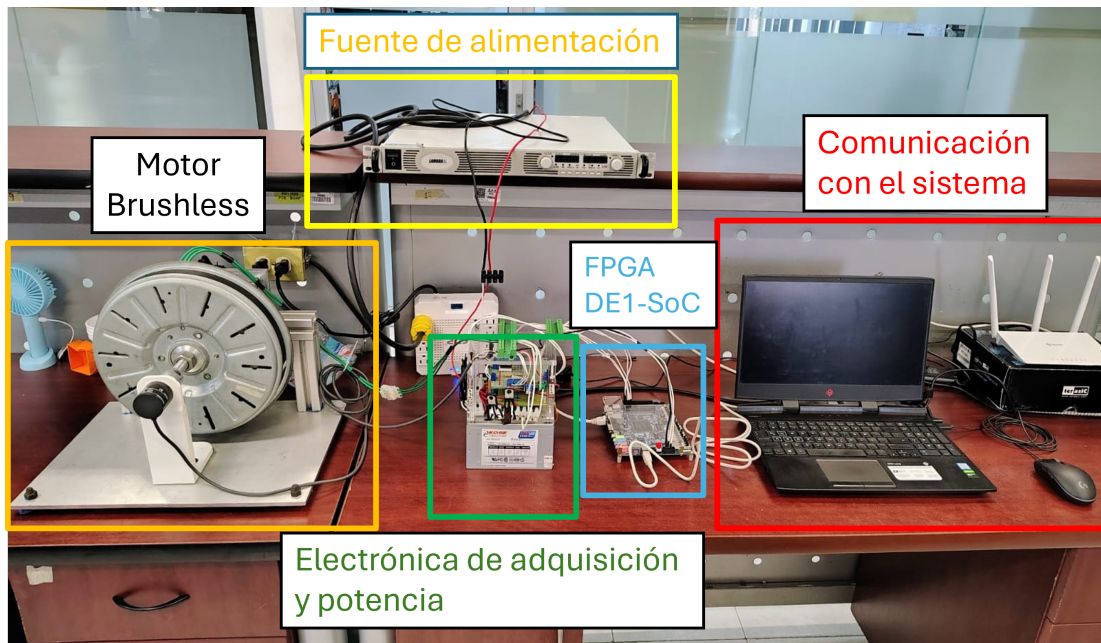


Figura 4.1: Sistema de control general.

4.1. Procesamiento de las señales adquiridas

El acondicionamiento de señales se presenta como una etapa crítica en el proceso de adquisición de datos, adaptando la señal a las especificaciones requeridas para su posterior procesamiento. Este proceso de acondicionamiento es esencial para garantizar que la señal adquirida sea representativa y fiable, lo que a su vez contribuye a la toma de decisiones precisas y a la obtención de resultados precisos.

4.1.1. Encoder incremental

El encoder comercial de OMRON E6B2-CWZ6C es un encoder incremental giratorio de propósito general normalmente abierto.

Cuenta con las siguientes características:

- Rango de operación de voltaje: 5 a 24VDC.
- Resolución de pulso/revolución: 10 - 2000.
- Función de indicador de origen cero (Z).
- Capacidad de carga en dirección radial hasta 30N y en dirección de empuje hasta 20N.

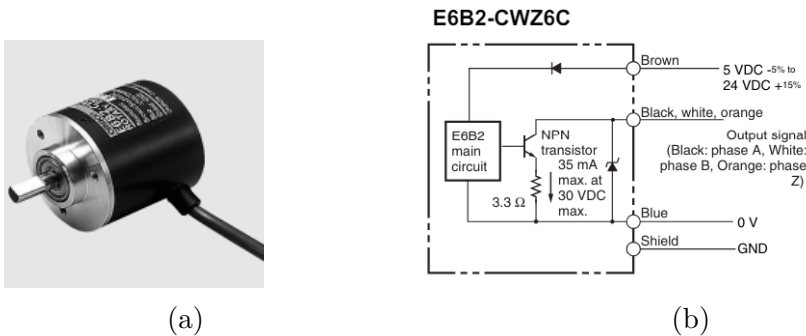


Figura 4.2: Encoder incremental a implementar E6B2-CWZ6C. (a) Dispositivo físico [38]. (b) Terminales de uso [38].

Este encoder nos proporcionará las señales A, B y Z, las cuales nos permiten obtener las 2 señales desfasadas 90° y una tercer señal de giro completo. Para la posición angular del rotor se utilizan únicamente las señales A y B, de manera que podamos aplicar el decoder implementado en el sistema embebido.

Acondicionamiento de las señales del encoder incremental

Dentro del microprocesador embebido en la tarjeta FPGA se tienen disponibles varios puertos para el procesamiento de las señales A y B que genera un encoder, como se muestra en la Tabla 4.1 permitiendo obtener la posición actual del eje dependiendo de la resolución que se cuente en el encoder.

Puerto de entrada	Dispositivo			
PT1	PT1[32] No usar	PT1[31..1] Posición Encoder	A	B
FPGA Pins			1	2
Header Pins			GPIO1_0	GPIO1_1

Cuadro 4.1: Mapa de entradas disponibles en el microprocesador embebido [29].

El encoder E6B2-CWZ6C otorga a la salida una señal de voltaje de 5V para las señales A y B (que serán las utilizadas), debido a esto se debe realizar un acondicionamiento de la señal para poder manejarla en el FPGA, ya que solo recibe señales de 3.3V. Para ello se realiza el circuito de la Figura 4.3 que permite adecuar la señal al voltaje requerido.

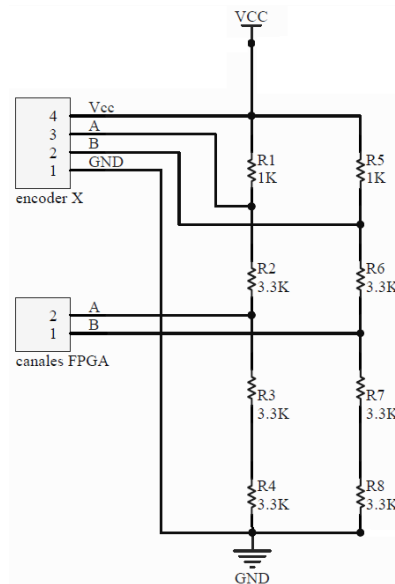
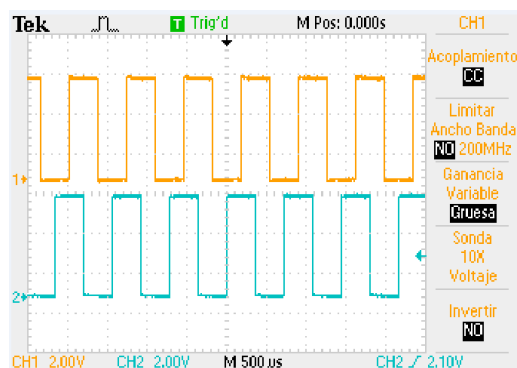


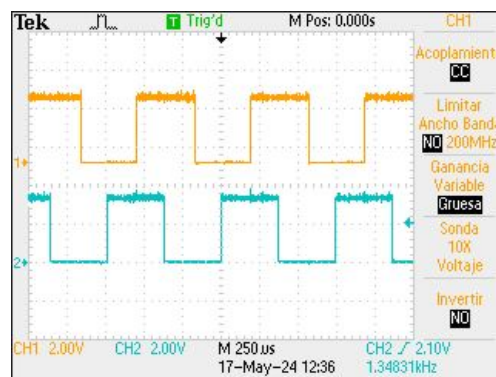
Figura 4.3: Circuito de acondicionamiento de la señal A y B.

Obteniendo los siguientes resultados del circuito implementado:

Lo que permite obtener la información del encoder, mediante el FPGA, y así hacer uso de los puertos que reciben las señales de A y B para el algoritmo del decoder. De esta manera se obtienen las cuentas para el encoder a utilizar. Esto nos determina la posición



(a)



(b)

Figura 4.4: Acondicionamiento de la señal del encoder incremental. (a) Señal de 5V del encoder. (b) Señal después del acondicionamiento.

angular en grados para el rotor, pero para poder implementar la metodología deseada se debe hacer una corrección para poder obtener la posición angular eléctrica en radianes. Esto se logra mediante las siguientes operaciones:

$$\theta = \frac{2\pi}{1000} \text{rad/rev} \quad (4.1)$$

Donde se define la resolución del encoder especificado que es de 1000 PPR, y se hace su transformación a radianes a partir de los pulsos detectados. Esto se realiza en el código de la obtención de los pulsos del encoder.

Para poder obtener la posición angular eléctrica se deben conocer el número de polos del rotor, de manera que se realice la siguiente operación:

$$\theta_r = \frac{\theta(M)}{2} \quad (4.2)$$

Donde M es el número de polos y θ es la posición angular obtenida del encoder.

4.1.2. Sensor de corriente

El módulo de sensor de corriente con el circuito integrado ACS712 permite medir la cantidad de corriente directa o alterna. Esto se realiza mediante un sensor de efecto hall que provee un voltaje de salida que es proporcional a la corriente que fluye en el circuito. Cuenta con las siguientes características:

- Voltaje de funcionamiento: 4.5V-5.5V.

- Ancho de banda: 80kHz.
- Rango máximo: $(\pm)30A$
- Voltaje de salida analógica: 185mV/A
- Sensibilidad de salida: 66 a 185 mV/A
- Resistencia interna: $1.2m\Omega$

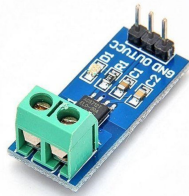


Figura 4.5: Sensor de corriente ACS712 [39].

El sensor entrega una señal de 2.5V para una corriente de 0A y va incrementando proporcionalmente de acuerdo con la sensibilidad del sensor, que en este caso es de 185mA. Esta señal se debe convertir a digital porque el FPGA es de carácter digital y no leería los valores que el sensor está sacando. Esto se hace con el objetivo de no perder resolución de la información adquirida y los datos que se adquieran se puedan manejar de mejor manera.

Caracterización sensor de corriente ACS712

De acuerdo con las especificaciones del proveedor [39], el sensor de corriente ACS712 entrega un valor de 2.5V cuando se tiene una corriente de 0A, aumentando el valor del voltaje de manera proporcional para corriente positiva y disminuyendo para corriente negativa, por lo que el aumento determina la sensibilidad del sensor.

La ecuación que describe el comportamiento está determinada por:

$$V = mI + 2.5 \quad (4.3)$$

Donde m es la sensibilidad del sensor y el término independiente nos determina el valor que intersecta al eje Y para el valor de corriente en 0A. Así, se procede a determinar los valores para los sensores a utilizar. Graficando los resultados obtenidos, se consiguen las siguientes rectas con su correspondiente ecuación.

El circuito descrito en la Figura 4.6 nos permite visualizar la teoría a seguir para determinar la corriente que circula por el sensor, de manera que podamos obtener el voltaje de salida respectivamente.

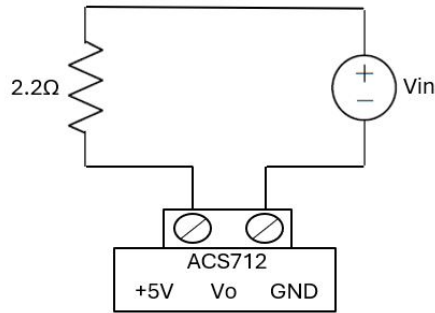


Figura 4.6: Circuito a seguir para la caracterización de los sensores ACS712.

Mediante Ley de Ohm podemos determinar que:

$$I = \frac{V}{R} \quad (4.4)$$

Donde $V=V_{in}$ es el voltaje de entrada de la fuente externa, mientras que R es la carga resistiva de valor 2.2Ω . De esta manera se cambia el voltaje de la fuente y se va obteniendo un cambio en la corriente de rango de $0.25A$, determinando el valor del voltaje de salida.

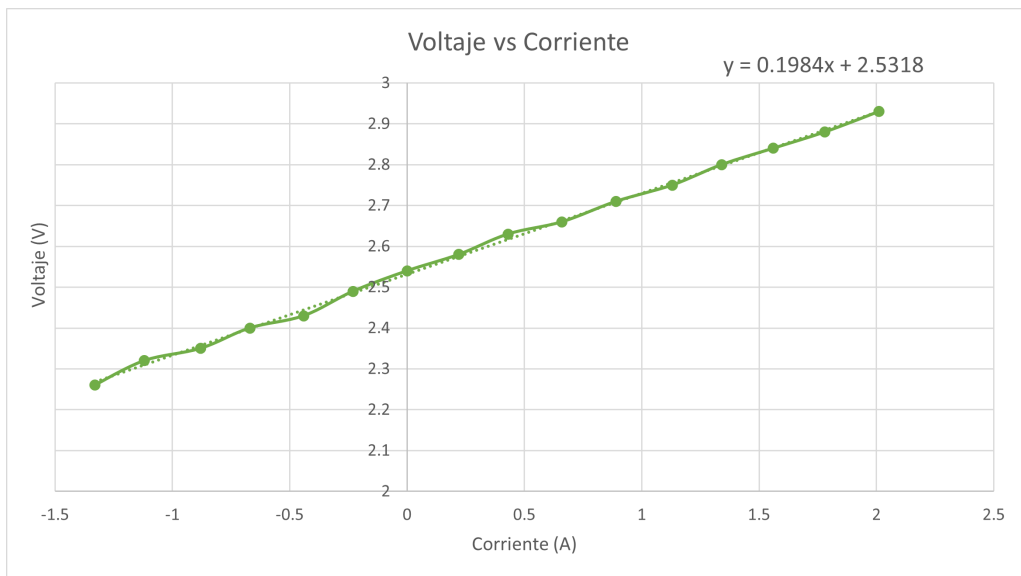


Figura 4.7: Gráfico del comportamiento del sensor 1.

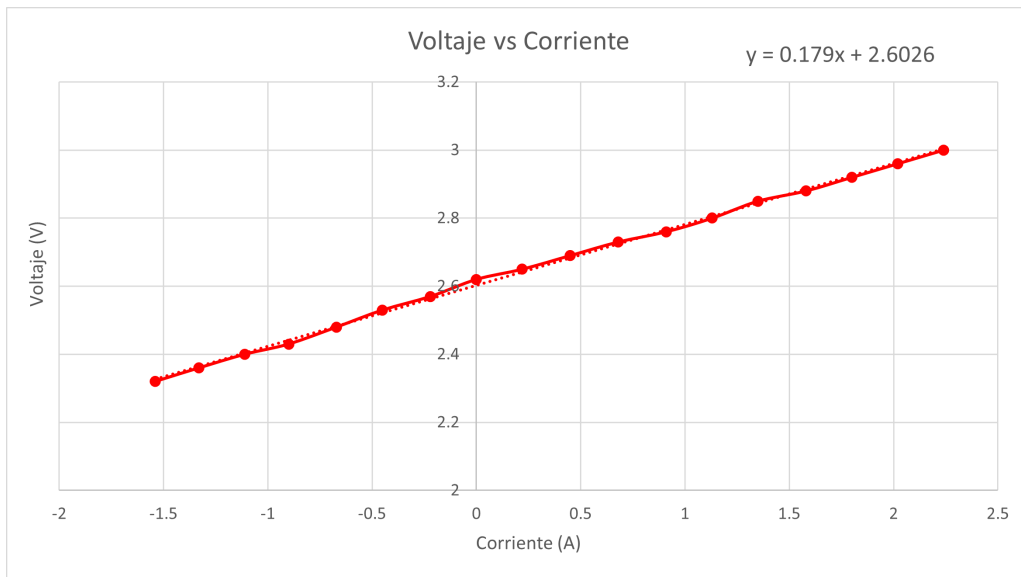


Figura 4.8: Gráfico del comportamiento del sensor 2.

Por lo que las ecuaciones que describen la lectura de la corriente para el sensor 1 son:

$$V_{o1} = 0.1984I + 2.5318 \quad (4.5)$$

Despejando la corriente se obtiene:

$$I_1 = \frac{V_{o1} - 2.5318V}{198.4mV/A} \quad (4.6)$$

Mientras que para el sensor 2 se obtienen las ecuaciones:

$$V_{o2} = 0.179I + 2.6026 \quad (4.7)$$

Despejando la corriente se obtiene:

$$I_2 = \frac{V_{o2} - 2.6026V}{179mV/A} \quad (4.8)$$

De esta manera se puede determinar la corriente que pasa por cada una de las fases a partir del voltaje de salida que genera el sensor de corriente y haciendo el escalado correspondiente. A partir de los valores obtenidos para I_a , I_b e I_c se construye el vector de corrientes del estator, I_s . En un motor tipo brushless con estructura en el devanado de tipo estrella se puede considerar que las tres corrientes se encuentran equilibradas y se obtiene la tercera a partir de la suposición de que $I_a + I_b + I_c = 0$, despejando $I_c = -I_a - I_b$. Después, se hace la adquisición de los datos analógicos y se obtienen los valores digitales

a partir del uso de un ADC. Esto nos permite mandar la información al FPGA y hacer la transformación correspondiente de las corriente en el marco de referencia dq.

4.1.3. Convertidor Analógico-Digital LTC2308

La tarjeta DE1-SoC cuenta con un convetidor ADC de 12 bits y ocho canales, el cual nos permite obtener los valores analógicos desde los sensores de corriente y poder convetirlos en valores digitales para el correspondiente algoritmo de control. La escala de valores que este ADC permite es de 0V a 4.096V, eso significa que por cada bit podemos obtener la lectura de 1mV, esto es una gran resolución para un convertidor, además de que contamos con la ventaja de frecuencia de muestreo que es de 500ksps (kilo muestras por segundo).

4.2. Filtro Pasabajas

El filtro es un dispositivo que nos permite dejar pasar una señal a la frecuencia deseada, de tal manera que se eviten los espectros no deseados de la señal. La elección del filtro pasabajas se debe a que tiene la particularidad de dejar pasar frecuencias bajas y atenuar las frecuencias altas, como se muestra en la Figura 4.9.

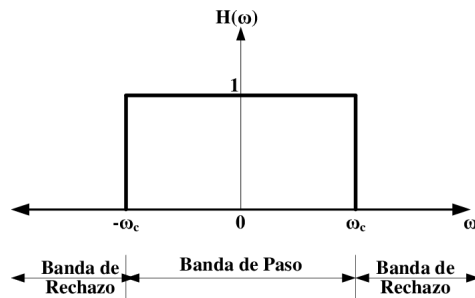


Figura 4.9: Filtro Pasabajas.

Cuando se tiene un lazo de control analógico o un lazo de control con un actuador que responde a una señal analógica es fácil instrumentar un filtro pasa bajas analógico en el sistema, incluso puede usarse un filtro pasa bajas RC. Sin embargo, cuando un sistema de control es totalmente digital la instrumentación de un filtro pasa bajas no es fácil, ya que este filtro debe incorporarse por medio de código de programación y, además, este código debe ejecutarse en un tiempo menor al tiempo de muestreo con el fin de no interferir con el correcto funcionamiento del lazo de control.

Debido al uso de un convertidor analógico a digital y la decodificación de los datos recibidos, se hace necesario emplear un filtro analógico pasa bajas sobre la señal a muestrear, de manera que se ignoren los valores que se encuentren fuera de la banda de frecuencia

de trabajo del convertidor.

Para que el filtro a implementar sea de fase lineal en la banda de interés, se debe cumplir con el teorema de muestreo de Nyquist [42], el cual nos dice que:

$$f_m \geq 2f_{max} \quad (4.9)$$

Donde f_m es la frecuencia de muestreo y f_{max} la frecuencia de interés para nuestra señal. Despejando así f_{max} para realizar el diseño del filtro:

$$f_{max} \leq \frac{f_m}{2} \Rightarrow f_{max} = \frac{5.95kHz}{2} = 2.975kHz \quad (4.10)$$

Tomando la frecuencia más pequeña entre los dos ADC y tomando la ecuación para el diseño del filtro pasabajos se obtiene los siguientes valores:

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (4.11)$$

Proponiendo $C = 100nF$, se obtiene:

$$f_c = \frac{1}{2(\pi)(R)(100nF)} \Rightarrow R = \frac{1}{2(\pi)(2.975kHz)(100nF)} = 534.9\Omega \quad (4.12)$$

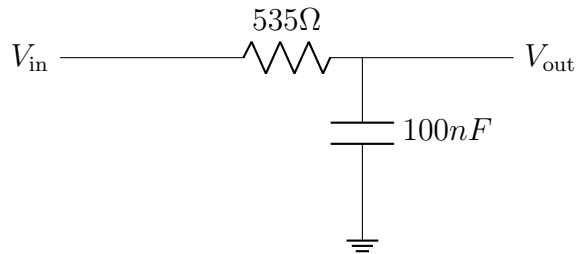


Figura 4.10: Circuito implementado para el filtro pasa bajas.

4.3. Etapa de potencia

4.3.1. Inversor trifásico

La etapa de potencia está compuesta por el inversor trifásico que alimenta las tres fases del estator del motor trifásico de imanes permanentes. El inversor es una parte muy importante para un correcto funcionamiento del motor, por cualquier medio de accionamiento. Es por esto que su diseño requiere de un gran enfoque y conocer los parámetros a los que trabajará. Cada una de las ramas que componen al inversor trifásico están integradas por transistores PNP y NPN. De tal manera que su diseño depende del modo de operación, en este caso corte y saturación para obtener el funcionamiento de un interruptor.

El diseño presentado a continuación se toma del circuito disponible en [8] y se realizó considerando una corriente de motor nominal a 10A y un voltaje de motor nominal de 40V. Además, la señal de activación de pequeña señal se considera de la salida de los pines de un FPGA, $V_E = 3.3V$ a 3mA. Los cálculos son para una sola rama del inversor, ya que las tres tienen el mismo funcionamiento y así se simplifican los análisis a realizar. Se usan transistores PNP para los interruptores superiores del inversor, ya que estos son los primeros en activarse a partir de la señal del FPGA, es por eso que se utiliza un transistor de baja potencia. Mientras que los transistores NPN cierran el circuito de conmutación.

Para el transistor de baja potencia se considera un transistor 2N2222A, considerando una $\beta_{n1} = 200$, se realizan los cálculos para obtener la corriente de colector en saturación y el valor de la resistencia R_1 , obteniendo:

$$\beta_{n1} = 200 \Rightarrow \beta_{f1} = \frac{\beta_{n1}}{10} = \frac{200}{10} = 20 \quad (4.13)$$

Conociendo que :

$$I_{b1} = \frac{I_{c_{sat1}}}{\beta_{f1}} \Rightarrow I_{c_{sat1}} = I_{b1}(\beta_{f1}) = 3mA(20) = 60mA \quad (4.14)$$

Mientras que para obtener el valor de R_1 se realiza el cálculo:

$$V_E = R_1(I_{b1}) + 0.7V \Rightarrow R_1 = \frac{V_E - 0.7V}{2.5mA} = \frac{3.3V - 0.7V}{3mA} = 867\Omega \quad (4.15)$$

Conociendo que:

$$I_{c_{sat1}} = I_{b2} = 60mA \quad (4.16)$$

Podemos obtener la β_{f2} que se necesita para la saturación de los transistores PNP:

$$I_{b2} = \frac{I_{c_{sat2}}}{\beta_{f2}} \Rightarrow \beta_{f2} = \frac{I_{c_{sat2}}}{I_{b2}} = \frac{10A}{60mA} = 167 \quad (4.17)$$

Obteniendo la beta nominal:

$$\beta_{f2} = \frac{\beta_{n2}}{10} \Rightarrow \beta_{n2} = \beta_{f2}(10) = 167(10) = 1670 \quad (4.18)$$

Con esta información podemos conocer que se requiere una β_{n2} de 1670, la cual se puede conseguir a partir de una configuración de transistores en Darlington, lo que permite multiplicar las betas de los transistores en serie. Así, se determina un transistor de potencia PNP TIP36C seguido de un transistor BC557 para obtener una beta nominal:

$$\beta_{n2} = \beta_{n21}(\beta_{n22}) = 15(120) = 1800 \quad (4.19)$$

Obteniendo una beta que nos asegura la saturación de los transistores. Ahora podemos calcular el valor de la resistencia R_2 a partir de la ecuación por el análisis de la malla:

$$\begin{aligned} V_{cc} &= 0.7V + 0.7V + R_2(I_{b2}) + V_{CE1} \\ \Rightarrow R_2 &= \frac{V_{cc} - 0.7V - 0.7V - 1.2}{I_{b2}} = \frac{40V - 2.6V}{50mA} = 748\Omega \end{aligned} \quad (4.20)$$

Para la otra parte de la rama se trabaja con los transistores NPN, de manera que no se puedan activar al mismo tiempo las configuraciones de los transistores. De esta manera se realiza el análisis con una señal de activación de $V_{E4} = 3.3V$ a 3mA de corriente máxima en el pin del FPGA, obteniendo los valores para R_3 :

$$V_{E4} = R_3(I_{b3}) + 0.7V + 0.7V \Rightarrow R_3 = \frac{V_{E4} - 0.7V - 0.7V}{I_{b3}} \quad (4.21)$$

Conociendo la relación siguiente:

$$I_{b3} = \frac{I_{c_{sat3}}}{\beta_{f3}} \Rightarrow \beta_{f3} = \frac{I_{c_{sat3}}}{I_{b3}} = \frac{10A}{3mA} = 3,333 \quad (4.22)$$

De esta manera, se determina que la beta forzada es muy alta, por ello se determina una configuración Darlington que logre la beta nominal necesaria:

$$\beta_{f3} = \frac{\beta_{n3}}{10} \Rightarrow \beta_{n3} = \beta_{f3}(10) = 3,333(10) = 33,000 \quad (4.23)$$

De esta forma se seleccionan tres transistores NPN, un TIP35C, un BC547 y un 2N3904, para satisfacer la beta nominal requerida para la saturación de la configuración Darlington:

$$\beta_{n3} = 15(30)(120) = 54,000 \quad (4.24)$$

De esta manera se asegura la saturación de los transistores. Finalmente, se resuelve la ecuación para obtener el valor de la resistencia R_3 :

$$R_3 = \frac{V_{E4} - 1.4V}{3mA} = \frac{3.3V - 1.4V}{3mA} = \frac{1.9V}{3mA} = 634\Omega \quad (4.25)$$

Después de realizar el diseño del inversor trifásico, se agrega la etapa de protección de las entradas del inversor, con la el propósito de no activar al mismo tiempo una misma rama que provoque un corto circuito. Este circuito se realiza con las compuertas lógicas AND y XOR para obtener la siguiente tabla de verdad del circuito.

S1	S4	S1'	S4'	S2	S5	S2'	S5'	S3	S6	S3'	S6'
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1
1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0
1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0

Cuadro 4.2: Tablas de verdad del circuito de protección.

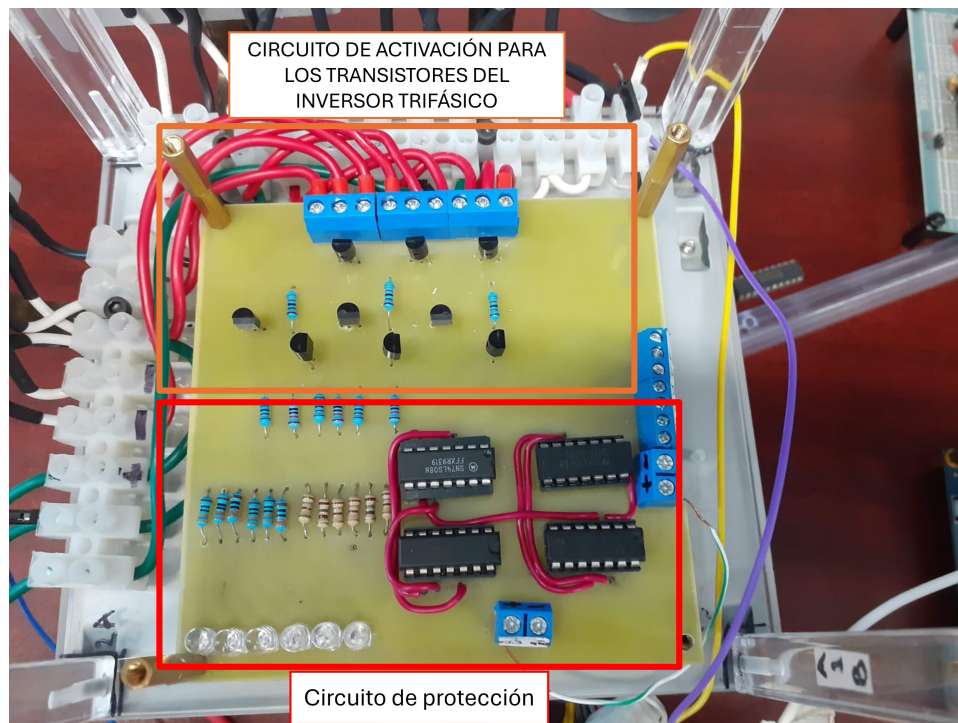
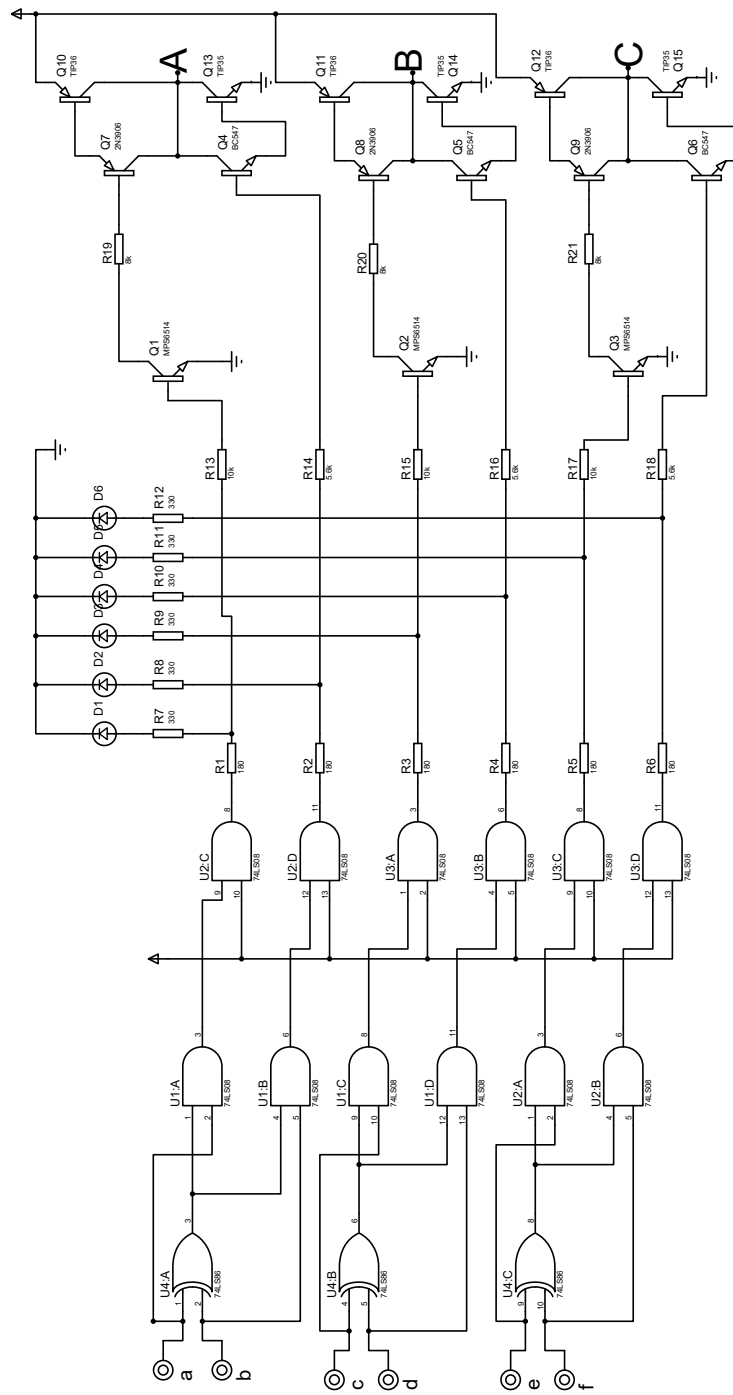


Figura 4.11: Actualización del inversor trifásico correspondiente a la etapa de potencia del lazo de control.



Cuadro 4.3: Diseño del inversor trifásico.

4.4. Puertos a usar para el lazo de control

Finalmente, al tener todo el sistema electrónico implementado, se puede realizar la conexión del motor y tener todo el sistema para la implementación del lazo cerrado de control. Para poder conocer que elementos se van a conectar a los puertos del FPGA, se debe realizar el mapeo del microprocesador embebido y así conocer cada uno de los elementos a soldar.

Elemento	Entradas	Salidas
Motor PMSM	Fases: A-B-C	
Inversor trifásico	Señales de activación: 6 Alimentación: Hasta 40V	Fases: A-B-C
Encoder	Alimentación: 5V , GND	Señales: A y B a 3.3V
Sensores ACS712 (2)	Alimentación: 5V , GND, Señal de corriente en fases A y B	Señal: Rango de voltaje de 0V a 5V
FPGA DE1-SoC	8 Puertos para ADC de 12 Bits, 1 puerto de Encoder	3 Salidas de PWM
Fuente PC	Cable de alimentación	Señales: 5V, 3.3V, GND, +12V,-12V

Cuadro 4.4: Hardware a utilizar.

Una vez caracterizados y acondicionados todos los elementos a utilizar para la implementación del control, se realizó el diseño de una estructura donde se pudiera colocar toda la electrónica a utilizar sin necesidad de tener que modificar los elementos ya acondicionados. De esta manera, las pruebas experimentales serían más fáciles y eficientes de realizar, ya que solo se requiere de conectar la fuente y el FPGA.

En la Figura 4.14 se observa la construcción de la estructura y los elementos que la componen, de manera que ninguna se vea afectada por la otra etapa e induzca ruido en la señal.

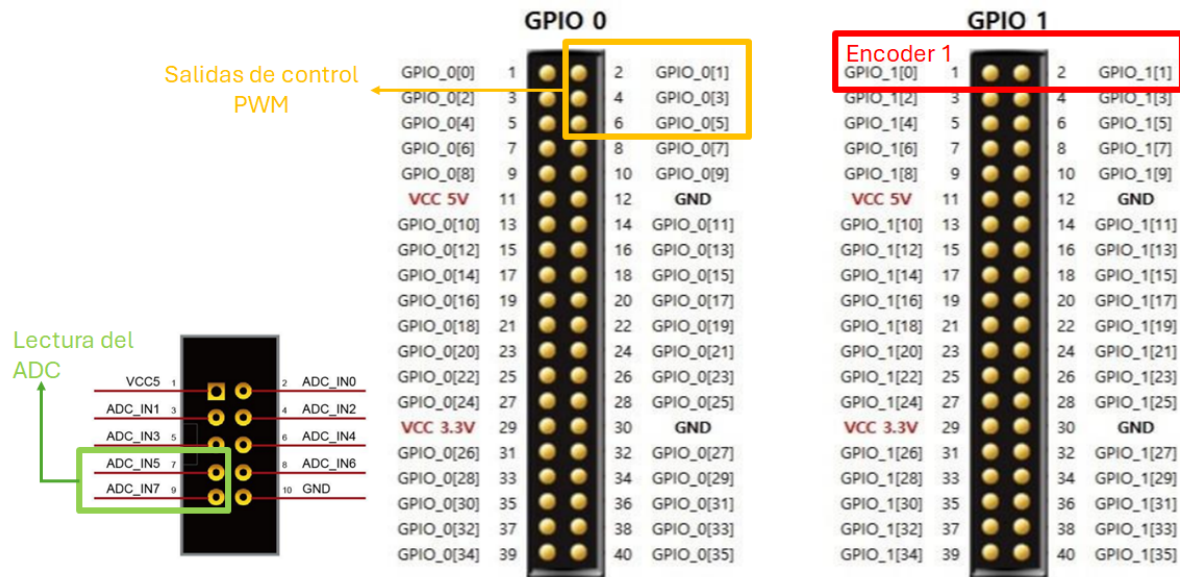


Figura 4.12: Descripción de los puertos a usar de la tarjeta FPGA DE1-SoC.

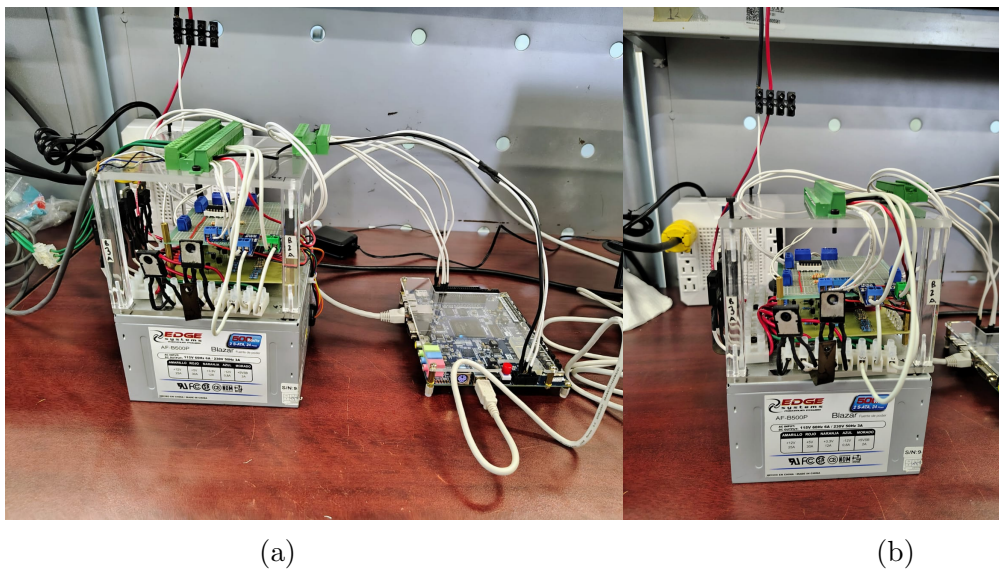


Figura 4.13: Actualización de la electrónica. (a) Conexión de los cables necesarios. (b) circuitos de baja y alta potencia.

En la Figura 4.13a se observa la conexión con los puertos del FPGA de manera que se evite el uso de jumpers que puedan generar ruido en las señales. Así, mediante el uso de

cable de mejor calibre y que se puede soldar a esta tarjeta, se asegura que las señales adquiridas y proporcionadas por el FPGA no se vean afectadas.

En la Figura 4.14 se puede observar la estructura con la electrónica descrita anteriormente, donde se distingue la etapa de potencia, la etapa de acondicionamiento de señales mediante el adc y el circuito del encoder, que va conectado todo al FPGA.

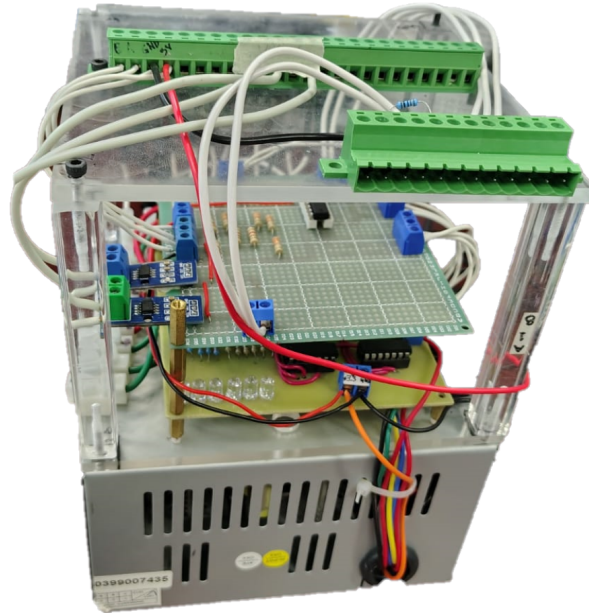


Figura 4.14: Estructura final de la electrónica.

4.5. Conclusiones

La implementación de toda la electrónica, tanto de baja como alta potencia, es de gran importancia para un correcto desempeño del control por DTC. Para ello se realizaron las caracterizaciones de todos los elementos electrónicos a utilizar para contar con una buena precisión y eficiencia al momento de su uso, así como la correcta integración de todo. Se realizó el análisis de cada etapa para conocer los elementos que se requerían, además de evaluar el desempeño que tenían en su uso con el FPGA, para determinar si se requería realizar algún cambio en el Firmware, como pudiera ser el uso de otro protocolo de comunicación para el uso de los ADC. Se concluye que los sistemas electrónicos desarrollados cumplen con los requisitos de precisión y eficiencia necesarios para implementar el control DTC de manera confiable.

Capítulo 5

Firmware de control

En el siguiente apartado se describen los elementos desarrollados para el firmware de control. Dentro del firmware instrumentado se cuentan con bloques dedicados para la adquisición de datos analógicos, para la programación de la secuencia de control y para el registro y almacenamiento de la información obtenida para su posterior análisis.

La tarjeta a utilizar, de la familia Cyclone V SoC ©, cuenta con una plataforma de doble núcleo que permite la interacción entre dos microprocesadores de lógica programable. En uno se cuenta con ARM CORTEX A9 que facilita el uso de hardware específico en la tarjeta como la memoria DDR3, redes Ethernet, audio, vídeo y otros periféricos, integrados en un diseño destinado al desarrollo de sistemas embebidos avanzados.

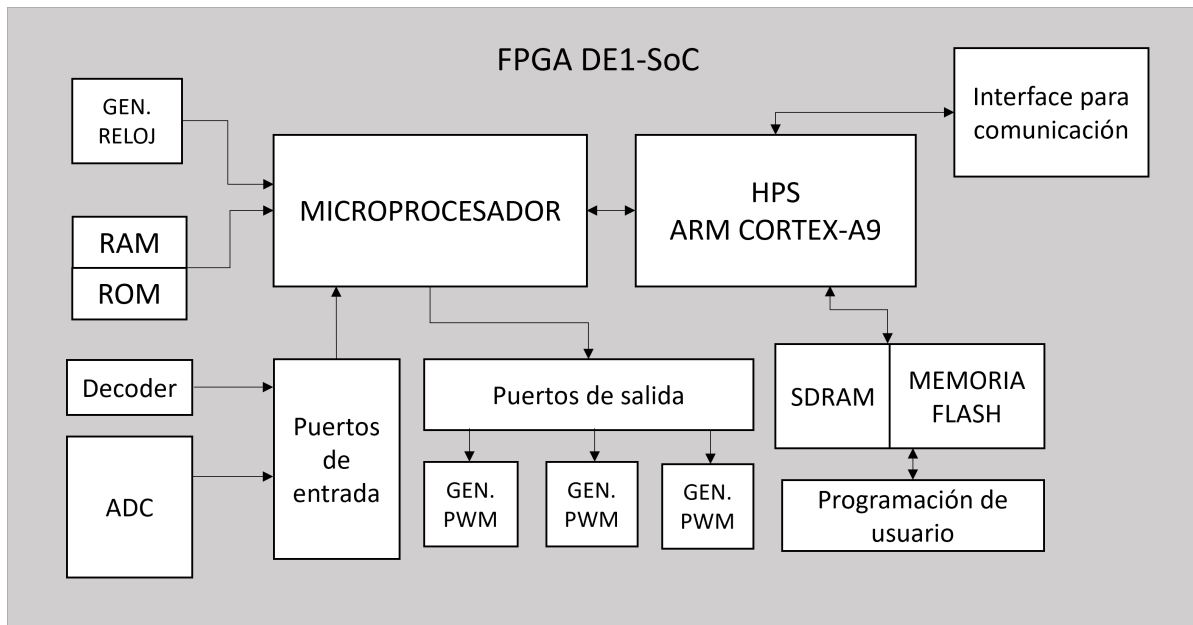


Figura 5.1: Diagrama a bloques general de la arquitectura del FPGA empleado [29].

5.1. Tarjeta de desarrollo

El procesador está emulado dentro de una tarjeta de desarrollo FPGA de Altera DE1-SoC. La FPGA es un dispositivo de compuerta lógicas programables, es decir, dentro del empaquetado tenemos un arreglo de compuertas lógicas, mismas que son interconectadas unas con otras con el fin de desarrollar un proceso específico [30].

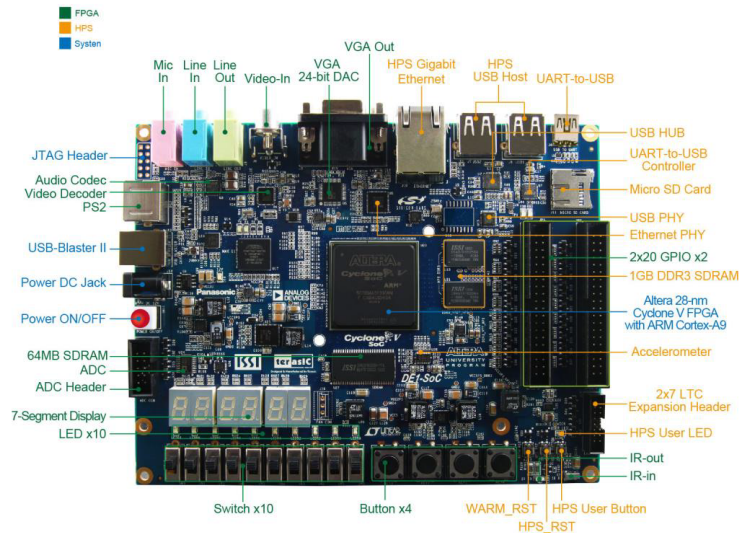


Figura 5.2: Tarjeta de desarrollo DE1-SoC [30].

5.2. CPU

La comunicación con la tarjeta FPGA es mediante WiFi con una interfaz desarrollada en LabView donde se pueden enviar distintos parámetros de configuración del control para el motor. Este microprocesador se encuentra incorporado con "núcleos de propiedad intelectual" (IP Core por sus siglas en inglés) a través de puertos de entrada y salida de propósito específico que permiten leer y escribir datos, sin embargo, como se ilustra en el diagrama de la Figura 5.1, el dispositivo recibido tiene recursos específicos que no permiten la ampliación para otros usos. Entre ellos el microprocesador, el módulo de administración de datos WiFi, administrador de datos en memoria RAM y EEPROM, por lo que es necesario acondicionar los recursos necesarios para nuestro sistema embebido, entre ellos: módulo generador de señal PWM, decodificador de posición de motor, entre otros [29].

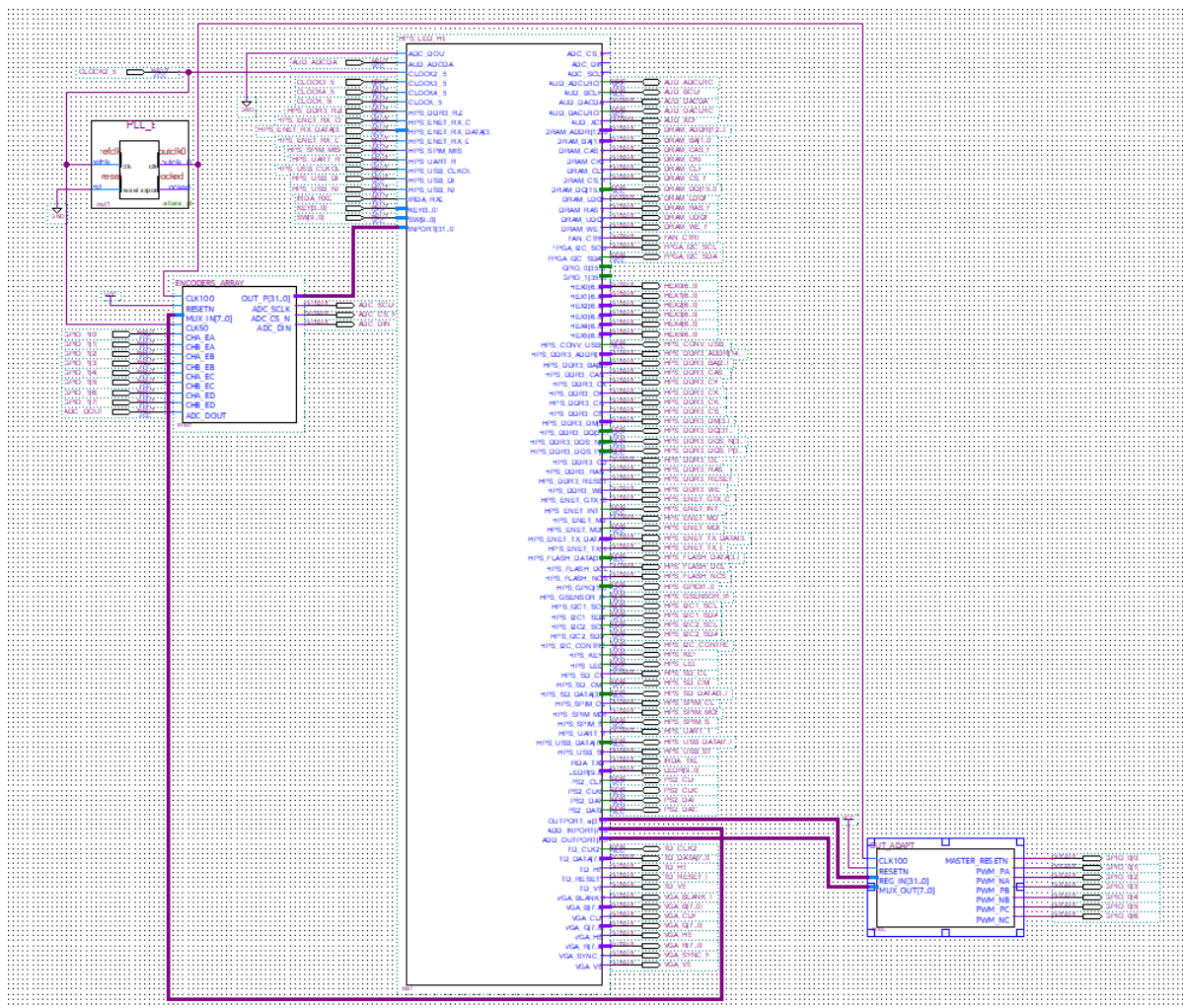


Figura 5.3: Bloques de Firmware desarrollados dentro del microprocesador de lógica programable del FPGA.

5.3. Decoder

El principio de funcionamiento del encoder incremental se basa en la salida de dos señales iguales en forma de tren de pulsos que están desfasadas 90° , mediante el paso de luz por los discos del encoder, esto con el objetivo de comparar ambas señales y obtener la posición decodificada en un cierto número de casos posibles. En la Figura 5.5 se observa la formación de ambas señales y como cada intervalo de tiempo se tiene un valor asignado de cada señal y se vuelve a repetir el patrón de valores, obteniendo la Tabla 5.1.

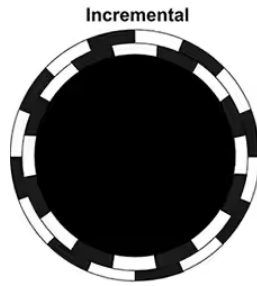


Figura 5.4: Discos para la generación de las señales A y B [30].

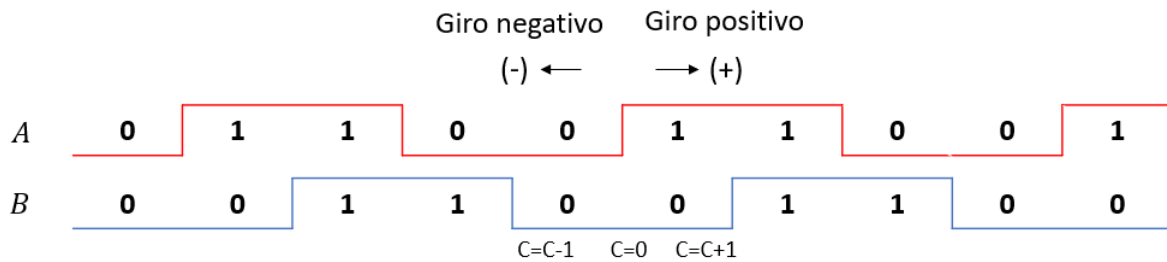


Figura 5.5: Señales A y B del encoder.

Señal	Caso 1	Caso 2	Caso 3	Caso 4
A	0	1	1	0
B	0	0	1	1

Cuadro 5.1: Casos que se obtienen de comparar las señales A y B.

La frecuencia de las señales A y B puede variar de acuerdo con la velocidad del motor, pero siempre conservan la relación de desfase de 90°. A partir de estas dos señales se genera la señal de reloj que permite estar sincronizado con las señales y obtener las cuentas que se generan de la comparación de las dos señales. Esta señal de reloj debe cumplir que sea lo suficientemente rápida para no perder ninguna muestra y debe estar sincronizada para poder entrar en un flanco estable de las señales muestreadas.

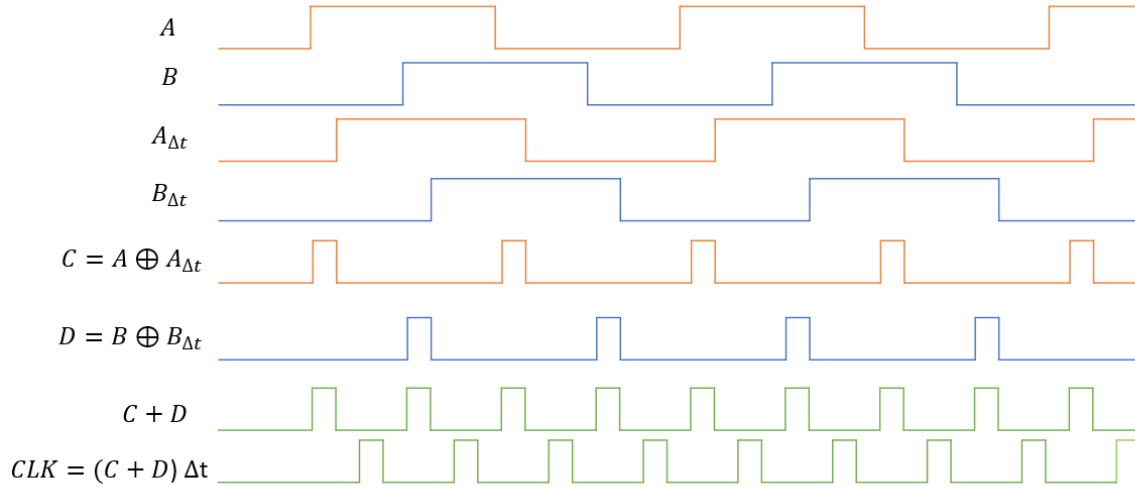


Figura 5.6: Diagrama de tiempos para la señal de reloj.

En la Figura 5.6 se aprecia el diagrama de tiempos de las señales generadas para la obtención de la señal de reloj. Las señales ingresadas, A y B, se les aplica un retardo Δt que es una octava parte del periodo. Con esto conseguimos que al aplicar la operación XOR con su respectiva señal original, obtenemos una señal de un octavo de la original, lo que nos da la suficiente velocidad para obtener las muestras. Una vez obtenidas ambas señales denominadas C y D, se suman para obtener todos los pulsos sincronizados, pero estos se encuentran alineados con los flancos, por lo que no se podrían detectar al momento del cambio. Para esto se vuelve a aplicar un retardo Δt y se obtiene finalmente la señal de reloj.

La frecuencia del reloj se puede conocer a partir de las siguientes ecuaciones:

$$3T_{CLK} = \Delta t = \frac{T_{min}}{8} \Rightarrow T_{CLK} = \frac{T_{min}}{24} \quad (5.1)$$

$$\Rightarrow f_{CLK} = \frac{24}{T_{min}} \quad (5.2)$$

Donde T_{min} está definido por la frecuencia de las señales A y B:

$$f_{ABmax} = N_L V_{maxmotor} = \left[\frac{1}{seg} \right] \quad (5.3)$$

Obteniendo:

$$T_{min} = \frac{1}{f_{ABmax}} = \frac{1}{N_L V_{maxmotor}} \quad (5.4)$$

El circuito para generar la señal de reloj se muestra a continuación: Después de este

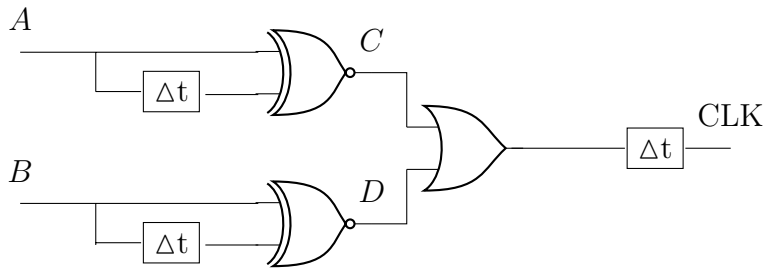


Figura 5.7: Circuito para la generación de la señal de reloj.

proceso podemos recibir toda la información, pero hace falta interpretarla. Para poderlo hacer es necesario desarrollar un programa que funcione según los pasos que vaya dando el motor y acumule esos valores, de forma que al terminar el proceso tengamos conciencia de cuantos pasos haya dado el motor y, por lo tanto, conocer el movimiento realizado en un sentido y el otro.

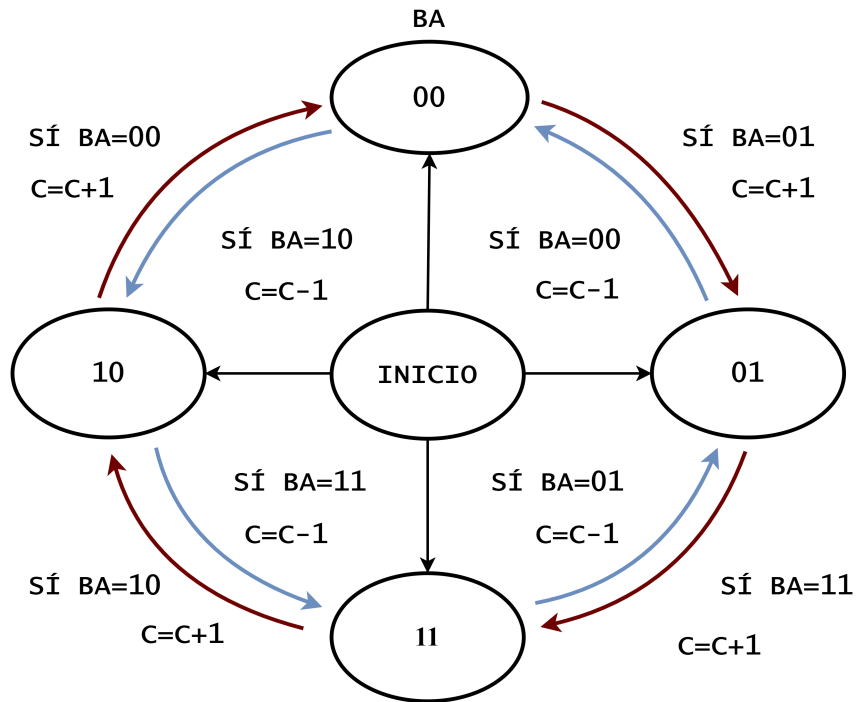


Figura 5.8: Diagrama de estados del decoder.

5.4. Salida de PWM

La técnica de PWM o modulación por ancho de pulso es utilizada para regular la cantidad de voltaje para regular la velocidad de giro en motores eléctricos de inducción o asíncronos. Esto se logra sin sacrificar par del motor ni desperdiciar energía eléctrica. La metodología consiste en modificar el ciclo de trabajo de la señal, es decir, el rango de tiempo en que el pulso está en estado alto en comparación con el período total de la señal.

En este proyecto se utilizará una FPGA con una frecuencia de clock de 100 MHz. Por lo tanto, los tiempos en el generador de PWM estarán determinados en función de ciclos de clock. Así, el período de la señal de PWM se fija contando N_{clk} ciclos de clock, considerando que el período del clock de la FPGA es de 10 ns. Por otro lado, el ancho de pulso también se controla a partir de un conjunto de bits de entrada, determinado por N_{AP} , y además se añade una señal de dirección que controla el sentido de giro del motor. Como salidas, el circuito proporciona PWM+ y PWM-, cuyas asociaciones están definidas en función de la dirección de giro deseada.

A continuación se muestra el esquema en bloques utilizado para implementar esta estructura.

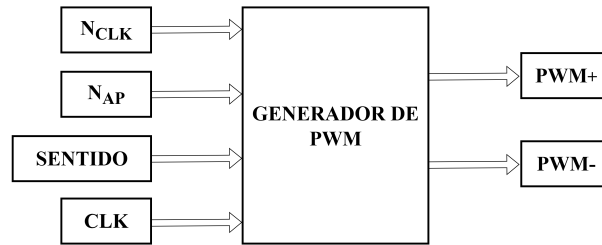


Figura 5.9: Diagrama de comunicación del ADC con el FPGA.

$$N_{clk} = \frac{T_{PWM}}{T_{clk}} \quad (5.5)$$

Donde: N_{clk} es el número de ciclos de reloj que se tienen en un periodo completo de PWM, T_{PWM} es el periodo disponible de PWM, T_{clk} es la duración de un ciclo de reloj.

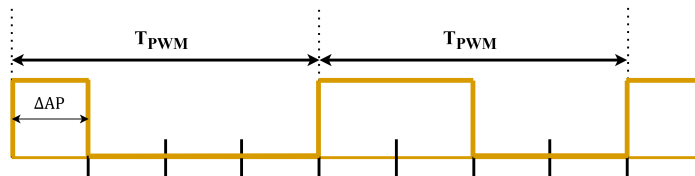


Figura 5.10: Diagrama de comunicación del ADC con el FPGA.

$$\Delta AP = \frac{T_{PWM}}{N_{APmax}} \quad (5.6)$$

Donde: ΔAP representa el paso mínimo del ancho de pulso, N_{APmax} representa el número máximo de particiones que puede tener el ancho de pulso. De esta manera la Ecuación (5.7) representa el ancho de pulso solicitado y el cual se puede programar para configurar la salida del FPGA.

$$N_{AP} = \frac{AP}{\Delta AP} \quad (5.7)$$

5.5. Efecto de muestreo

La digitalización es el proceso de transformación de señales analógicas a señales digitales, lo que permite su posterior codificación. En este proceso se debe realizar la selección de muestras de la señal original, a este proceso se le conoce como muestreo. Dependiendo de la cantidad de muestras tomadas y los intervalos entre cada una será la calidad de la información para su codificación y una reconstrucción de la señal. El teorema fundamental de muestreo o teorema de Nyquist-Shanon define que para que se pueda reconstruir una señal a partir de las muestras obtenidas se debe cumplir que la frecuencia de muestreo sea el doble de la frecuencia máxima a muestrear o ancho de banda (B) [42].

$$f_m \geq 2B \quad (5.8)$$

A continuación se demuestra porque se debe cumplir esta condición y los efectos que conllevan un muestreo de una señal. El muestreo de la función $f(t)$ se puede expresar matemáticamente con la siguiente ecuación:

$$f_m(t) = f(t)Comb(t) = f(t) \sum_{n \rightarrow -\infty}^{\infty} \delta(t - nt_o) \quad (5.9)$$

Lo que nos representa los instantes de muestreo que obtienen de la señal $f(t)$, como se muestra en la Figura 5.11, basado en la propiedad del impulso unitario delta de Dirac:

$$\Rightarrow \sum_{-\infty}^{\infty} \delta(t) dt = 1 \quad (5.10)$$

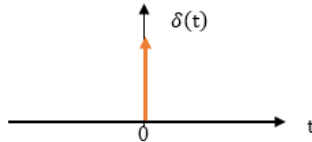


Figura 5.11: Pulso unitario Delta de Dirac.

Obteniendo la muestra en el instante t_o :

$$\int_{-\infty}^{\infty} f(t)\delta(t - t_o) = f(t_o) \quad (5.11)$$

Se puede obtener la muestra de cada instante de periodo como se muestra en la Figura 5.12.

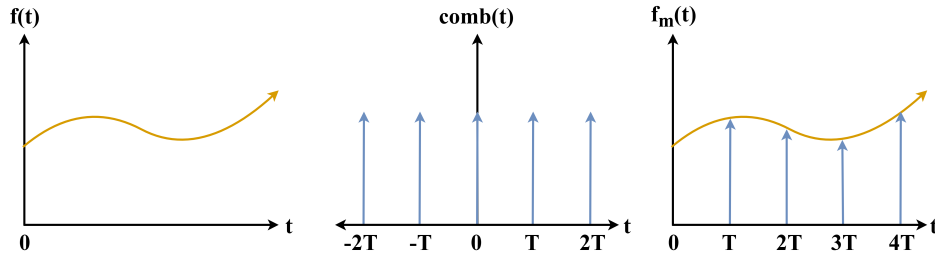


Figura 5.12: Proceso de muestreo de una señal $f(t)$ multiplicada por $Comb(t)$ y obteniendo $f_m(t)$.

De acuerdo con las propiedades de la transformada de Fourier, la multiplicación de dos funciones en tiempo es igual a la convolución de sus transformadas de Fourier en frecuencia, como se muestra en la ecuación (5.12).

$$F(\omega) * \omega_0 = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(\omega - n\omega_0) = \frac{\omega_0}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F(\tau)Comb(\omega - \tau)d\tau \quad (5.12)$$

$$\mathcal{F}[comb(t)] = \omega_0 \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(\omega - n\omega_0) \quad (5.13)$$

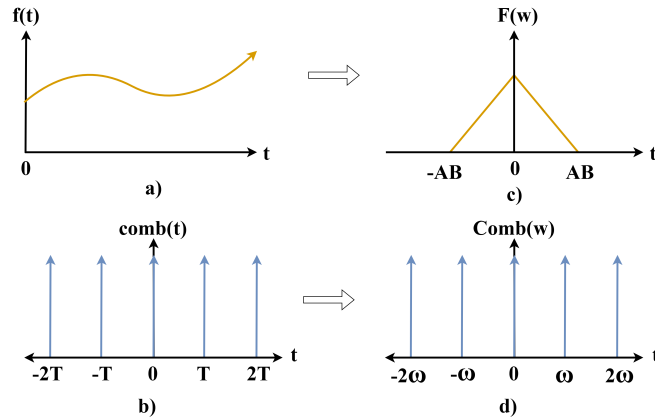


Figura 5.13: Representación del proceso de transformada de Fourier.

En la Figura 5.14 se muestran los resultados de la convolución entre $F(\omega)$ con el peine de Dirac $\text{Comb}(\omega)$. En (a) cuando la frecuencia angular de muestreo ω_0 es menor a 2 veces el ancho de banda (AB) multiplicado por 2π , lo que nos da el caso en que se traslapan los espectros y por ende no se puede recuperar de manera correcta la información. En (b) cuando la frecuencia angular de muestreo ω_0 es igual a 2 veces el ancho de banda (AB) multiplicado por 2π , y es el caso mínimo para recuperar la señal sin perder información. Finalmente en (c) cuando la frecuencia angular de muestreo ω_0 es mayor a 2 veces el ancho de banda (AB) multiplicado por 2π y se puede observar mayor tiempo para recuperar la señal [42].

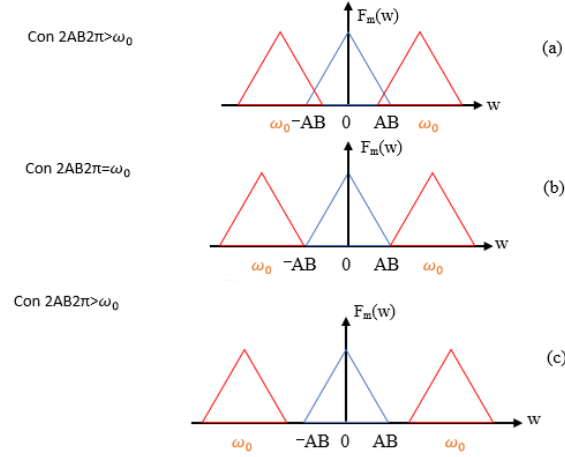


Figura 5.14: Casos en los que la frecuencia de muestreo es menor a 2 veces el ancho de banda ,a), igual a 2 veces el ancho de banda, b), y mayor al ancho de banda ,c).

$$x(t) = X_o \sin(\omega t) + \sum_n X_n \sin(\omega t) \quad (5.14)$$

$$\dot{x}(t) = X_o \omega \cos(\omega t) + \sum_n X_n \omega_n \cos(\omega t) \quad (5.15)$$

$$\ddot{x}(t) = -X_o \omega^2 \sin(\omega t) - \sum_n X_n \omega_n^2 \sin(\omega t) \quad (5.16)$$

$$\ddot{\dot{x}}(t) = -X_o \omega^3 \cos(\omega t) - \sum_n X_n \omega_n^3 \cos(\omega t) \quad (5.17)$$

Por lo anterior, podemos decir que el muestreo genera espectros no deseados en el dominio de la frecuencia, como se observa en las ecuaciones (5.14 a 5.17), donde las perturbaciones de una señal sinusoidal se representan con la sumatoria de $X_n \sin(\omega t)$, y estas se van amplificando con cada derivada, se llega a un punto en el que el ruido es más grande que la propia señal.

5.6. Filtro Pasa-bajas

De acuerdo con lo analizado en el efecto de muestreo, se requiere implementar un filtro pasa bajas para poder eliminar los espectros que se presenten y generan ruido a nuestras señales obtenidas, aplicado cada vez que se derive la señal, obteniendo la recuperación de la señal sin perturbaciones, como se muestra en la Figura 5.15.

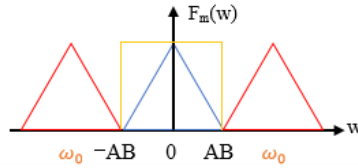


Figura 5.15: Proceso de filtrado para los espectros no deseados.

Para ello, existen diferentes tipos de filtros pasa bajas para poder ser implementado. Para ello, el filtro tipo Bessel ha demostrado favorecer la lectura de datos sin tanta distorsión de la información [40].

El filtro Bessel está definido por la siguiente función de transferencia:

$$H(s) = \frac{1}{B_n(s)}, B_n(s) = \sum_{k=0}^N a_k s^k \quad (5.18)$$

Donde $B_n(s)$ es el polinomio de Bessel, para el cual los coeficientes se definen mediante la siguiente ecuación:

$$a_k = \frac{(2N - k)!}{2^{N-k} * k!(N - k)!} \quad (5.19)$$

Los valores que definen la frecuencia de nuestro filtro están definidos en tablas predefinidas, lo que facilita su aplicación dentro de nuestro código de programación. Los valores siguen la función de transferencia de la Ecuación (5.20).

$$G(s) = \frac{1}{(1 + a_{1,1}s + a_{1,2}s^2) * (1 + a_{2,1}s + a_{2,2}s^2) * \dots * (1 + a_{n,1}s + a_{n,2}s^2)} \quad (5.20)$$

Para poder introducir el filtro de manera digital se debe pasar a una forma en variable de estado, obteniendo la siguiente expresión:

$$x((k + 1)T) = e^{AT}x(kT) + \left(\int_0^T e^{a\tau} d\tau \right) Bu(kT) \quad (5.21)$$

5.7. Método MT para la eliminación del error de cuantificación

Al momento de recuperar una señal analógica es indispensable contar con suficientes niveles de cuantificación para el proceso de digitalización, esto debido a que se puede producir un error alto en la señal resultante a partir de la señal adquirida [41]. A esto se le conoce como error de cuantificación, lo cual es la pérdida de información al recuperar los datos en tiempo real.

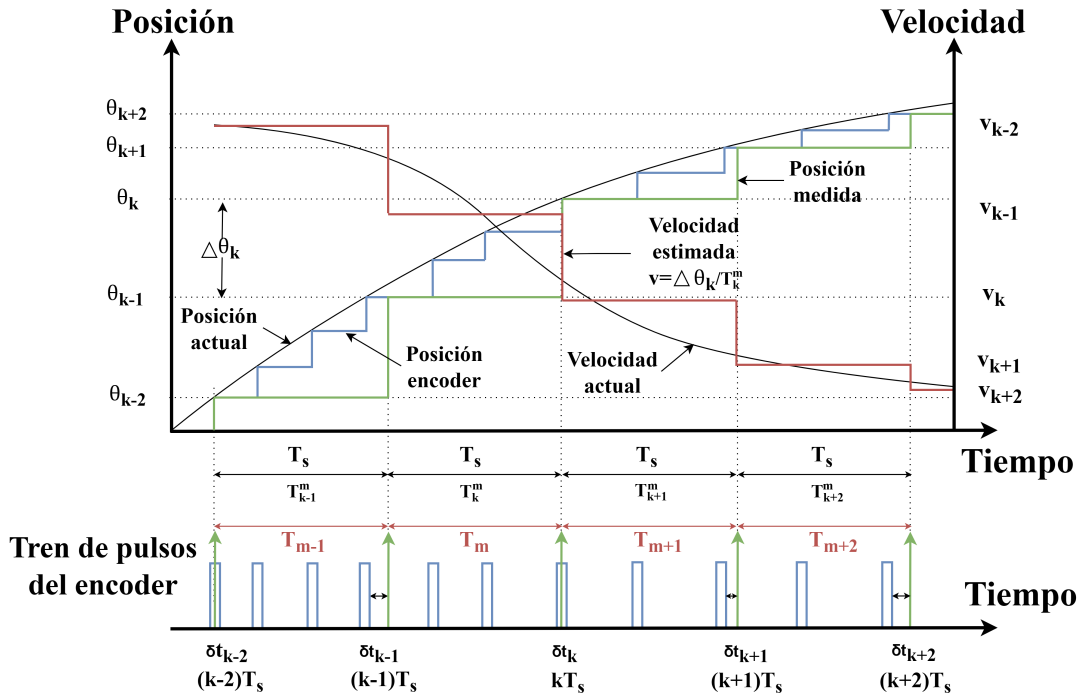


Figura 5.16: Método MT para la obtención de la información en la cuantificación [40].

Mediante la siguiente ecuación se describe la lógica a seguir para poder obtener correctamente el instante de obtención de los datos.

$$V_m^{MT} = \frac{\theta_k - \theta_{k-1}}{T_m + \delta t_{k-1} - \delta t_k} \quad (5.22)$$

donde θ_k es la posición actual, θ_{k-1} es la posición anterior y T_m es el intervalo de muestreo, δt_{k-1} es la diferencia entre el cambio de la posición previo al anterior ciclo de muestreo y δt_k . La implementación de este método es esencial para la correcta obtención de la información deseada que se verá reflejada en un correcto y más preciso cálculo de los valores en el controlador.

5.8. Distribución Normal o Gaussiana

La función de probabilidad normal o función de Gauss, es una función de probabilidad para variables aleatorias, con la que se puede obtener un mejor seguimiento del comportamiento estadístico de la variable.

Este tipo de análisis está completamente determinado por dos parámetros, su media y su desviación estandar. Denotadas generalmente como μ y σ , tomando en consideración que $F_k = \frac{n_k}{N}$, el cálculo de la media y la desviación estándar se realizan con las siguientes dos ecuaciones [41]:

$$\mu = \sum_{k=1}^N F_k x_k \quad ; \quad \sigma_k^2 = \sum_{k=1}^N \frac{n_k}{N} (x_k - \mu)^2 \quad (5.23)$$

La función de densidad de una distribución normal tiene varios rasgos importantes, la distribución tiene una forma de campana, por lo que es simétrica y puede tomar valores entre menos infinito a infinito. Esto quiere decir que los valores centrales de la variable se presentan con más frecuencia que los valores extremos.

La expresión matemática que representa una función de densidad con estas características es la siguiente:

$$f(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp \frac{(x - \mu)^2}{2\sigma^2} \quad (5.24)$$

El área total por debajo de la gráfica o curva de Gauss es igual a la unidad (1), además de que existe una relación entre μ y σ :

- El área encerrada que está entre $\mu - \sigma$ y $\mu + \sigma$ equivale al 68 %.
- El área encerrada que está entre $\mu - 2\sigma$ y $\mu + 2\sigma$ equivale al 95 %.
- El área encerrada que está entre $\mu - 3\sigma$ y $\mu + 3\sigma$ equivale al 99.7 %.

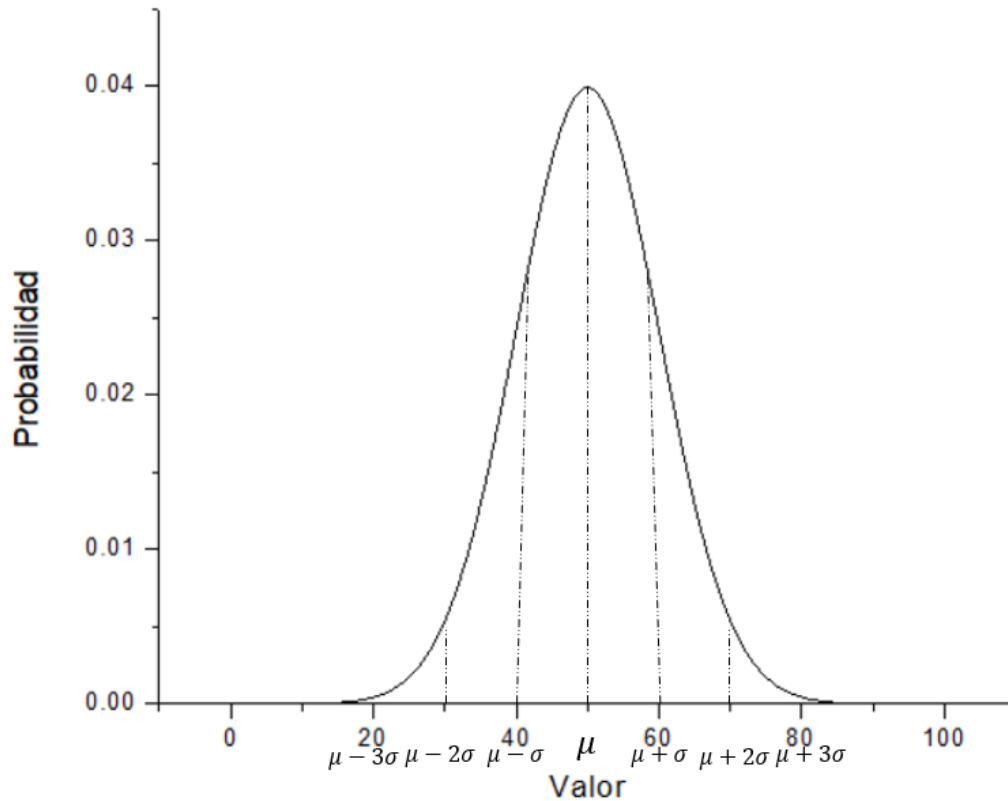


Figura 5.17: Gráfica de la curva de Distribución Normal.

5.9. Conclusiones

El uso del microprocesador embebido en el FPGA permite realizar cálculos complejos, como la transformación en el marco de referencia dq y la estimación del torque electromagnético, con alta eficiencia. Se utilizaron filtros digitales para reducir el efecto de muestreo en las mediciones de corriente y posición. Se evaluó el impacto del tiempo de muestreo para poder determinar el periodo de adquisición para implementar un filtro pasa bajas que elimine ruido en las mediciones de corriente, lo que mejoró la calidad de las entradas al sistema de control.

En conclusión, el desarrollo del firmware constituye una ventaja fundamental para la implementación del sistema de control directo de par. La integración del firmware con el hardware nos permite realizar el desarrollo del software para poder completar el lazo de control deseado en óptimas condiciones.

Capítulo 6

Software de control

Para conseguir la interacción entre nuestro sistema electrónico y el sistema embebido se utiliza el software disponible en la tarjeta FPGA DE1-SoC, la cual es en el lenguaje de programación en C. Esto facilita el desarrollo del algoritmo de control para el motor trifásico, el cuál tiene muchas etapas de gran demanda computacional.

6.1. Lenguaje de Programación en C

En el desarrollo de este proyecto se utiliza el lenguaje de programación en C para implementar las funciones de control, adquisición de datos y generación de PWM en el procesador embebido de la FPGA. La elección de C responde tanto a la simplicidad de sintaxis y portabilidad de código, como a la eficiencia en la ejecución, características particularmente importantes cuando se trabaja en sistemas embebidos con recursos limitados pero con exigencias de alta velocidad y determinismo. Además, C proporciona un control de bajo Nivel sobre el hardware, permitiendo así una gestión más directa de los registros, periféricos y temporizadores presentes en el SoC. Esto proporciona la flexibilidad necesaria para adaptar el software a las especificaciones de la aplicación, optimizando así tanto el rendimiento como el aprovechamiento de los recursos de la plataforma.

6.2. Configuración de programación del FPGA

Para poder acceder al microprocesador y al sistema operativo dentro del FPGA se debe realizar la configuración de la conexión de nuestro dispositivo hacia la comunicación serial del FPGA, determinada por un puerto y una velocidad determinadas, para ello nos apoyaremos del programa PuTTY para acceder a la terminal, como se muestra en la Figura 6.7 [29].

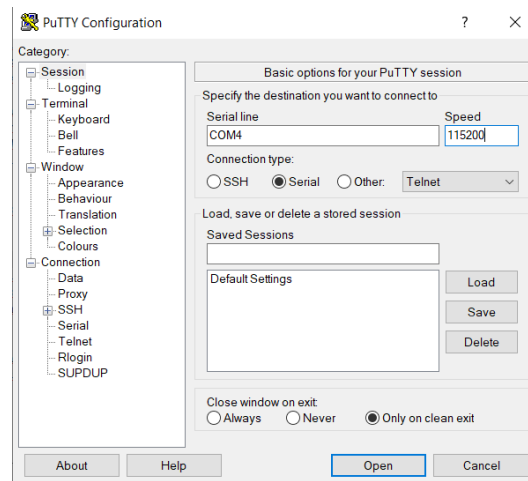


Figura 6.1: Ventana de configuración para la comunicación serial con el FPGA mediante PuTTY.

Una vez abierta, se habilita la ventana de comandos del terminal y eso significa que el dispositivo está entablando comunicación con la computadora, posteriormente es necesario añadir los comandos siguientes:

- Se debe esperar a que el sistema habilite Linux para poder acceder al usuario, para posteriormente introducir la contraseña y entrar a los archivos del sistema.
- **ifconfig**: Este comando nos muestra la configuración del sistema y las conexiones actuales. De este comando debemos obtener la dirección IP a la cual mandaremos la información.
- **inet addr:192.168.10.102**: Es la dirección IP asignada y la cual tendremos que utilizar para habilitar los comandos de programación.
- **sudo -i**: Habilita la conexión con el microprocesador incluido del FPGA, el HPS, para poder acceder a los comandos de programación.
- **ls**: Este comando nos muestra la lista de archivos guardados del sistema.
- **cd /home/ubuntu/c-codes/**: Debemos ir a la carpeta especificada para utilizar el archivo compilador.

```
COM4 - PuTTY
Ubuntu 16.04.1 LTS DE1_SoC ttyS0
default username:password is [ubuntu:temppwd]
DE1_SoC login: ubuntu
Password:
Last login: Tue May 27 23:12:20 UTC 2025 on ttyS0
Welcome to Ubuntu 16.04.1 LTS (GNU/Linux 4.5.0-00183-g4647b69-dirty armv7l)

* Documentation:  https://help.ubuntu.com
* Management:    https://landscape.canonical.com
* Support:       https://ubuntu.com/advantage

60 packages can be updated.
0 updates are security updates.

ubuntu@DE1_SoC:~$ ifconfig
eth0      Link encap:Ethernet  HWaddr 00:11:22:33:44:55
          inet addr:192.168.10.101  Bcast:192.168.10.255  Mask:255.255.255.0
          inet6 addr: fe80::211:22ff:fe33:4455/64  Scope:Link
          UP BROADCAST RUNNING MULTICAST  MTU:1500  Metric:1
          RX packets:167 errors:0 dropped:0 overruns:0 frame:0
          TX packets:207 errors:0 dropped:0 overruns:0 carrier:0
          collisions:0 txqueuelen:1000
          RX bytes:30367 (30.3 KB)  TX bytes:20361 (20.3 KB)
          Interrupt:27 Base address:0xc000

lo        Link encap:Local Loopback
          inet addr:127.0.0.1  Mask:255.0.0.0
          inet6 addr: ::1/128  Scope:Host
          UP LOOPBACK RUNNING  MTU:65536  Metric:1
          RX packets:38 errors:0 dropped:0 overruns:0 frame:0
          TX packets:38 errors:0 dropped:0 overruns:0 carrier:0
          collisions:0 txqueuelen:1
          RX bytes:2654 (2.6 KB)  TX bytes:2654 (2.6 KB)

ubuntu@DE1_SoC:~$ sudo -i
sudo: unable to resolve host DE1_SoC
[sudo] password for ubuntu:
root@DE1_SoC:~# cd /home/ubuntu
root@DE1_SoC:/home/ubuntu# ls
ascp  c_codes  Documents  file_sys      home  my_first_hps  Public  Videos
bin   Desktop  Downloads  file_system_1  Music  Pictures      Templates
root@DE1_SoC:/home/ubuntu#
```

Figura 6.2: Ventana de configuración para acceder al sistema operativo de la tarjeta.

Cuando contamos con el acceso a la carpeta donde se encuentra el archivo editable para el código, se procede a realizar la configuración del compilador mediante el programa Windows PowerShell, que permite la comunicación con el sistema embebido en el FPGA y la configuración de los archivos cargados. Para poder acceder a la configuración se sigue la secuencia mostrada a continuación:

- Se debe acceder a la ruta: `cd "C:\intelFPGA\17.1\embedded"`.
- Se selecciona la ruta del sistema embebido: `".\Embedded_ Command_ Shell.bat"`.

- Se debe seleccionar la ruta donde se encuentra nuestro archivo "Makefile" para la ruta: `cd "D:\Maestría\FPGA DE1-SOC\Server1"`.
- Se utiliza el comando "ls" para acceder a la lista de archivos donde se encuentra nuestro código.
- Se aplica el comando "make" para compilar el archivo.

```

/cygdrive/d/Maestría/FPGA DE1-SOC/Server1
Windows PowerShell
Copyright (C) Microsoft Corporation. Todos los derechos reservados.

Prueba la nueva tecnología PowerShell multiplataforma https://aka.ms/pscore6

PS C:\Users\Victor Leyva> cd "C:\intelFPGA\17.1\embedded"
PS C:\intelFPGA\17.1\embedded> .\Embedded_Command_Shell.bat
-----
Intel FPGA Embedded Command Shell

Version 17.1 [Build 590]
-----

Victor Leyva@DESKTOP-OELNV9L ~
$ cd "D:\Maestría\FPGA DE1-SOC\Server1"

Victor Leyva@DESKTOP-OELNV9L /cygdrive/d/Maestría/FPGA DE1-SOC/Server1
$

Victor Leyva@DESKTOP-OELNV9L /cygdrive/d/Maestría/FPGA DE1-SOC/Server1
$ ls
build      ej2.html  ej4.html  ejemplos.html  HPS_LED_HEX  led.c  led.o  main.o  seg7.c  seg7.o  social
ej1.html   ej3.html  ej5.html  hps_0.h        index.html   led.h  main.c  Makefile  seg7.h  serv1_th.h

Victor Leyva@DESKTOP-OELNV9L /cygdrive/d/Maestría/FPGA DE1-SOC/Server1
$ make

arm-linux-gnueabi-hf-size build/my_first_hps
text  data  bss  dec  hex filename
18470  520  200  19190  4af6 build/my_first_hps

Victor Leyva@DESKTOP-OELNV9L /cygdrive/d/Maestría/FPGA DE1-SOC/Server1
$

```

Figura 6.3: Ventana para la configuración de los archivos editables.

Ahora se debe acceder a otra ventana de PowerShell donde se hace la comunicación por Ethernet para guardar el archivo compilado dentro del FPGA para que lo ejecute el microprocesador. A continuación se muestran los comandos necesarios:

- Se accede a la ruta: `cd "D:\Maestría\FPGA DE1-SOC\Server1"`.
- Accedemos a la lista de archivos "ls".
- Se accede a la ruta que permite guardar en el microprocesador: `cd .\build\`.
- Accedemos nuevamente a la lista de archivos "ls".

- Colocamos el comando para generar la comunicación: `scp -P 22 .\my_first_hps ubuntu 192.168.10.102:/home/ubuntu/my_first_hps`

```

Windows PowerShell
Copyright (C) Microsoft Corporation. Todos los derechos reservados.

Prueba la nueva tecnología PowerShell multiplataforma https://aka.ms/pscore6

PS C:\Users\Victor Leyva> cd "D:\Maestría\FPGA DE1-SOC\Server1"
PS D:\Maestría\FPGA DE1-SOC\Server1> ls

Directorio: D:\Maestría\FPGA DE1-SOC\Server1

Mode                LastWriteTime         Length Name
----                -
d-----          23/03/2025  02:26 p. m.         .vscode
d-----          27/05/2025  05:48 p. m.         build
d-----          23/03/2025  02:26 p. m.         social
-a----          22/03/2025  07:06 p. m.           5935 ej1.html
-a----          22/03/2025  07:06 p. m.          12355 ej2.html
-a----          22/03/2025  07:06 p. m.          10316 ej3.html
-a----          22/03/2025  07:06 p. m.           3863 ej4.html
-a----          22/03/2025  07:06 p. m.           4642 ej5.html
-a----          22/03/2025  07:06 p. m.           5198 ejemplos.html
-a----          22/03/2025  11:55 a. m.           5671 hps_0.h
-a----          16/02/2025  07:32 p. m.          12665 HPS_LED_HEX
-a----          22/03/2025  07:06 p. m.           7404 index.html
-a----          25/12/2013  02:24 p. m.           963 led.c
-a----          25/12/2013  02:24 p. m.           198 led.h
-a----          16/02/2025  07:32 p. m.           3568 led.o
-a----          27/05/2025  05:47 p. m.          39410 main.c
-a----          16/02/2025  07:32 p. m.           4436 main.o
-a----          01/04/2025  10:09 a. m.           1404 Makefile
-a----          16/01/2014  10:23 a. m.           1776 seg7.c
-a----          25/12/2013  02:24 p. m.           1687 seg7.h
-a----          16/02/2025  07:32 p. m.           4912 seg7.o
-a----          22/02/2025  10:59 p. m.           2363 serv1_th.h

PS D:\Maestría\FPGA DE1-SOC\Server1> cd .\build\
PS D:\Maestría\FPGA DE1-SOC\Server1\build> ls

Directorio: D:\Maestría\FPGA DE1-SOC\Server1\build

Mode                LastWriteTime         Length Name
----                -
d-----          27/05/2025  05:48 p. m.         obj
-a----          27/05/2025  05:48 p. m.          41682 my_first_hps
-a----          20/03/2025  08:58 p. m.          22483 my_server1
-a----          20/03/2025  10:02 p. m.          22483 my_server2
-a----          23/03/2025  12:05 p. m.          29073 my_server3

PS D:\Maestría\FPGA DE1-SOC\Server1\build> scp -P 22 .\my_first_hps ubuntu@192.168.10.101:/home/ubuntu/my_first_hps

```

Figura 6.4: Ventana de configuración para la comunicación por Ethernet.

Una vez terminado el proceso de comunicación con el microprocesador propio del FPGA, se procede a cargar el Firmware desarrollado con la lógica programable e independiente. En la Figura 6.5 se muestra el FPGA antes de cargar el Firmware y en la Figura 6.6

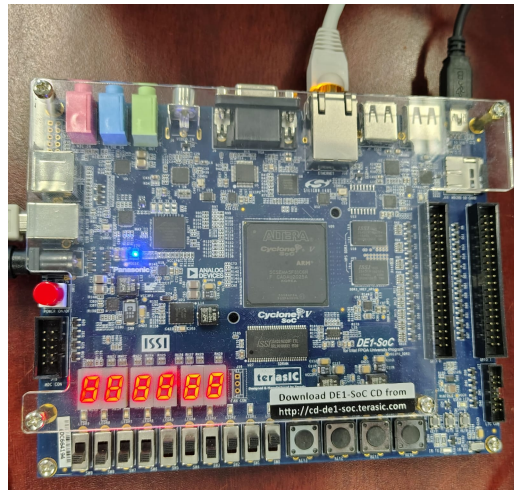


Figura 6.5: FPGA sin el firmware cargado.

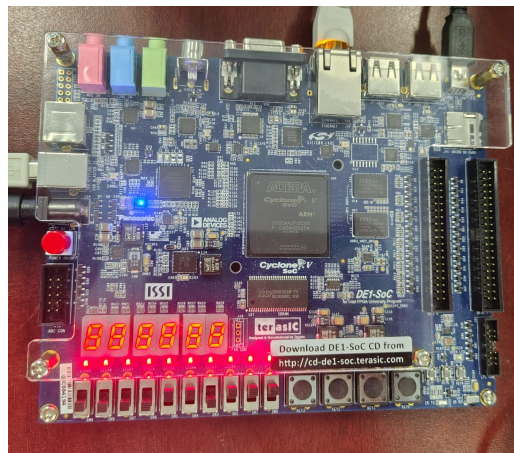


Figura 6.6: FPGA con el firmware cargado.

Finalmente se ejecuta el archivo del código en la primer ventana del programa PuTTY.

```
ubuntu@DE1_SoC:~$ sudo -i
sudo: unable to resolve host DE1_SoC
[sudo] password for ubuntu:
root@DE1_SoC:~# cd /home/ubuntu
root@DE1_SoC:/home/ubuntu# ls
ascp  c_codes  Documents  file_sys      home  my_first_hps  Public  Videos
bin   Desktop  Downloads  file_system_1 Music  Pictures      Templates
root@DE1_SoC:/home/ubuntu# ./my_first_hps █
```

Figura 6.7: Ventana de ejecución del código en PuTTY.

6.3. Desarrollo del software de control

Para poder realizar el algoritmo de control del DTC en código de lenguaje C, se tiene que tener en claro la rutina a cumplir dentro del microprocesador, como se presenta en la Figura 6.8. Para ello, se define el algoritmo de cada una de las etapas hasta el cumplimiento de la rutina en la selección del tiempo de PWM que van al inversor.

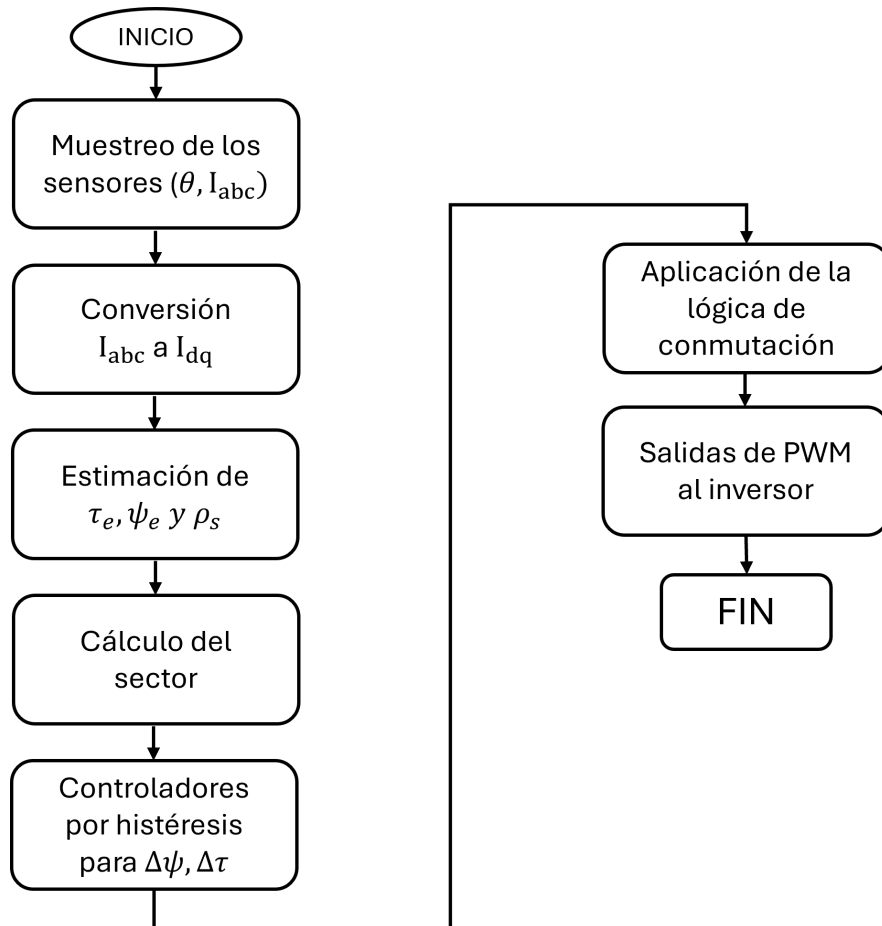


Figura 6.8: Algoritmo del Control Directo de Par.

A continuación, se describe el procedimiento realizado para la implementación del control directo de par:

La primer etapa a cumplir es la adquisición de los valores analógicos del motor, mediante el ADC se determinan los valores instantaneos de las 3 fases del motor para su posterior adecuación y los cálculos correspondientes. Para ello, se requiere seguir la lógica presentada en el algoritmo de la Figura 6.9.

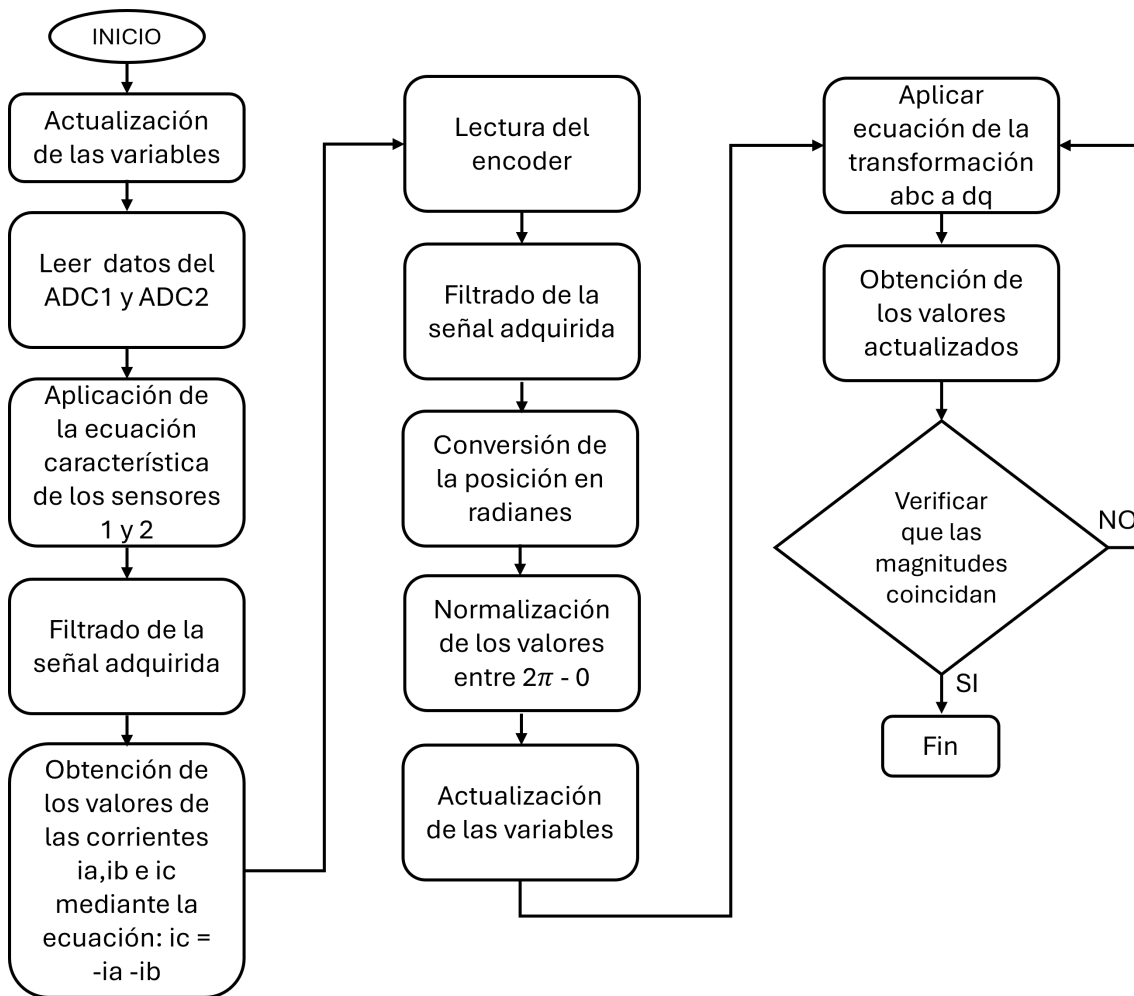


Figura 6.9: Diagrama de flujo de la adquisición de los valores en el FPGA.

Una de las condiciones a cumplir dentro de este algoritmo es que se pueda normalizar el valor del ángulo entre 2π y 0 , esto para facilitar la detección de la posición actual de nuestro rotor y así generar la transformación adecuada de las variables.

Cabe destacar que se cuenta con una condición "IF" la cual verifica que las magnitudes obtenidas coincidan con los valores límite esperados, de otra manera se vuelve a la ecuación para obtener los valores actualizados.

Para la selección del sector se realiza una función de tal manera que siga la secuencia del diagrama de flujo de la Figura 6.10, esto para facilitar la ejecución del código durante el ciclo while. Esta función nos permite acceder únicamente al valor del sector actual en el que se encuentra el vector de flujo magnético estimado y asignarlo a una variable global que pueda ser de fácil acceso.

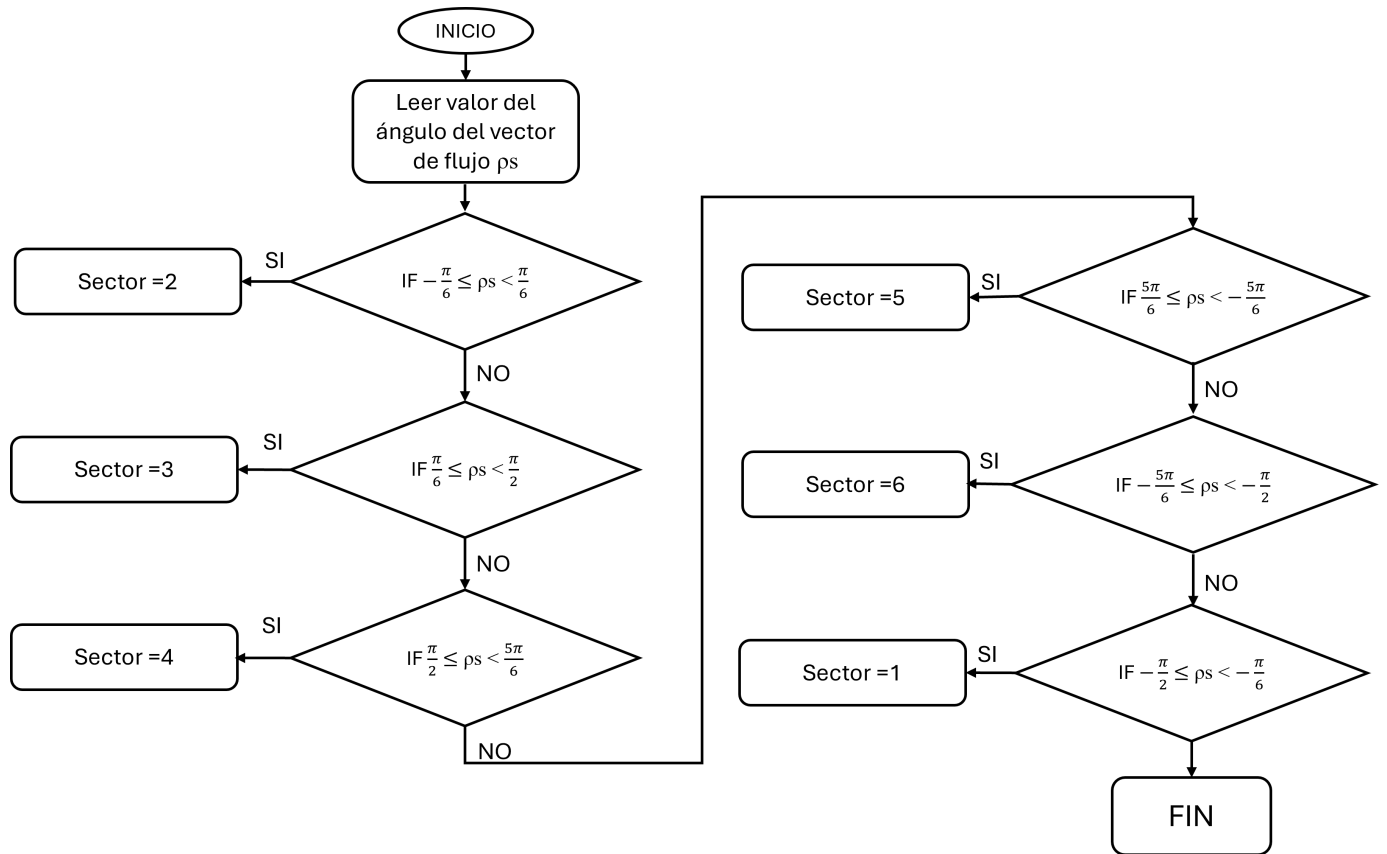


Figura 6.10: Diagrama de flujo de de la selección del sector.

Al poder realizar la programación de la metodología en lenguaje C, este tipo de lógica se facilitó, debido a que ahora contamos con lógicas para evaluar directamente condiciones y ahorrar tiempo máquina dentro del algoritmo, algo que en un lenguaje de programación imperativo no se puede dar debido a que evalúa cada caso en cadena, tomando más ciclos de reloj para su ejecución.

De igual manera, para los controladores del torque y del flujo, se realiza una función que cumpla con la secuencia de la Figura 6.11 donde se describe el algoritmo a seguir para poder realizar el código en lenguaje C. En esta función se determina nuestro rango del controlador por histéresis, el cual es de gran importancia para el correcto comportamiento del Control Directo de Par. Para ello es indispensable determinar de manera correcta la selección de los niveles del controlador.

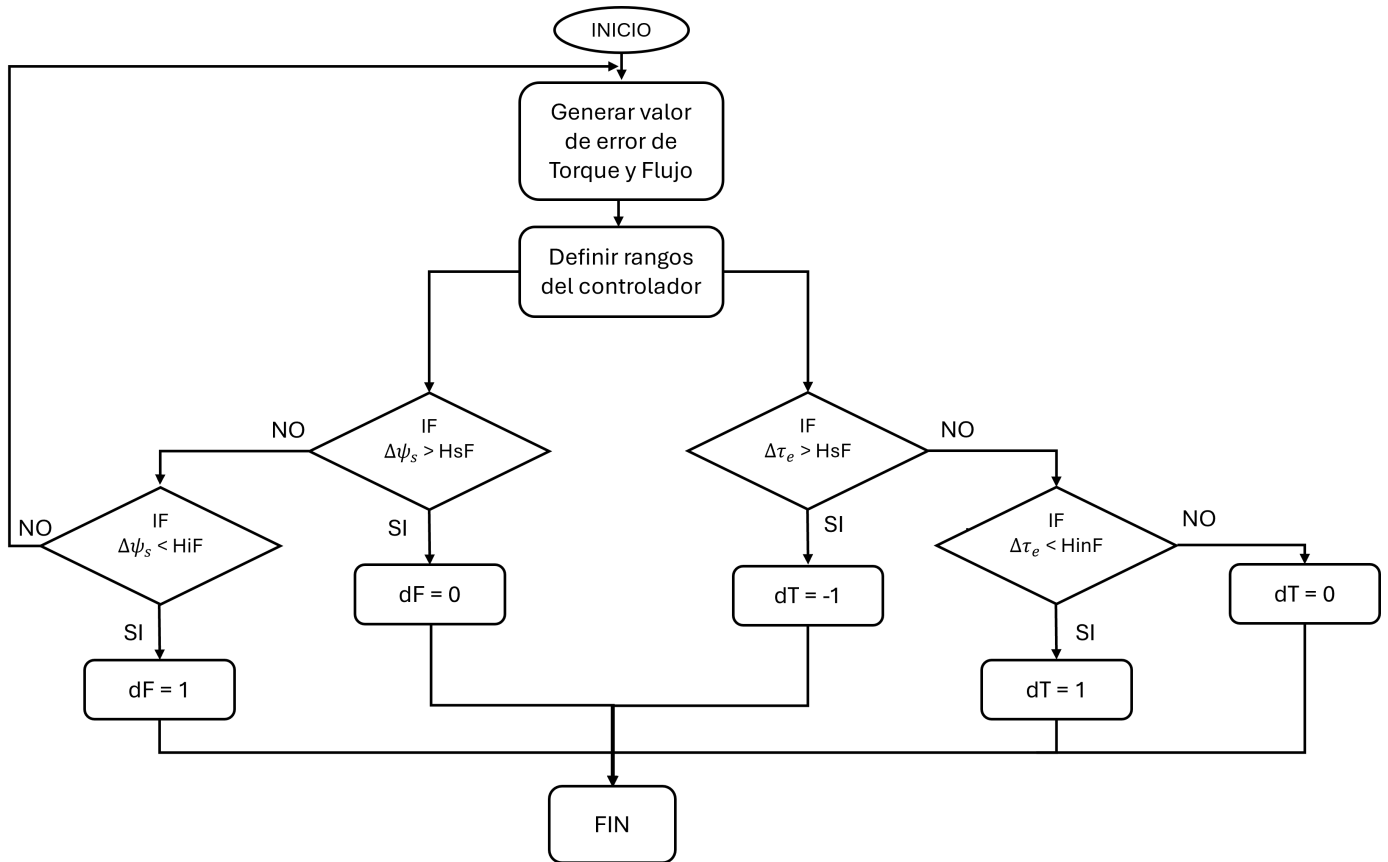


Figura 6.11: Diagrama de flujo de los controladores por histéresis.

Para concluir con el método clásico del DTC se realiza la lógica de programación para la Tabla de conmutación, la cual se puede observar en la Figura 6.12.

De igual manera que las demás funciones, se simplifica el algoritmo al poder englobar todas las condiciones a cumplir para la selección del estado de conmutación que va a la salida del FPGA. Cabe recordar que el método clásico aplica directamente un estado durante un mismo periodo de muestreo, por lo que la duración de este estado no se conoce y depende completamente de los valores que el controlador detecta. Por lo que se tiene una frecuencia variable para la salida del inversor.

Finalmente, la salida del FPGA por el método de Vector Espacial por PWM se programa de manera que se determine el tiempo requerido por cada Vector de voltaje seleccionado. Esto se determina mediante el diagrama de flujo de la Figura 6.13.

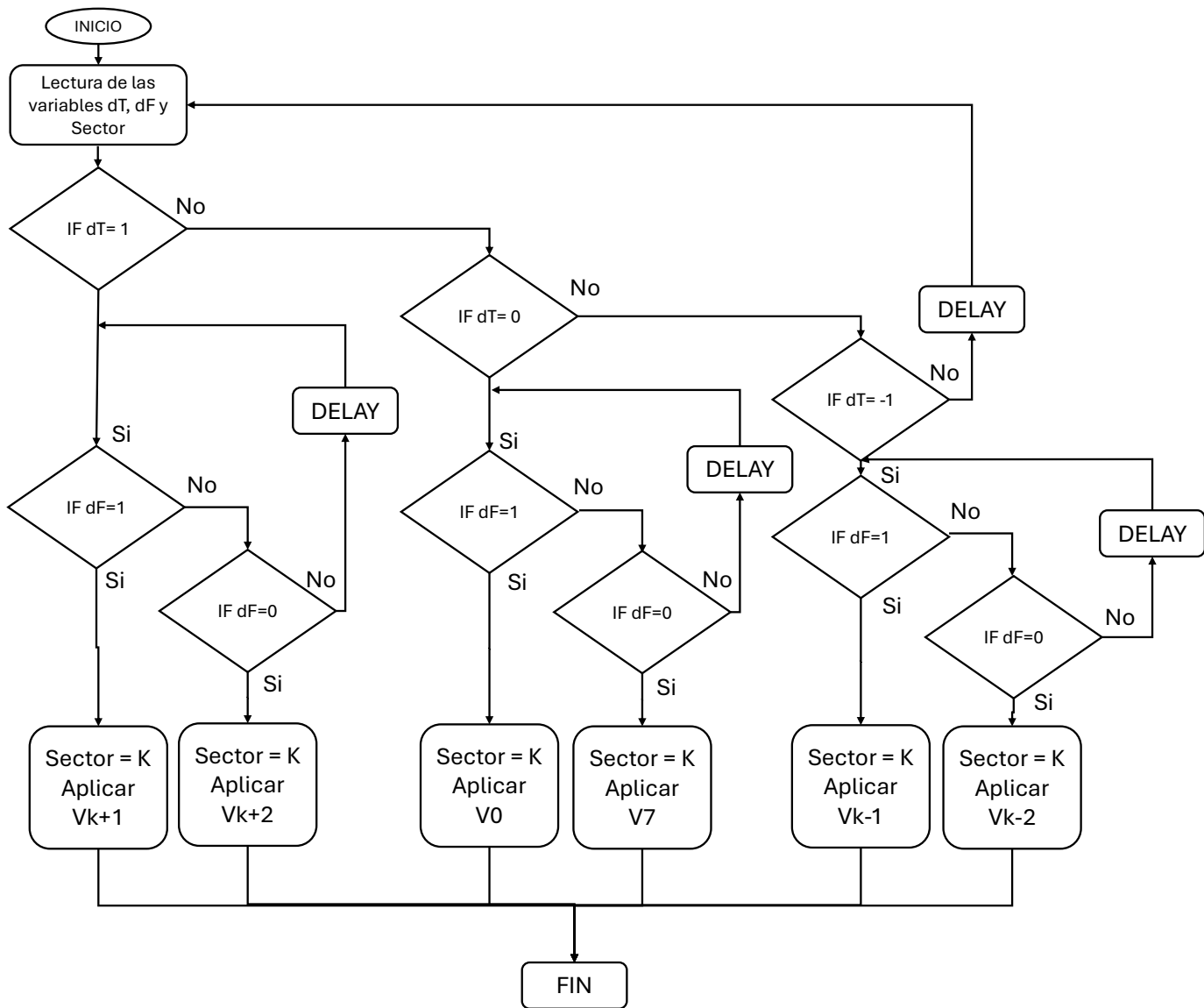


Figura 6.12: Diagrama de flujo de la tabla de conmutación óptima.

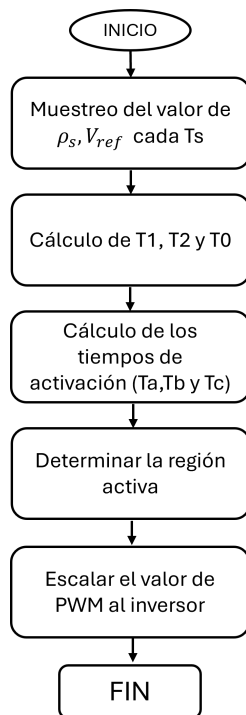


Figura 6.13: Diagrama de flujo del SVPWM.

6.4. Conclusiones

El desarrollo del software de control complementó el firmware al proporcionar las herramientas necesarias para la programación, monitoreo y ajuste del sistema. Este capítulo aborda desde el estudio del lenguaje D de programación hasta la implementación del programa de control basado en este lenguaje. El uso del lenguaje D a diferencia de utilizar otros lenguajes de programación radica en la eficiencia y facilidad para el desarrollo del código optimizado para las operaciones de control en tiempo real. El software de control está diseñado para permitir futuras actualizaciones o ampliaciones en función de nuevas necesidades o mejoras tecnológicas, cumpliendo principalmente con la demanda del control por DTC.

En conclusión, el software de control complementó la infraestructura del sistema al ofrecer herramientas intuitivas y efectivas para la gestión y el monitoreo del motor. Este desarrollo asegura que el control directo de par pueda implementarse en aplicaciones complejas, esperando la completa integración del sistema para evaluar el desempeño deseado del motor.

Capítulo 7

Resultados experimentales

A continuación se muestran los resultados obtenidos de la implementación del control directo de par para un motor tipo Brushless, mediante los parámetros estimados del motor que se muestran en la Tabla 7.1.

Parámetro	Unidad	Valor
Resistencia del estator (R_s)	[Ω]	5.41
Inductancia eje D (L_d)	[H]	0.008
Inductancia eje Q (L_q)	[H]	0.008
Flujo de los imanes permanentes (PM)	[Wb]	0.25
Número de polos (P)		12
Voltaje de alimentación (Vdc)	[V]	36
Límite controlador del flujo (Flujo_hys)		0.01
Límite controlador del par (T_hys)		0.01
Tiempo de muestreo	[S]	0.001

Cuadro 7.1: Parámetros estimados para el motor a utilizar.

Cabe destacar que al no contar con los parámetros reales del motor a utilizar, estos se fueron estimando dependiendo del comportamiento que se iba obteniendo del controlador, llegando a los valores mostrados para las pruebas experimentales finales. Los parámetros estimados de manera experimental fueron las inductancias en eje directo y de cuadratura y el flujo de los imanes permanentes, ya que los demás parámetros si se podía tener acceso a ellos.

7.1. Implementación mediante la Tabla de conmutación

La implementación del método clásico del Control Directo de Par se realizó mediante la Tabla de conmutación, obteniendo favorables resultados para los torques deseados. En la Figura 7.1 se puede observar la forma de onda producida por el método de la Tabla de conmutación, donde se puede apreciar que se genera un alto voltaje en cada cambio de estado, esto debido al cambio de frecuencia que le pide el controlador, lo cual no es óptimo para el sistema de potencia. Para disminuir el efecto que se tiene en cada cambio de estado se le agregó un tiempo muerto a la salida programada de la tabla de conmutación.

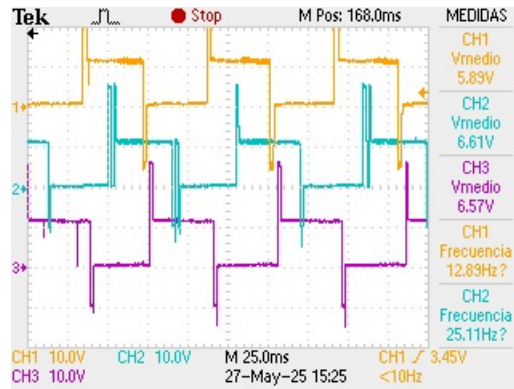


Figura 7.1: Señales de voltaje del método clásico.

Uno de los principales retos al implementar el algoritmo de control fue el ajustar los valores de los parámetros para poder iniciar el arranque del motor, ya que, sin los valores adecuados el motor no comenzaba el giro. Para ello se partió de un valor aproximado de los resultados obtenidos en las simulaciones y se fue variando hasta observar que el motor generara un movimiento. Posteriormente, se definieron los valores de los controladores para llegar a observar que el controlador estuviera generando el torque que se le pedía.

Una vez identificados los parámetros que permitían el movimiento del motor, se lograron los siguientes valores de torque deseados. En la Figura 7.2 se puede observar el torque obtenido al pedir un valor de 0.2 N.m. Mientras que en la Figura 7.11 se solicita un torque de 0.4 N.m.

Para poder determinar una métrica que nos midiera que tan aproximado se encuentra el valor de torque que está estimando el controlador, se definió que la desviación estándar como métrica de estabilidad del sistema bajo control DTC, permitiendo obtener los valores más cercanos alrededor del valor deseado del torque estimado.

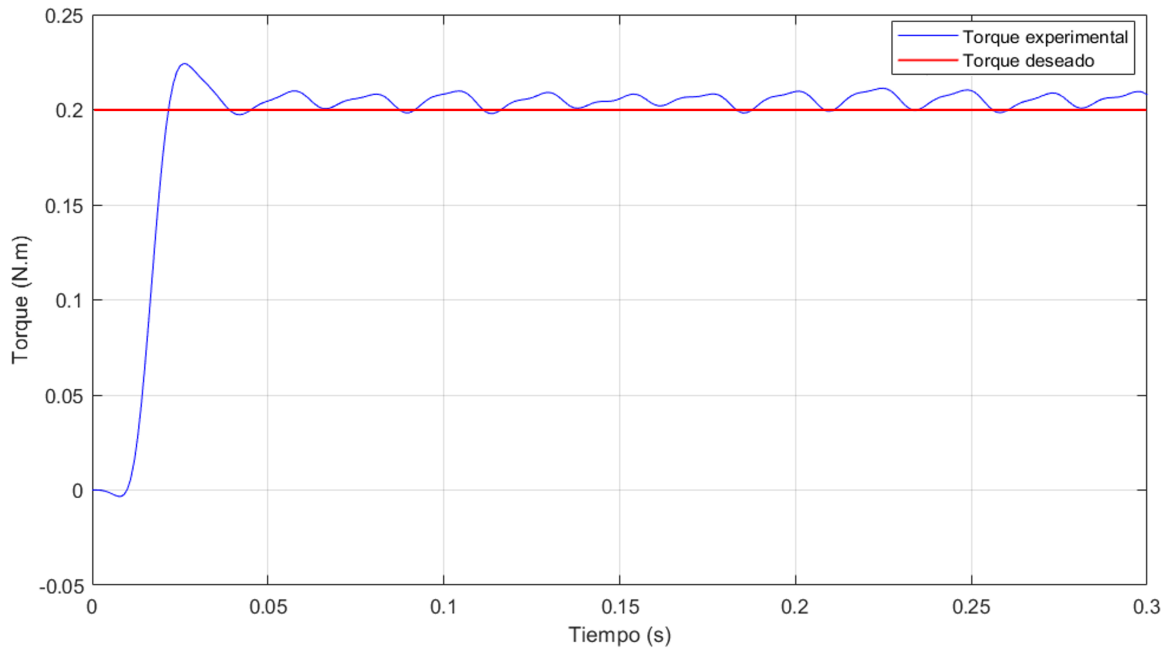


Figura 7.2: Gráfica del torque obtenido al implementar la tabla de conmutación.

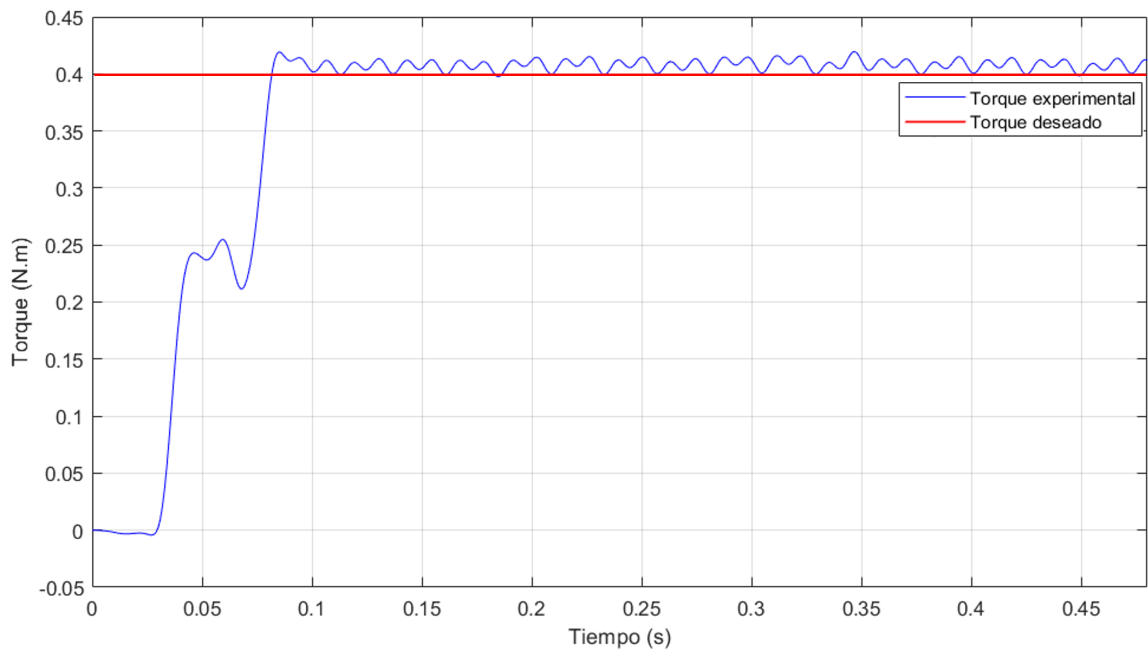


Figura 7.3: Gráfica del torque obtenido al implementar la tabla de conmutación.

Para la Figura 7.4 se muestra la media del valor deseado en 0.2049 N.m, logrando una

desviación estandar de 0.014. En la Figura 7.5 se muestra la media del valor deseado en 0.4078 N.m y una desviación estandar de 0.042.

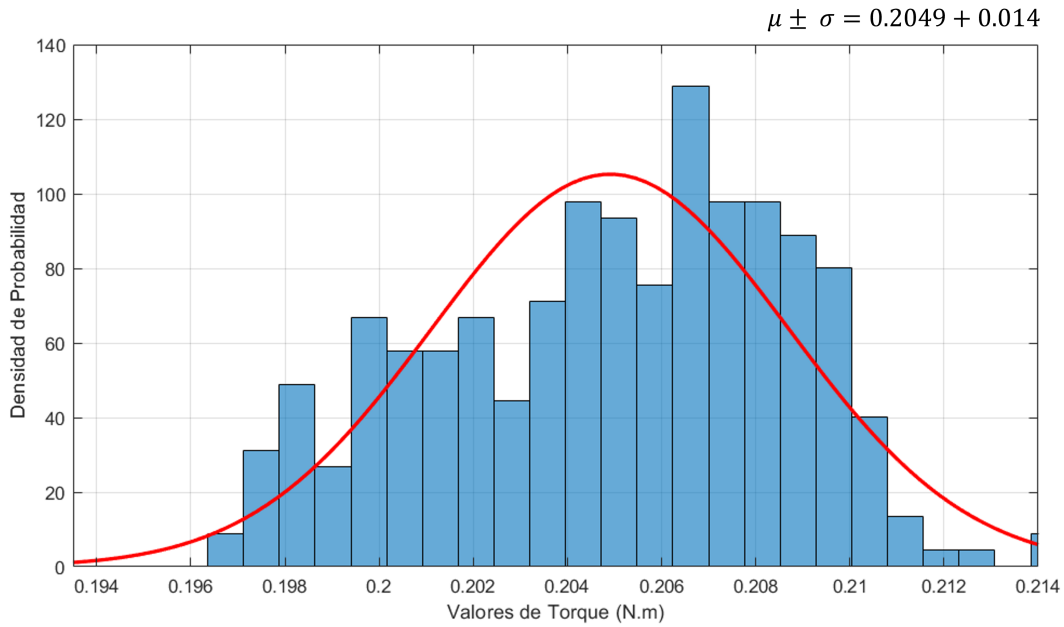


Figura 7.4: Gráfica de la distribución normal del valor de torque deseado para 0.2 N.m.

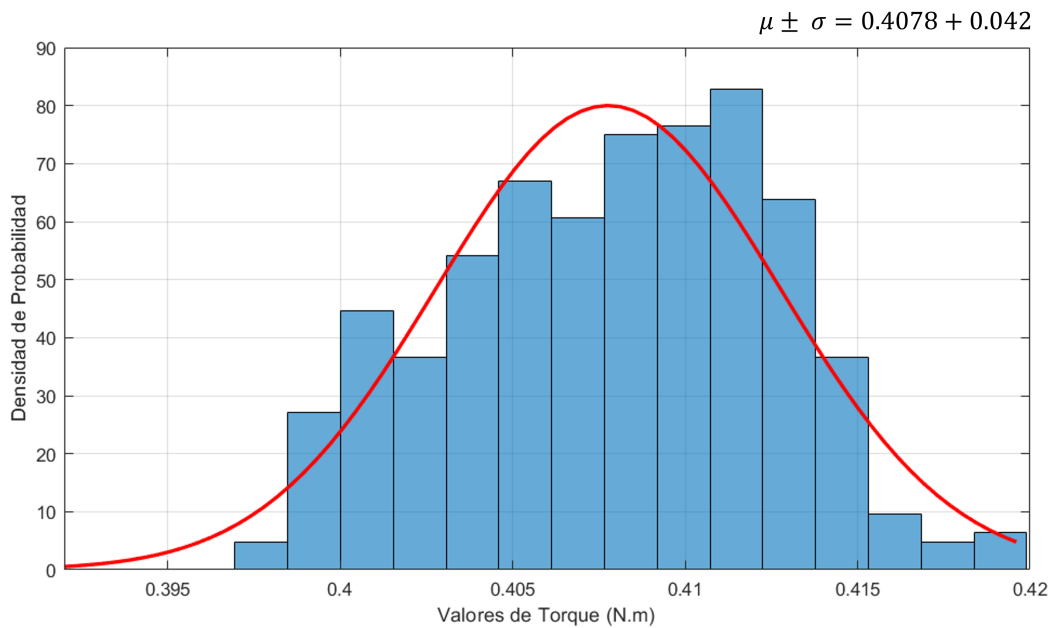


Figura 7.5: Gráfica de la distribución normal del valor de torque deseado para 0.4 N.m.

En la Figura 7.6 y 7.7 se muestran las gráficas de la trayectoria del flujo que se obtuvieron en cada prueba, donde se puede apreciar como en rango de control sobre el valor de referencia del flujo es alto, por tanto el controlador no está logrando llegar a los valores esperados.

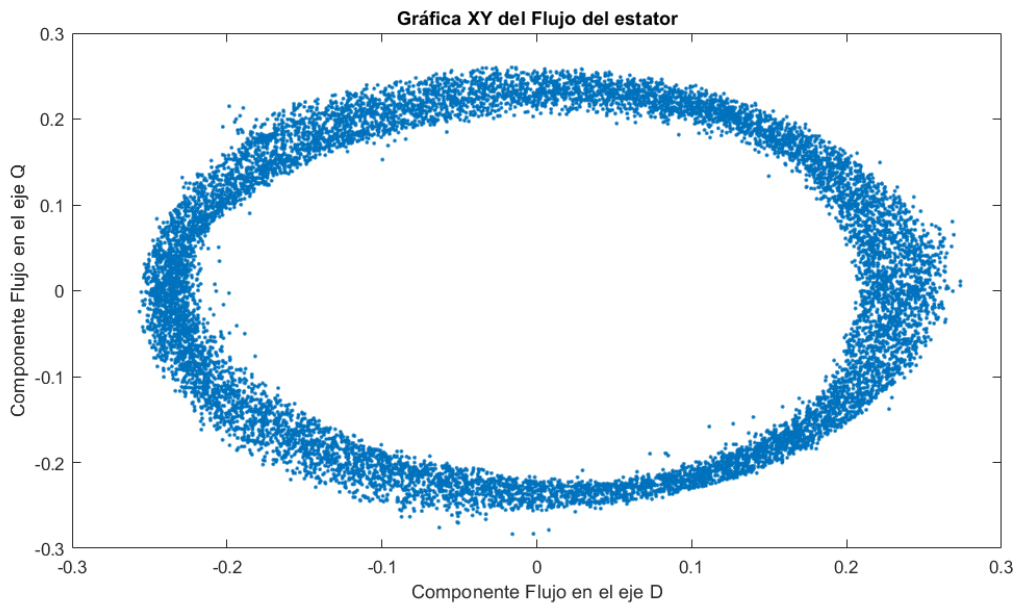


Figura 7.6: Gráfica de la trayectoria del flujo del estator.

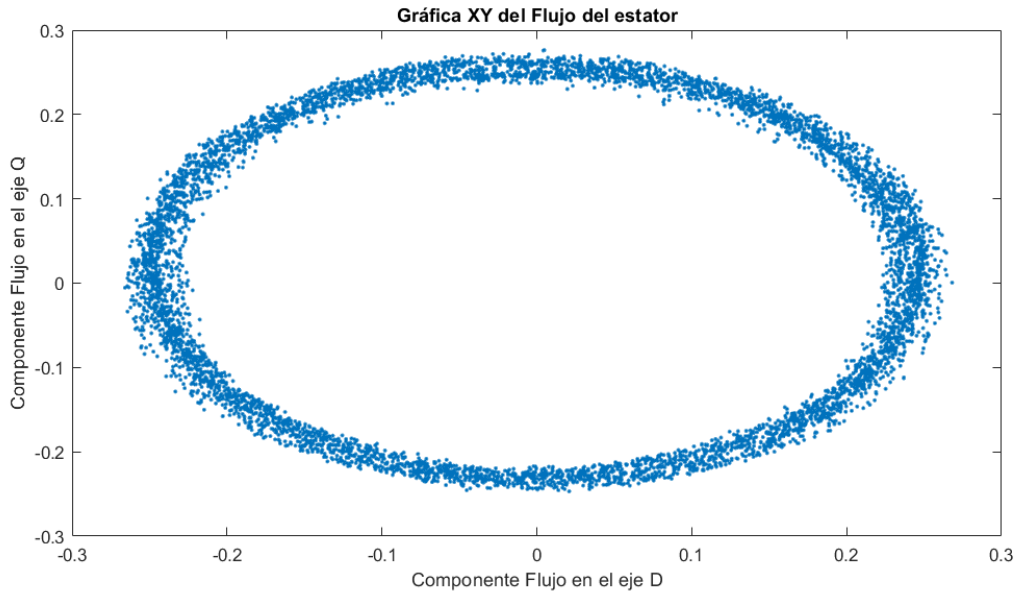


Figura 7.7: Gráfica de la trayectoria del flujo del estator.

7.2. Implementación mediante PWM del espacio vectorial

Dentro de la literatura se encontró una alternativa al método clásico del DTC, por lo que se realizó de manera paralela para poder comparar los resultados obtenidos. Este método se basa en la generación de los estados de conmutación mediante PWM. Las señales de control para el motor se realizan mediante PWM, esto para obtener un mejor comportamiento en el movimiento del motor, al compararse más a una señal senoidal.

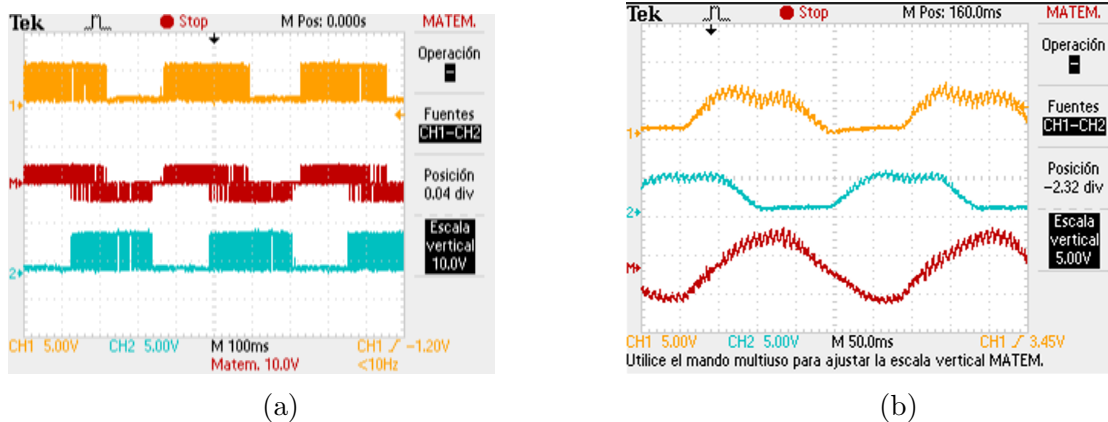


Figura 7.8: Control Directo de Par. (a) Señal PWM para el movimiento del motor.(b) Forma de onda que llega al motor.

A continuación se muestran los primeros resultados al aplicar el método de Control Directo de Par por PWM. En la Figura 7.9 se observa el torque estimado para un valor deseado de 2.5 N.m del tiempo 0s hasta 17s y realizando un cambio a un valor deseado de -1 N.m del tiempo 17s hasta 30s.

En la Figura 7.10 se muestra la media del valor deseado en 2.417 N.m y una desviación estandar de 0.141. Mientras que para la Figura 7.13 se obtiene la media del valor deseado en 0.985 y una desviación estandar de 0.086.

La Figura 7.11 y 7.14 se muestra la trayectoria del flujo del estator, en donde podemos apreciar que el rango de control para la magnitud de flujo es mucho más precisa en este tipo de conmutación. Esto lo podemos traducir a que será mucho más conveniente de usar para los cambios en el valor deseado del torque.

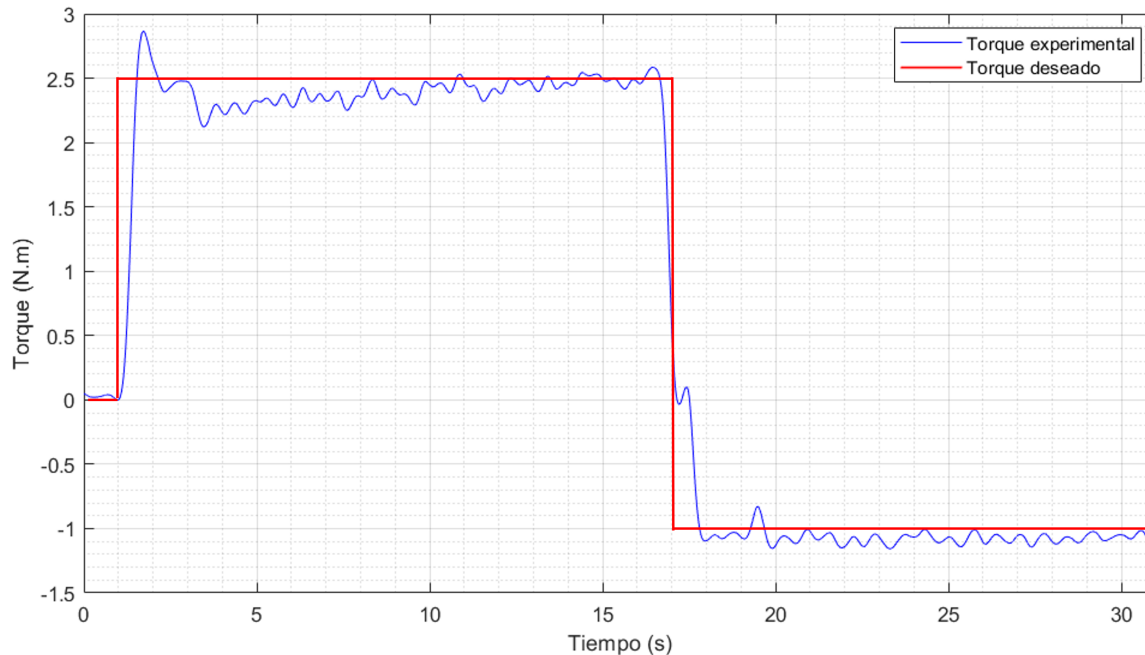


Figura 7.9: Gráfica del torque producido por el motor a diferentes cambios.

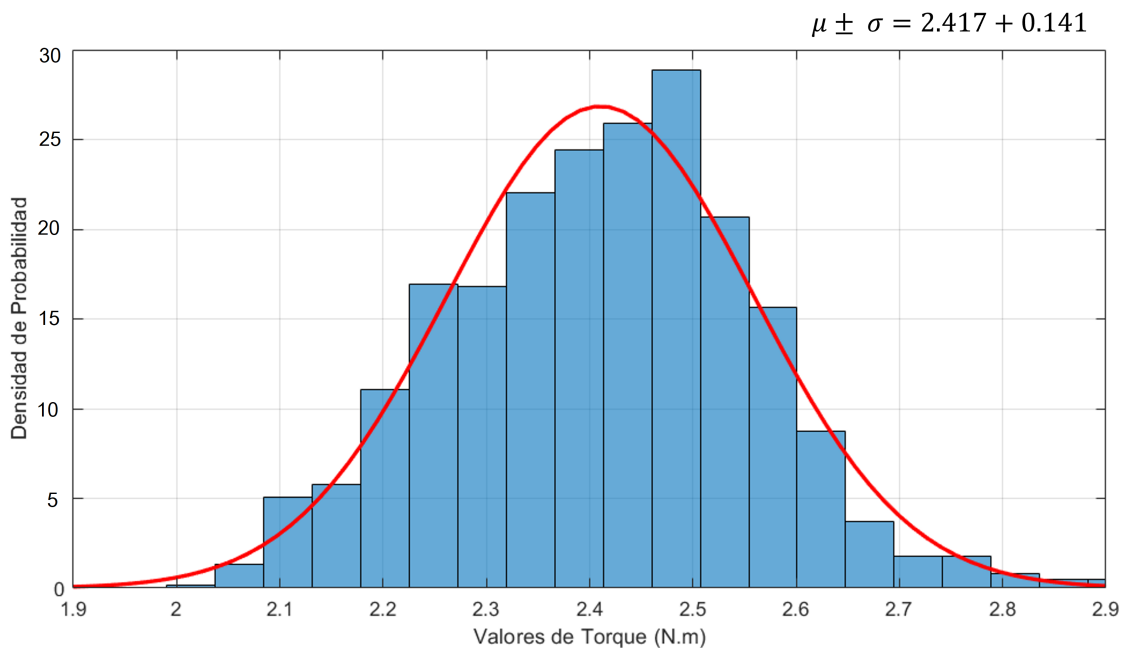


Figura 7.10: Gráfica de la distribución del torque obtenido sin filtro.



Figura 7.11: Gráfica de la trayectoria del flujo del estator.

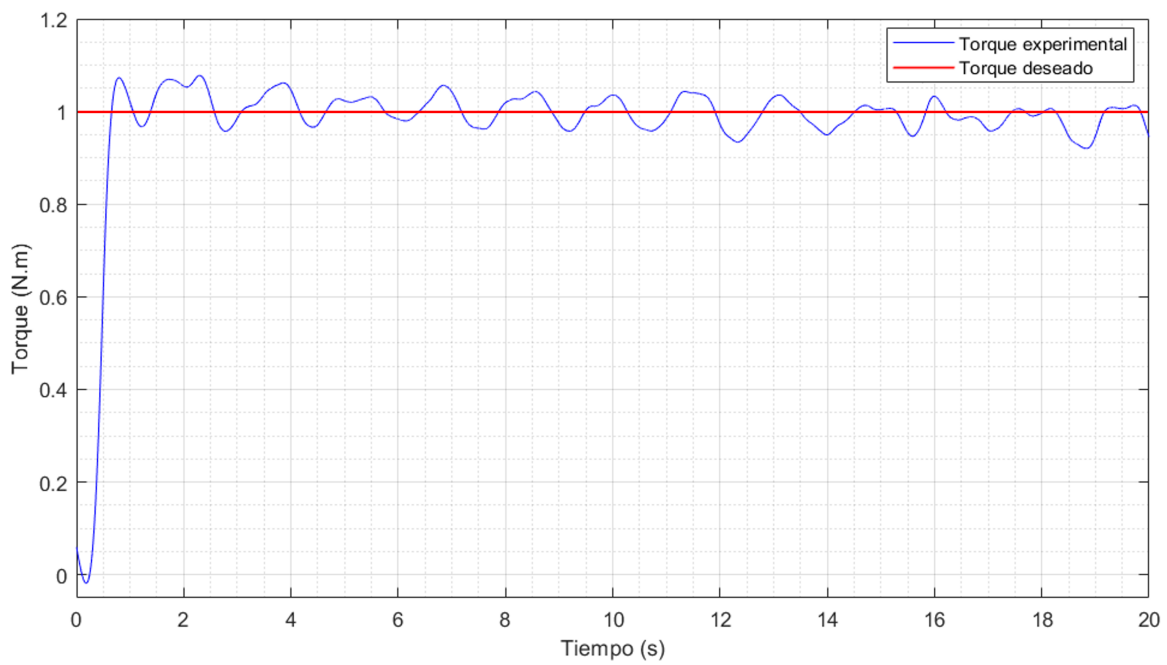


Figura 7.12: Gráfica del torque producido a un valor de 1 N.m.

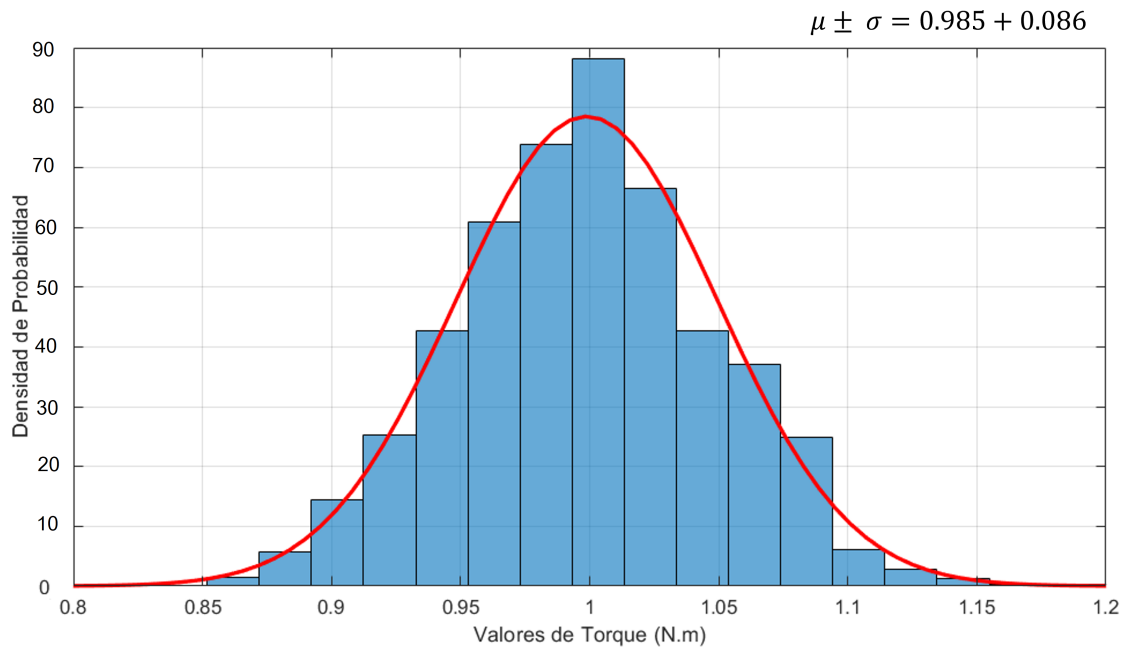


Figura 7.13: Gráfica de la distribución del torque obtenido con filtro.

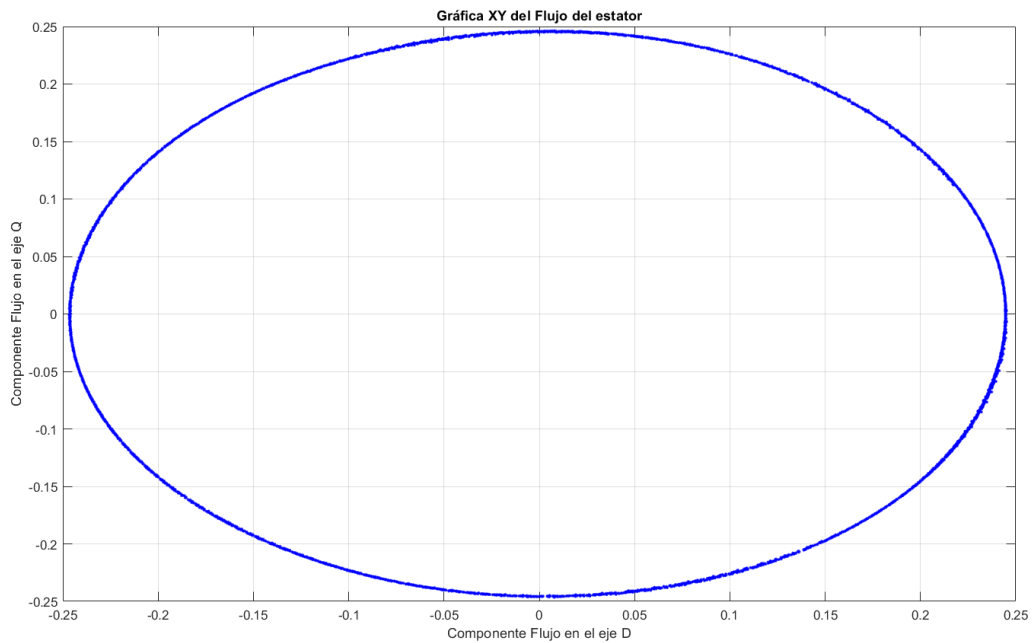


Figura 7.14: Gráfica de la trayectoria del flujo del estator.

7.3. Curva de comportamiento del controlador sin compensación

Para poder determinar el funcionamiento de nuestro control se obtuvieron las siguientes gráficas para observar el torque obtenido a diferentes valores y su correspondiente relación con la velocidad del motor. Esto nos determina una relación directamente proporcional para observar si es lineal o no el comportamiento del motor.

Cada uno de los puntos se determina por la ecuación:

$$\tau_i = K_i f_i \Rightarrow K_i = \frac{\tau_i}{f_i} \quad (7.1)$$

Obteniendo la siguiente gráfica:

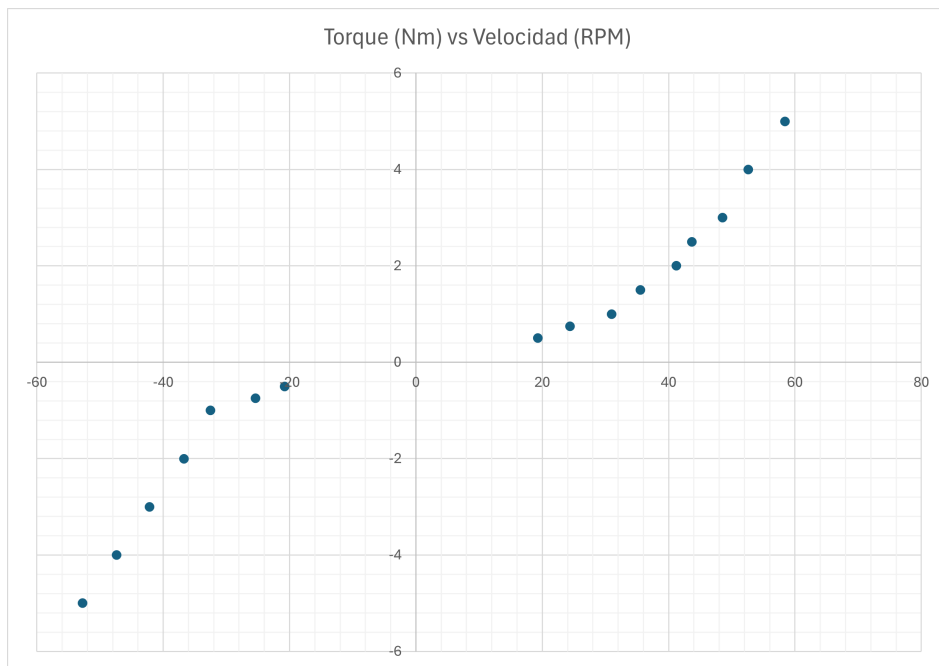


Figura 7.15: Gráfica de los valores de torque obtenidos en la primer implementación.

Se determina la ecuación de la línea de tendencia que más se acerca y en la cual se observa que la que más se aproxima es de tipo polinomial, en donde se describe una componente de valor de torque añadida al valor inicial deseado, por lo que podemos asumir que ese valor es por la fricción que tiene el motor y la cual no le permite moverse a bajos valores de torque requeridos.

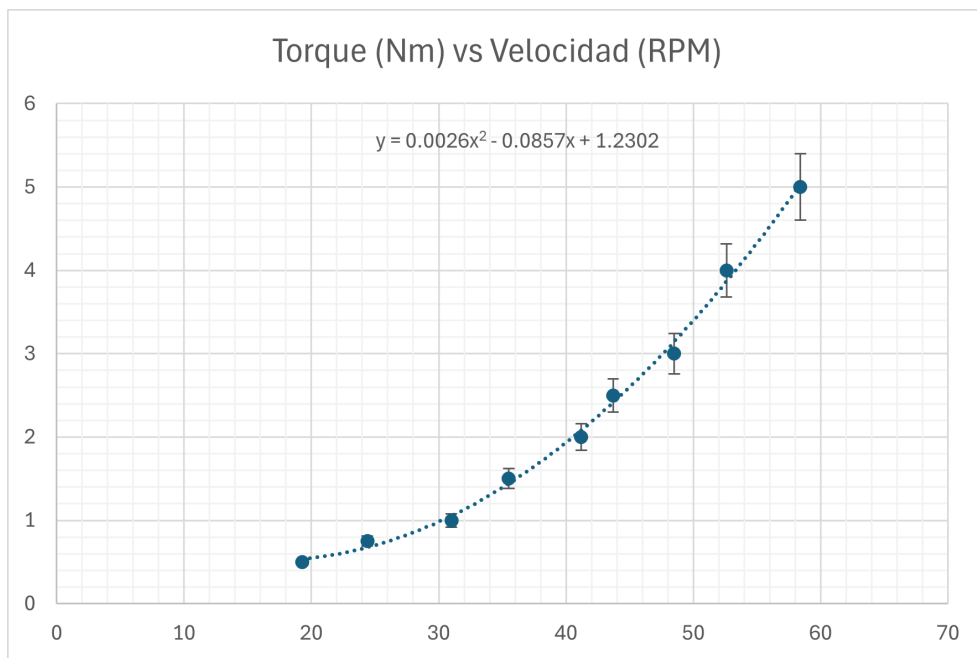


Figura 7.16: Gráfica del sector positivo de los valores de torque sin compensación.

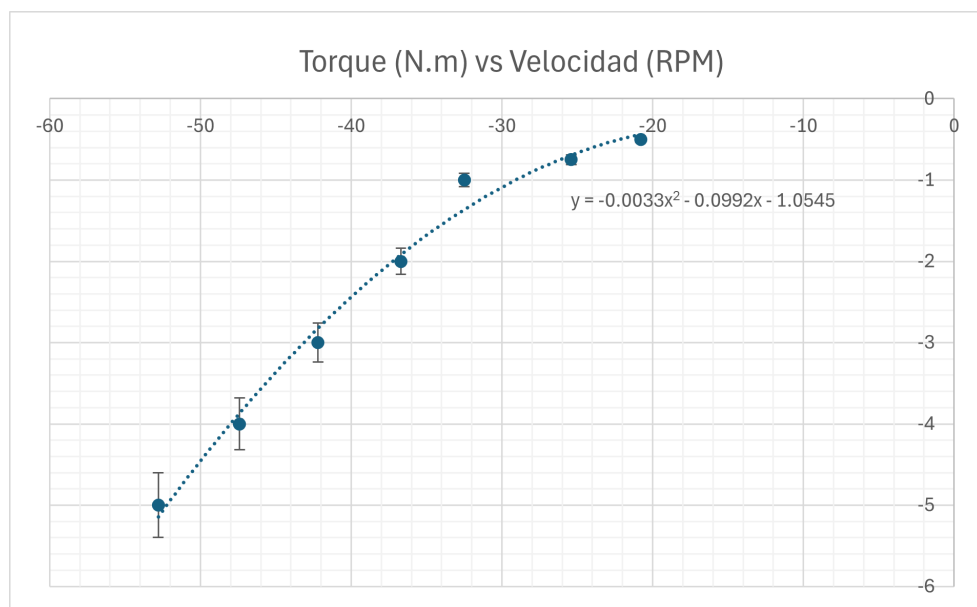


Figura 7.17: Gráfica del sector negativo de los valores de torque sin compensación.

Voltaje (V)	V(RPM)	Torque (Nm)	Error (\pm)
18	58.4	5	0.384
18	52.6	4	0.322
18	48.5	3	0.331
18	43.7	2.5	0.280
18	41.2	2	0.245
18	35.5	1.5	0.224
18	31.0	1	0.210
18	24.4	0.75	0.212
18	19.3	0.5	0.221
18	-20.8	-0.5	0.200
18	-25.4	-0.75	0.232
18	-32.5	-1	0.250
18	-36.7	-2	0.290
18	-42.2	-3	0.324
18	-47.4	-4	0.345
18	-52.8	-5	0.400

Cuadro 7.2: Mediciones de torque, velocidad y error a 18V

En la Tabla 7.2 se muestran los errores conseguimos en cada uno de los puntos de la gráfica, donde se puede observar que son bastante elevados al no tener una compensación adecuada de los fenómenos que se están presentando en el motr y que se describen con la ecuación de comportamiento.

7.4. Curva de comportamiento del controlador con compensación

Para poder compensar el valor del torque que impide funcionar al motor a bajas velocidades, se añade a nuestro valor de torque deseado de la ecuación de control, para así poder manejar valores de torque menores y poder mover a bajas velocidades el motor.

Por lo que se agregan las siguientes condiciones:

- Si el valor del torque deseado es positivo, $\tau_d = \tau_d + 1.23$
- Si el valor del torque deseado es negativo, $\tau_d = \tau_d - 1.0545$

Volviendo a realizar la caracterización se obtiene la gráfica de la Figura 7.18.

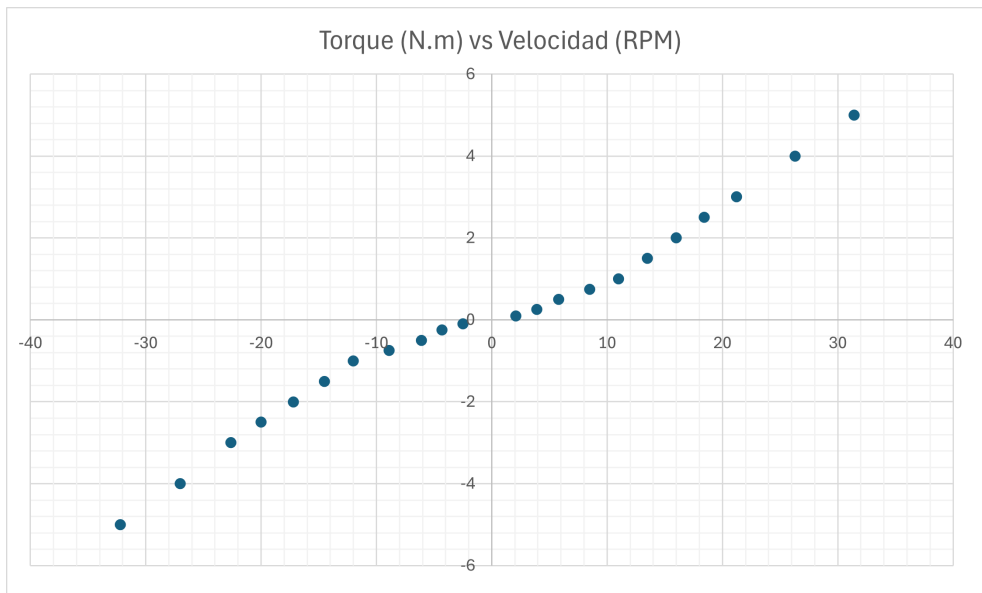


Figura 7.18: Gráfica de los valores de torque obtenidos al compensar el valor de torque deseado.

Se obtienen las ecuaciones que describen el torque obtenido en el sector positivo y en el negativo. En la Figura 7.19 se muestra como al compensar ese valor de torque la curva de comportamiento se acerca mucho más a una lineal y el argumento que describe el torque añadido se ha reducido considerablemente, pero aún presenta cierta fricción por el mecanismo.

En la Figura 7.20 se muestra para la parte negativa, la cual presenta todavía dificultades para acercarse a un comportamiento lineal.

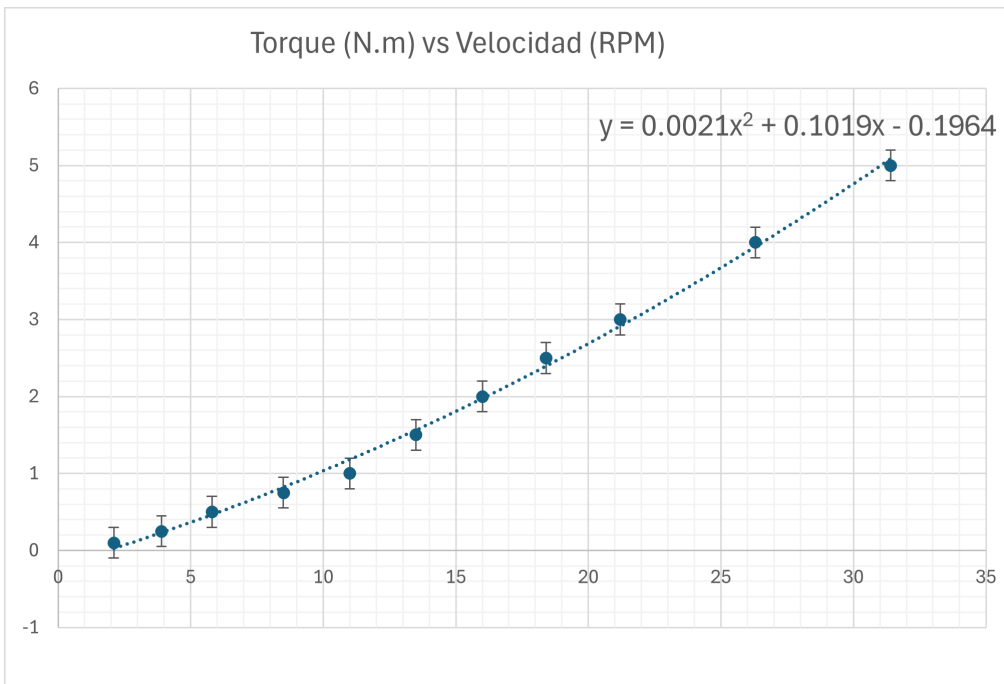


Figura 7.19: Gráfica del sector positivo de los valores de torque con compensación..

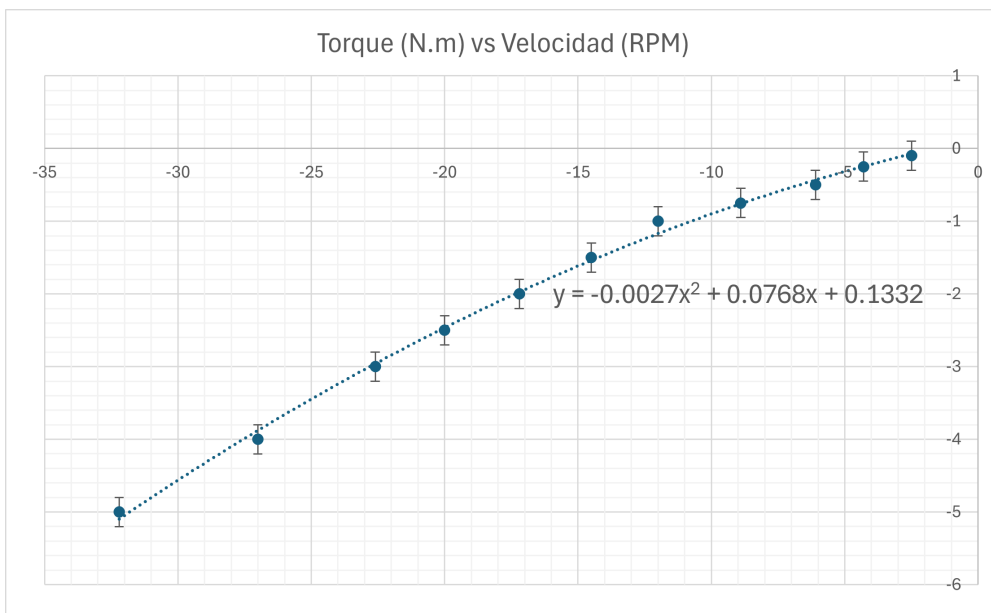


Figura 7.20: Gráfica del sector negativo de los valores de torque con compensación..

Voltaje (V)	V(RPM)	Torque (Nm)	Error (\pm)
18	31.4	5	0.162
18	26.3	4	0.154
18	21.2	3	0.152
18	18.4	2.5	0.141
18	16.0	2	0.108
18	13.5	1.5	0.105
18	11.0	1	0.110
18	8.5	0.75	0.097
18	5.8	0.5	0.090
18	3.9	0.25	0.080
18	2.1	0.1	0.046
18	-2.5	-0.1	0.054
18	-4.3	-0.25	0.068
18	-6.1	-0.5	0.082
18	-8.9	-0.75	0.110
18	-12.0	-1	0.112
18	-14.5	-1.5	0.129
18	-17.2	-2	0.130
18	-20.0	-2.5	0.144
18	-22.6	-3	0.154
18	-27.0	-4	0.161
18	-32.2	-5	0.165

Cuadro 7.3: Mediciones de torque, velocidad y error a 18V (segundo conjunto)

En la Tabla 7.3 se muestran los errores de cada punto de la gráfica, donde se puede observar una clara mejora en cuanto al error obtenido al tener la compensación, sin embargo sigue teniendo dificultad para los valores bajos de torque, ya que presenta un error de aproximadamente la mitad, por lo que todavía hay mejoras por hacer para este controlador desarrollado y se pueda comparar con los que se encuentran actualmente en el mercado.

7.5. Control de posición

A continuación se describe el desarrollo del control de posición como una muestra del funcionamiento del control de torque, de manera que se pueda observar la aplicación de este tipo de controladores.

7.5.1. Ley de control mediante Tangente Hiperbólica

Mediante un lazo cerrado de control de posición basado en una función tangente hiperbólica, se obtiene un comportamiento acotado de los valores límite a los que se obtuvieron que funciona el motor, de manera que estemos en el rango de trabajo del motor.

Además, este tipo de controlador cuenta con un respaldo teórico sólido, ampliamente documentado en la literatura, gracias a su capacidad para operar los actuadores dentro de la región lineal de su curva de caracterización, alejándose de zonas de saturación que podrían inducir fenómenos no deseados que afectan la precisión del sistema.

En la Figura 7.21 se presenta el diagrama a bloques general del lazo de control de posición para el controlador del motor brushless.

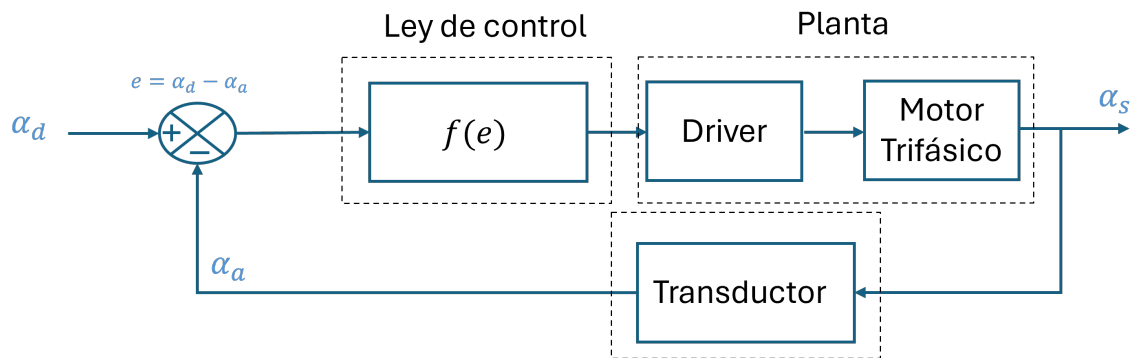


Figura 7.21: Diagrama a bloques general para implementar un control adicional al driver.

Al implementar la ley de control propuesta en un sistema basado en lenguaje C, se facilita la lógica a seguir debido a que contamos con la función dentro del sistema. Esta integración resulta especialmente importante en sistemas con control DTC, donde la relación directa entre el par y la corriente permite una respuesta inmediata al error.

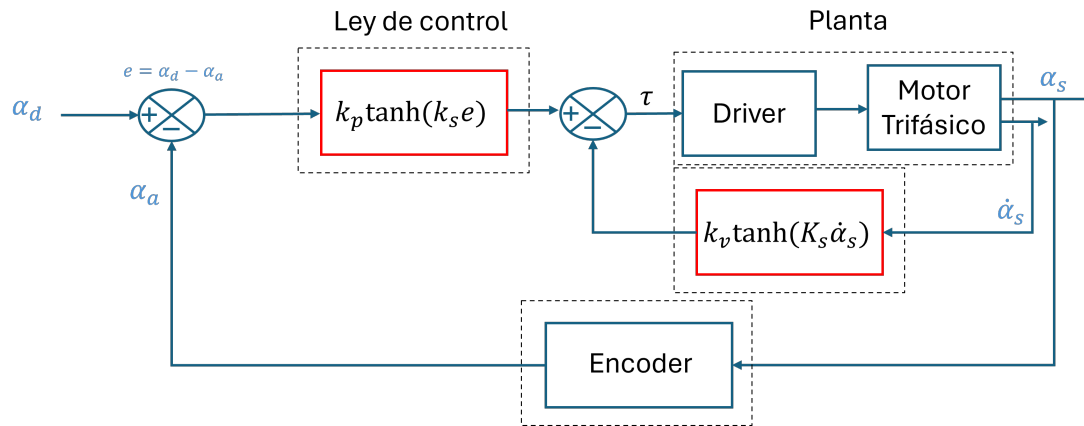


Figura 7.22: Lazo cerrado de control de posición.

La ecuación que define un control por tangente hiperbólica se observa a continuación:

$$\tau = K_p * \tanh (K_s e) - K_v \tanh(K_s \dot{\alpha}_s) \quad (7.2)$$

En donde:

τ es el torque disponible, K_p es la ganancia proporcional, e es el error de posición definido como $e = x_d - x_c$, k_v es la ganancia derivativa, k_s es la pendiente de control de la tangente hiperbólica. Al aplicar diferentes valores para K_p se definió en un valor de 0.2, mientras que para la acción derivativa se definió k_v en 2.5, ya que en estos valores se observa un movimiento más controlado y en el cual se llega a un menor error.

En la Figura 7.23 se observa la gráfica de los resultados obtenidos al implementar la ley de control de posición por fuera del lazo de control de par, esto para poder determinar el torque que se requiere solicitar al controlador y que se regule para la posición deseada. En este caso se solicita una posición de 90° para la primera posición, donde se puede observar un estado transitorio del tiempo de 0s a 0.34s aproximadamente, para llegar a un estado estacionario con un error de 0.24° . Posteriormente, se solicita una nueva posición de 180° en donde el estado transitorio dura desde 0.48 s hasta 0.82s para llegar a un estado estacionario con un error de 0.26° .

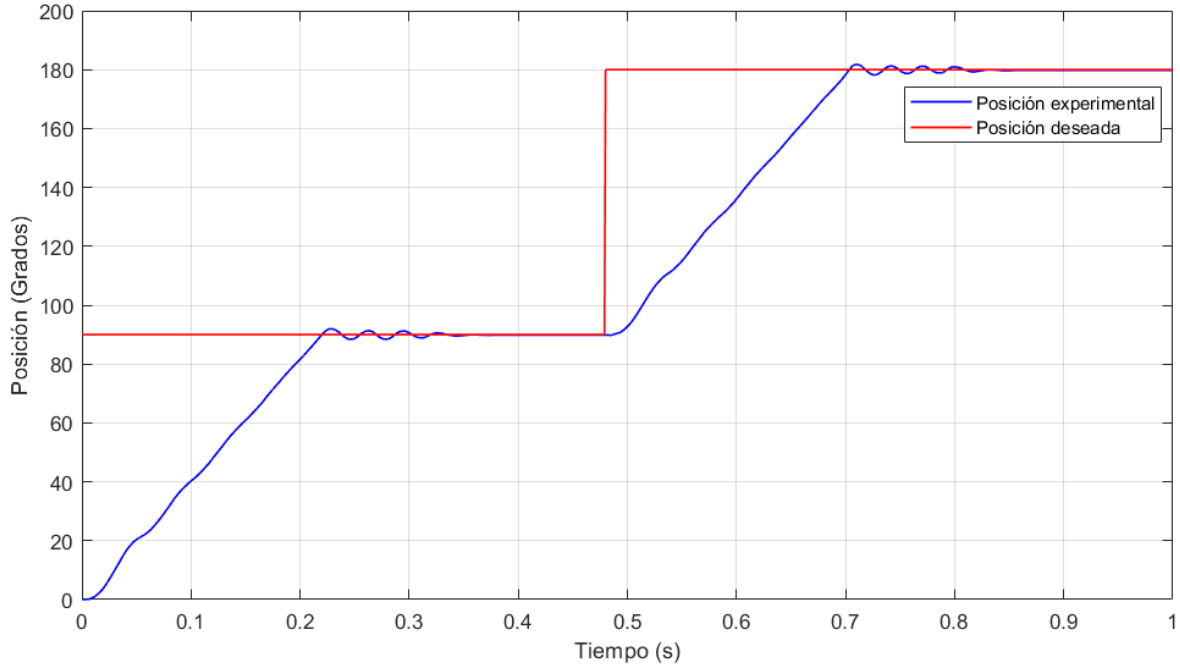


Figura 7.23: Gráfica del comportamiento del control.

El error presentado en la Figura 7.24 es el esperado debido a la precisión que se puede alcanzar por el tipo de motor empleado, el cual cuenta con 12 pares de polos por vuelta mecánica, lo que nos da la siguiente resolución para un encoder con 1000 ppr.

$$\frac{1000PPR(4NL)}{12V_e} = 333.3 \quad (7.3)$$

Donde NL son el número de líneas del encoder, V_e son el número de vueltas eléctricas por vuelta mecánica.

$$\frac{360^\circ}{333.3} = 1.08^\circ \quad (7.4)$$

Si se quiere considerar los grados mecánicos por revolución se debe regresar a la vuelta mecánica, por lo que se divide entre el número de pares de polos:

$$\frac{1.08^\circ}{12} = 0.09^\circ \approx 0.1^\circ \quad (7.5)$$

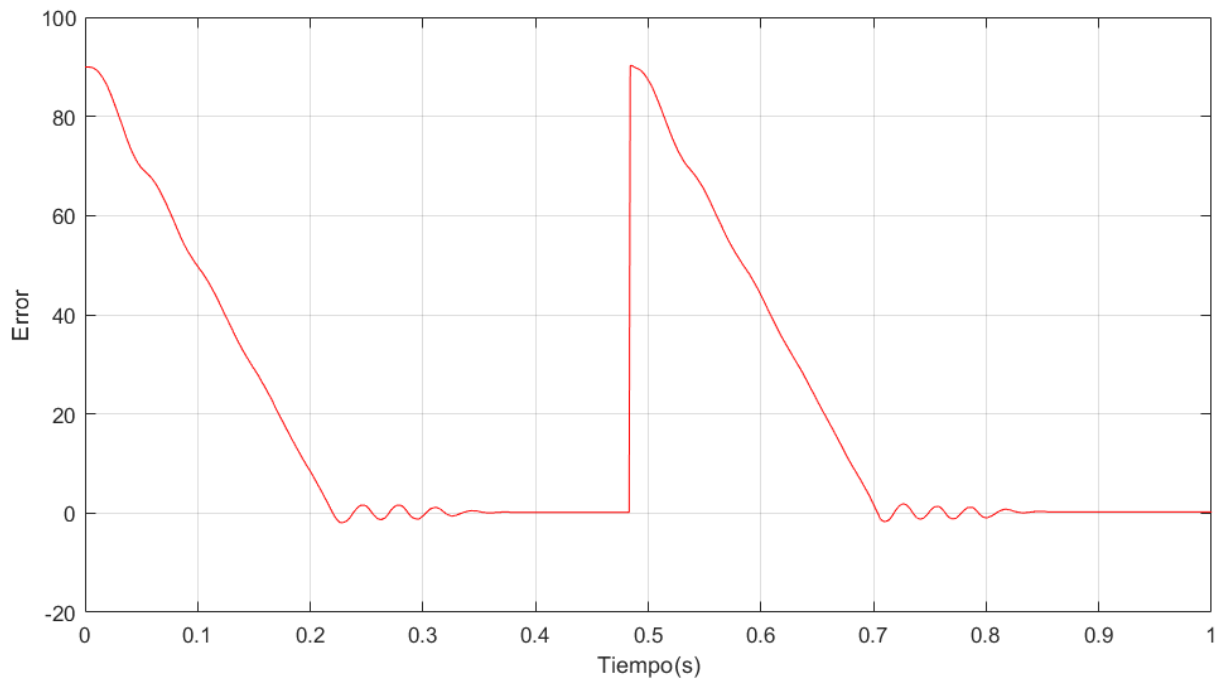


Figura 7.24: Gráfica del error obtenido.

En la Figura 7.25 se muestra la velocidad en RPM del control de posición, destacando que la velocidad tiene incrementos hasta que se llega a un valor cercano de la posición deseada. Al utilizar un control como el de la función por tangente hiperbólica se está limitando el valor nominal tanto de torque como de la velocidad, por lo que se alcanza un máximo de 75 RPM y a partir de ahí generar el control. Cuando se genera el cambio del valor deseado se vuelve a incrementar la velocidad.

El torque estimado en el control de posición se muestra en la Figura 7.26, en el cual se puede observar como el torque de igual manera se encuentra limitado para la salida que puede proporcionar el motor. Podemos diferenciar que cuando se está por llegar a la posición deseada se presentan oscilaciones en el valor del torque, esto es debido a que el controlador sigue solicitando torque y al no tener los parámetros completamente adecuados sigue habiendo una distorsión en el valor estimado.

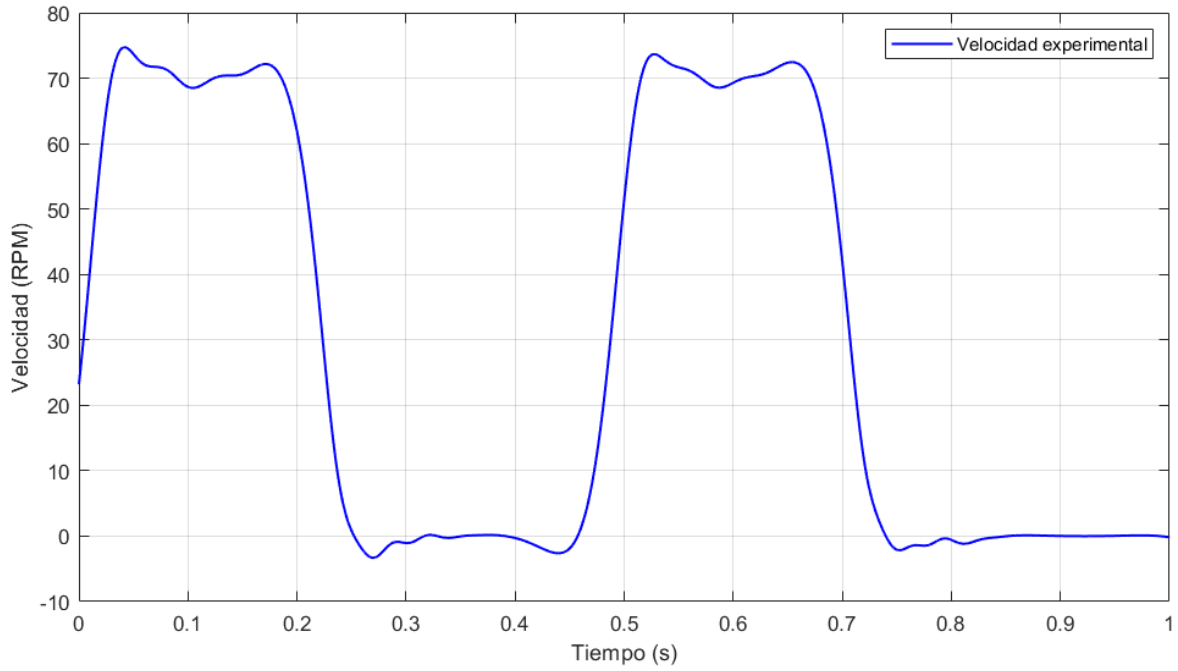


Figura 7.25: Gráfica del velocidad obtenida.

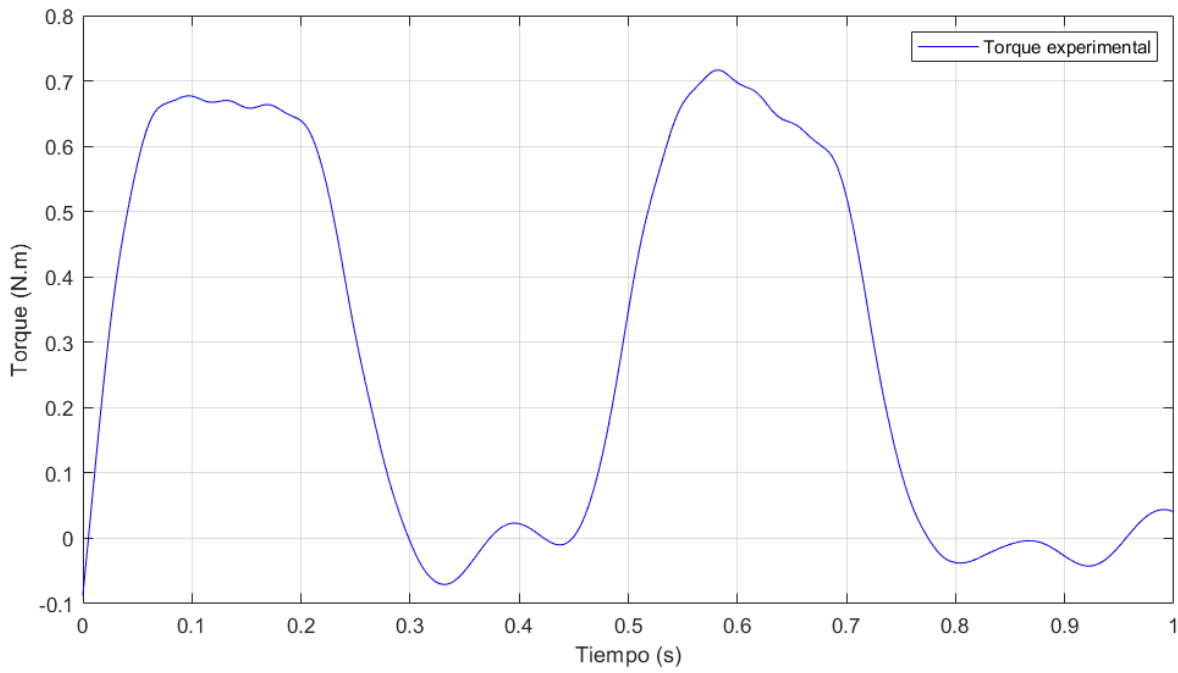


Figura 7.26: Gráfica del torque estimado.

7.6. Conclusiones

El sistema de control directo de par implementado mostró ser funcional para el motor brushless, permitiendo la generación de torque controlado mediante la lógica de conmutación por PWM para el inversor. Al implementar en FPGA permitió realizar el control de manera eficiente con el microprocesador de lógica programable, validando cada etapa del algoritmo mediante resultados experimentales que coinciden con la teoría analizada.

Se observó que la compensación del torque de arranque es fundamental para el buen funcionamiento a bajas velocidades, ya que sin esta el motor no responde adecuadamente a pequeños requerimientos de torque. El control de posición, como etapa adicional, demostró que puede ser implementado sobre la base del control de torque, permitiendo que el sistema responda de forma precisa a cambios de referencia de posición.

Finalmente, las gráficas experimentales muestran una buena relación entre la señal deseada y la señal obtenida, tanto para el torque como para la velocidad y posición, lo que valida el correcto diseño e implementación del control.

Capítulo 8

Conclusiones generales

Con los resultados presentados en este trabajo se puede concluir que se cumplieron satisfactoriamente todos los objetivos planteados en esta tesis. El uso de una tarjeta con FPGA con microprocesador embebido, resultó ser de gran utilidad ya que la instrumentación del algoritmo de control directo de par requiere de un proceso numérico considerable.

Aunque en uno de los objetivos de la tesis se planteó desarrollar solo un método para llevar a cabo el control directo de par, se logró la implementación de dos métodos, el primero es conocido como control directo de par por tabla de conmutación de seis sectores y el segundo es control directo de par por PWM del espacio vectorial. Los mejores resultados se obtienen del segundo ya que, aunque la histéresis del controlador es de 0.086Nm mientras que el primero presenta una histéresis menor de 0.01Nm, sin embargo, el segundo método no requiere que se varíe el valor de voltaje de la fuente de alimentación del inversor, por lo que queda fija en todo el rango del torque del motor. Debido a esto la misma fuente de alimentación con voltaje constante puede usarse en más inversores, y así alimentar varios motores a la vez.

De acuerdo con ambas metodologías aplicadas se tuvieron que determinar manualmente varios parámetros del motor, por lo que sugiere que en un trabajo futuro se pueda realizar la identificación paramétrica del motor y puede ser llevada a cabo por medio de inteligencia artificial (IA). Es importante mencionar que con este trabajo se abre la posibilidad de elaborar nuestros propios drivers para convertir los motores trifásicos en sistema de transmisión directa de par.

Los resultados del lazo cerrado de control PD fueron aceptables presentando una presión 0.26°, creemos que, en base al modelo dinámico del motor y una identificación paramétrica adecuada, además de incluir la compensación de fricción este resultado se puede mejorar. Esto puede abordarse también en trabajos futuros.

Bibliografía

- [1] Páramo, Beatriz.(2020).*Modelado y simulación del motor de inducción incluyendo la saturación*. Sevilla, España.
- [2] Sampe López, Francisco J. ,(2002). *Análisis del control directo del par de un motor de inducción*.(Tesis de Maestría).IPN. México.
- [3] Buja,G. S. & Kazmierkowski, M. P. ,(2004).*Direct Torque Control of PWM Inverter-Fed AC Motors A Survey* IEEE Transactions on Industrial Electronics, no.4, (pp.744-758).
- [4] Jahns, Thomas. Kliman, Gerald. & Neumann, T. ,(1986). *Interior Permanent-Magnet Synchronous Motors for adjustable Speed Drives*. IEEE Transactions on Industry Applications, no.4(pp.738-747).
- [5] Pillay, P.& Krishnan, R. ,(1988). *Modelling of Permanent Magnet Motor Drives*. IEEE Transactions on Industry Applications, no.4(pp.537-541).
- [6] Pillay, P.& Krishnan, R. ,(1989). *Modelling, Simulation and Analysis of Permanent-Magnet Motor Drive. I. The Permanent-Magnet Synchronous Motor Drive*. IEEE Transactions on Industry Applications, no.2(pp.265-273).
- [7] Vas,Peter. ,(1998).*Sensorless Vector and Direct Torque Control*. Oxford Science Publications. Oxford University Press. New york.
- [8] Mitzi Mendoza, J.J.,(2020). *Diseño preliminar de un motor trifásico tipo Brushless* (Tesis de maestría), BUAP.
- [9] Krause, P. C., Wasynczuk, O., Sudhoff, S. D., & Pekarek, S. D., (2013). *Analysis of electric machinery and drive systems*. (Vol. 75). John Wiley & Sons.
- [10] Nustes, J. C., Pau, D. P., Gruosso, G. ,(2023). *Field oriented control dataset of a 3-phase permanent magnet synchronous motor*. Data in Brief, 47, 109002.
- [11] Khanh, P.Q. Anh, H.P.H., (2022).*Novel Sensorless PMSM Speed Control Using Advanced Fuzzy MRAS Algorithm*. Arabian Journal for Science and Engineering, 47(11).

- [12] Mayer, J., Basarur, A., Petrova, M., Sordon, F., Zea, A., & Hanebeck, U. D., (2020). *Position and Speed Estimation of PMSMs Using Gaussian Processes*. IFAC-PapersOnLine, 53(2), 474-481.
- [13] Ozturk, S. B., Kivanc, O. C., Aksoz, A., & Hegazy, O., (2020). *Rotor Position Alignment of FSTPI Based PMSM Drive Using Low Frequency Signal Injection*. Applied Sciences, 10(21), 7397.
- [14] Wang, Q., Wang, S., & Chen, C., (2019). *Review of sensorless control techniques for PMSM drives*. IEEJ Transactions on electrical and electronic engineering, 14(10), 1543-1552.
- [15] Wang, Y., Hoole, Y., & Haran, K., (2019). *Position estimation of outer rotor PMSM using linear Hall effect sensors and neural networks*. In 2019 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC) (pp. 895-900). IEEE.
- [16] Li, J., Wang, D., Wu, X., Xu, K., & Liu, X., (2022). *Vibration Prediction of the Robotic Arm Based on Elastic Joint Dynamics Modeling*. Sensors, 22, 6170. Recuperado de: <https://doi.org/10.3390/s22166170>.
- [17] Yang, X., Yu, H., (2023). *Optimized Cooperative Control of Error Port-Controlled Hamiltonian and Adaptive Backstepping Sliding Mode for a Multi-Joint Industrial Robot*. Mathematics, 11(6), 1542.
- [18] Yun, G., Choo, Y., Kim, C., Lee, S., Hong, D. K., Lee, C., (2023). *Vibration analysis of a permanent magnet synchronous motor by a pole/slot combination*. AIP Advances, 13(2).
- [19] Borisov, O., Isidori, A., Kakanov, M., Pyrkin, A., (2022). *Robust tracking control of a robot arm actuated by permanent magnet synchronous motors*. International Journal of Robust and Nonlinear Control, 32(18), 10358-10373.
- [20] Yang, Q., Yu, H., Meng, X., Shang, Y., (2022). *Neural network dynamic surface position control of n-joint robot driven by PMSM with unknown load observer*. IET Control Theory & Applications, 16(12), 1208-1226.
- [21] Liu, S., Niu, Z., Li, B., Xia, X., Zhou, S., Wang, R., (2022). *Sensorless Contact Force Observation with Friction Distinguishment in Heavy Legged Robot Via PMSM Load Torque and IMU*. In 2022 IEEE/ASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics (AIM) (pp. 1683-1689). IEEE.

- [22] Chikh, K., Saad, A., Khafallah, M., Yousfi, D., Tahiri, F. Z., Hasoun, M. ,(2017). *A constant switching frequency DTC for PMSM using low switching losses SVM-an experimental result*. International Journal of Power Electronics and Drive Systems, 8(2), 558.
- [23] Kouzou, A., & Benguesmia, H.,(s.f).*Modified Direct Torque Control Strategy using Improved Switching Table of Permanent Magnet Synchronous Motor Fed by Two-Level Inverter*.
- [24] López, J.Juán. ,(2020).*TIPOS DE MOTORES ELÉCTRICOS EN AUTOMÓVILES ACTUALES*. Espíritu RACER. Recuperado el día 4 de noviembre de 2023 de: <https://espirituracer.com/reportajes/tipos-de-motores-electricos-en-automoviles-actuales/>.
- [25] F. Moraes, Cassiano. J. Tessaro, H.,(2022). *HIL Testing EV Drive Units with Permanent Magnet Synchronous Motors*. Typhoon HIL. Recuperado el día 4 de noviembre de 2023 de: <https://info.typhoon-hil.com/blog/hil-testing-ev-drive-pmsm>.
- [26] (2023). *Conjunto Rueda Motor Scooter Monopatin Ninebot*. Mercado libre Argentina. Recuperado el 20 de noviembre de 2023 de: https://articulo.mercadolibre.com.ar/MLA_1383571523_conjunto_rueda_motor_scooter_monopatin_ninebot_es1_muvin_-_JM#_position15&search_layoutstack&typeitem&tracking_idf2e7ff40_5188_4f2c_9429_7e18ffe4226b.
- [27] (2023). *SUPERRIDE Self Balancing Electric Unicycle S1000 G2*. Whizzcart. Recuperado el 20 de noviembre de 2023 de: <https://kuwait.whizzcart.com/product/8317506/superride-self-balancing-electric-unicycle-s1000-g2-one-wheel-electric-scooter-with-single-fat-tire-1000w-motor-complete-parts-frame-wheel-battery-charger-screen-and-led/>.
- [28] Carreón Díaz de León, Carlos Leopoldo., (2022). *Permanent Magnet Synchronous Motor Basic Theory*. BUAP. Recuperado el 20 de octubre de 2023 de: https://www.researchgate.net/publication/365595808_Permanent_Magnet_Synchronous_Motor_Basic_Theory.
- [29] Gonzalez Arriaga, D. M., Vargas Treviño, M.A.D. & Vergara Limón, S., (2004). *Lenguaje D*. Programas de computacion, Registro Público del Derecho de Autor, número de registro: 03-2021-120110454200-01.
- [30] (2015).*DE0-CV User Manual*. Terasic. Recuperado el 20 de octubre de 2023 de: <https://www.terasic.com.tw/cgi-bin/page/archive.pl?Language=English&CategoryNo=163&No=921&PartNo=4>.

- [31] (s.f). *RN-XV WIFLY MODULE*. Recuperado el 18 de noviembre de 2023 de: <https://www.sparkfun.com/products/retired/10822>.
- [32] Kundur, P. S., & Malik, O. P. ,(2022). *Power system stability and control*. McGraw-Hill Education.
- [33] Domínguez Rodríguez, Ana M.,(2011). *Diseño y simulación de un accionamiento eléctrico de un motor síncrono de imanes permanentes, empleando control directo de par y sin sensor de posición (Tesis de Maestría)*. BUAP.
- [34] Sadek Abd Al-Mawla, Shady M.,(2016). *Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Motors (DTC-PMSM)*. Faculty of Engineering, Cairo University. Giza, Egipto.
- [35] Sixtega Landeros, Alberto E.,(2011). *Control directo de par del motor síncrono de imanes permanentes(Tesis de Maestría)*. IPN. México.
- [36] Hernández Pérez, Julio N.,(2013). *Implementación Digital del Control Directo del Par y diseño del accionamiento electrónico para un motor síncrono de imán permanente (Tesis de Maestría)*. Instituto Tecnológico de Apizaco. México.
- [37] Suman, Neha., Prasad, Upendra., Kumar, Rahul. (2024). *Comparison between Direct Torque Control based on Space Vector Modulation with Conventional Direct Torque Control Technique for speed control of three-phase Induction Motor*. ICAECT. 979-8-3503-4367-0/24. IEEE.
- [38] (s.f). *Incremental Rotary Encoder OD 40 dia. E6B2 C*. OMRON. Recuperado el 12 de noviembre de 2023 de: https://assets.omron.eu/downloads/datasheet/en/v4/q085_e6b2_c_incremental_rotary_encoder_40_mm_datasheet_en.pdf
- [39] Asuni, Nicola. ,(s.f). *Módulo sensor de corriente ACS712 20A*. TCDFPDF. Recuperado el 16 de noviembre de 2023 de: <http://www.electronicapty.com/modulo-sensor-de-corriente-ac712m-detail?tmpl=component&format=pdf>.
- [40] Alcántara Vergara L. A.,(2023). *Modelado y control de un robot cartesiano de dos grados de libertad realizando estudios de Jerk (Tesis de Maestría)*. BUAP.
- [41] Pintor Michimani, J. F., (2024). *Desarrollo e instrumentación de un escaner 3D (Tesis de Maestría)*. BUAP.
- [42] Charles K. Alexander and Sadiku Matthew N O. *Fundamentos de Circuitos eléctricos (3A. ed.)*. McGraw-Hill Interamericana, 2006.

Certificado de Inglés

TOEFL ITP Score Report

Name of Institution: BUAP CEDINT - VIEP

Name: LEYVA VICTOR

Student Number: 223470436

DOB: 11/19/1998

Sex: M Degree:

Times Taken TOEFL: 1

Native Country: Mexico

Native Language: Spanish

Scaled Scores:

Listening Comprehension: 58 B2

Test Date: 04/03/2025

Structure & Written Expression: 58 B2

Form: TOEFL ITP

Reading Comprehension: 60 C1

Total Score: 587



The face of this document has a security background. The back contains a watermark. Hold at an angle to view.

The TOEFL® ITP Assessment Series is designed to be used for placement, progress monitoring, and exit purposes. TOEFL® ITP scores can also be used for admissions to programs and institutions where English is not the dominant language of instruction for content courses. Learn more at www.ets.org/toefl_itp/use.

156787-16573 • FB0324R150 • Printed in U.S.A.

I.N. 770462

* = Below A2

** = No CEFR

**Student's File Copy
Do Not Copy**

Copyright © 2012 by Educational Testing Service.

Artículo de Congreso Internacional

Artículos del Congreso Internacional de
Investigación Academia Journals Los Mochis 2025 © Academia Journals 2025

Los Mochis, Sinaloa, México
27 febrero, 2025

Desarrollo de un Control Directo de Par para un Motor de Imanes Permanentes Tipo Brushless en Plataforma FPGA

Ing. Víctor Manuel Leyva Osorio¹, Dr. Sergio Vergara Limon², Dra. María Aurora Diozcora Vargas Treviño³,
Dr. Carlos Leopoldo Carreón Díaz de León⁴ y Dra. Amparo Palomino Merino⁵

Resumen—En este artículo se presenta el desarrollo para la implementación de la metodología de Control Directo de Par (DTC, por sus siglas en inglés) para un motor de imanes permanentes tipo brushless, mediante el uso de un sistema embebido basado en un FPGA Cyclone V de Altera, desarrollado en las instalaciones de la maestría en Ciencias de la Electrónica Opción Automatización de la Benemérita Universidad Autónoma de Puebla (BUAP). En este trabajo se presenta el estado del arte sobre este tipo de control para motores trifásicos y su importancia en el campo de la robótica y su principio de funcionamiento; se describe con profundidad el algoritmo propuesto. Finalmente concluimos que las simulaciones presentadas en este trabajo nos van a ayudar a implementarlo en el FPGA debido a que se han superado diversas dificultades técnicas, como las tablas de conmutación, la detección del sector, control de flujo y torque.

Palabras clave—Control Directo de Par, Motor Brushless, FPGA.

Introducción

Los motores de imanes permanentes tipo brushless son ampliamente utilizados en la industria y en la robótica por su mayor capacidad de carga y velocidad respecto a los motores de corriente directa. Estos actuadores ofrecen rápidos cambios de torque y velocidad que son deseables en robots manipuladores, maquinaria automatizada y vehículos eléctricos. Una ventaja de los motores trifásicos tipo brushless respecto a los motores de corriente directa es que el torque desarrollado está en función de la corriente del estator y del flujo magnético del rotor; los motores de corriente directa contienen escobillas que interrumpen la corriente periódicamente dando lugar a variaciones en el torque (P. Ponce, 2016). La activación de estos motores es idónea para ambientes donde no es permitido el desprendimiento de chispas en el ambiente por contactos eléctricos como los que se presentan en los motores de corriente directa.

El control del par de los motores permite la implementación de estructuras de control del movimiento basadas en el modelo dinámico de los robots manipuladores de alta precisión que usan estos motores. Para ello, se requiere aplicar alguna de las técnicas de control vectorial, debido a que se basan en el cálculo de las variables reales de par y flujo del motor, generando un comportamiento similar al de un motor de transmisión directa (P. Ponce, 2016). El objetivo de este artículo es presentar la investigación realizada para el desarrollo de un control directo de par para un motor de imanes permanentes, contribuyendo al conocimiento de la robótica en México. Esto es debido a que esta tecnología se ha desarrollado principalmente en Europa y Estados Unidos con aplicaciones a la industria y el desarrollo de robots manipuladores más rápidos, eficientes y de alta precisión. Por lo tanto, el trabajo presentado es de gran relevancia tecnológica (PRONACES, 2024).

Descripción del Método

Antecedentes

En 1984, tanto en Alemania y en Japón, surgió un nuevo principio de operación para motores eléctricos basado en los cálculos de los valores instantáneos del par y flujo electromagnético producidos por la máquina denominado Control Directo de Par (DTC) (P. Pillay y R. Krishnan, 1988). Para la ejecución del control se monitorean diversas variables en tiempo real del motor, como la posición del rotor, las corrientes de cada una de las fases del estator, consiguiendo así la selección de los estados óptimos de conmutación del circuito de potencia que alimentan al motor (G.S. Buja y M.P. Kazmierkowski, 2004).

¹ Ing. Víctor Manuel Leyva Osorio es Alumno de la Maestría en Ciencias de la Electrónica Opción en Automatización en la Benemérita Universidad Autónoma de Puebla, Puebla, México. 1o223470436@alm.buap.mx (autor correspondiente)

² El Dr. Sergio Vergara Limon es Profesor de la Maestría en Ciencias de la Electrónica Opción en Automatización en la Benemérita Universidad Autónoma de Puebla, Puebla, México. sergio.vergara@correo.buap.mx

³ La Dra. María Aurora Diozcora Vargas Treviño es Profesora de la Maestría en Ciencias de la Electrónica Opción en Automatización en la Benemérita Universidad Autónoma de Puebla, Puebla, México. aurora.vargas@correo.buap.mx

⁴ El Dr. Carlos Leopoldo Carreón Díaz de León es Profesor de la Facultad de Ciencias de la Computación en la Benemérita Universidad Autónoma de Puebla, Puebla, México. carlos.carreon@correo.buap.mx

⁵ La Dra. Amparo Palomino Merino es Profesora de la Maestría en Ciencias de la Electrónica Opción en Automatización en la Benemérita Universidad Autónoma de Puebla, Puebla, México. amparo.palomino@correo.buap.mx

Certificado de Participación en Congreso Internacional



ACADEMIA JOURNALS
OPUS PRO SCIENTIA ET STUDIO

Congreso Internacional de Investigación
Academia Journals Los Mochis 2025
Construyendo Legados, Innovando el
Futuro: Excelencia en Empresas Familiares



CONGRESO INTERNACIONAL DE INVESTIGACIÓN ACADEMIA JOURNALS
27 DE FEBRERO DE 2025
DE LOS MOCHIS, SINALOA

CONGRESO INTERNACIONAL DE INVESTIGACIÓN ACADEMIA JOURNALS LOS MOCHIS 2025

Construyendo Legados. Innovando el Futuro. Excelencia en Empresas Familiares

CERTIFICADO

otorgado a

Ing. Víctor Manuel Leyva Osorio
Dr. Sergio Vergara Limón
Dra. María Aurora Diozcora Vargas Treviño
Dr. Carlos Leopoldo Carreón Díaz de León
Dra. Amparo Palomino Merino

por su artículo titulado

Desarrollo de un Control Directo de Par para un Motor de Imanes Permanentes Tipo Brushless en Plataforma FPGA

(Artículo No. LSM032)

La ponencia correspondiente fue presentada en el Congreso Internacional de Investigación Academia Journals Los Mochis 2025, *Construyendo Legados, Innovando el Futuro: Excelencia en Empresas Familiares*, desarrollado el 27 de febrero de 2025, con sede en el Centro de Innovación y Educación Los Mochis. El evento fue presentado en colaboración con eminentes investigadores de Los Mochis. El artículo está incluido en las siguientes publicaciones: (1) en el portal de Internet AcademiaJournals.com, con ISSN 1946-5351 online, Vol. 17, No. 01, 2025 e indexación en la base de datos *Fuente Académica Plus de EBSCOHOST*, Massachusetts, Estados Unidos y (2) en libros ebook digitales compilados por área temática, con números ISBN online*. Se tiene acceso libre a todas las publicaciones del congreso en el portal de internet de Academia Journals.

Los organizadores del congreso reconocen la participación de los autores en el congreso, agradeciendo sus contribuciones.



DR. RAFAEL MORAS, P.E.

Director General
Academia Journals





* Construyendo Legados Innovando el Futuro en las Ciencias Administrativas - Los Mochis 2025 979-8-89020-109-6
Construyendo Legados Innovando el Futuro en las Ciencias de la Salud - Los Mochis 2025 979-8-89020-110-2
Construyendo Legados Innovando el Futuro en las Matemáticas y Ciencias Naturales - Los Mochis 2025 979-8-89020-111-9
Construyendo Legados Innovando el Futuro en las Ciencias de la Educación - Los Mochis 2025 979-8-89020-112-6
Construyendo Legados Innovando el Futuro en las Humanidades y Ciencias Sociales - Los Mochis 2025 979-8-89020-113-3
Construyendo Legados Innovando el Futuro en la Ingeniería - Los Mochis 2025 979-8-89020-114-0

<https://www.academiajournals.com/losmochis>

131