



BENEMÉRITA UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE PUEBLA

FACULTAD DE CIENCIAS DE LA ELECTRÓNICA

**MAESTRÍA EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA, OPCIÓN
INSTRUMENTACIÓN ELECTRÓNICA**

Tesis para obtener el grado de

**MAESTRÍA EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA, OPCIÓN
INSTRUMENTACIÓN ELECTRÓNICA**

**DESARROLLO DE UNA ESTRATEGIA DE CONTROL EN UN
SISTEMA EMBEBIDO PARA UN MOTOR ELÉCTRICO DE
UN VEHÍCULO ELÉCTRICO HÍBRIDO**

Presenta:

Gerardo Pantle Cuautle*

Asesora:

Dra. Liliana Cortez

Co-asesora:

Dra. Josefina Castañeda Camacho

Asesor externo:

M.I. Ernest Cortez

Agradecimientos

Gracias a mi abuela por seguir alimentándome y escuchándome hasta el día de hoy.

Gracias a mi padre, a mi madre y a mi hermana por el apoyo moral y emocional brindado.

Gracias a los integrantes del Laboratorio de Investigación en Sistemas Digitales y Energías Renovables (LISDER) por haberme guiado y ayudado a lo largo de la Maestría para desarrollar el presente tema de tesis.

Gracias a mi novia por su gran comprensión ante el poco tiempo que le podía dedicar.

Gracias a mis amigos por haberme apoyado emocionalmente y por sugerirme posicionarme en ciertos caminos para evitar algunas pérdidas de tiempo.

Gracias al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACYT) y a la Benemérita Universidad Autónoma de Puebla (BUAP), por el patrocinio para poder llevar a cabo el proyecto de tesis titulado *Desarrollo de una estrategia de control en un sistema embebido para un motor eléctrico de un vehículo eléctrico híbrido*.

Gracias a la Maestría en Ingeniería Electrónica, opción Instrumentación Electrónica, por la oportunidad brindada para poder mejorar mis habilidades académicas y personales.

Gracias a mis asesores, Dra. Liliana Cortez, Dra. Josefina Castañeda Camacho, M.I. Ernest Cortez por confiarme un tema de alta importancia, por apoyarme y aconsejarme hasta la culminación del documento.

Gracias al jurado por las recomendaciones hechas para mejorar el presente trabajo.

Gracias a mí, por haber logrado terminar la presente tesis.

Resumen

En el presente trabajo se muestra el diseño e implementación de una estrategia de control directo de torque (DTC) basada en controladores de histéresis en un sistema embebido, además, se exhibe la respuesta de la estrategia de control acoplada al modelo cuasi-estático de un vehículo eléctrico híbrido (VEH).

En el capítulo uno se realiza el estudio del estado del arte, que está enfocado en las estrategias de control aplicadas al motor eléctrico de un VEH. Asimismo, se establece el objetivo general y los objetivos específicos. Adicionalmente, se describe la metodología, que se emplea para el desarrollo del trabajo de tesis.

En el capítulo dos se define el tren de potencia del vehículo eléctrico híbrido, así como los elementos que lo conforman. Posteriormente, se lleva a cabo la selección de la topología del VEH, con la finalidad de definirla en función del modelo cuasi-estático de un vehículo eléctrico híbrido.

En el capítulo tres se describen los diferentes tipos de motores de corriente alterna (CA) empleados por VEHs, asimismo, se realiza la selección del motor síncrono de imanes permanentes (MSIP). Seguidamente, se obtiene el modelo matemático del MSIP, que describe su comportamiento eléctrico y su comportamiento mecánico mediante ecuaciones diferenciales.

En el capítulo cuatro se lleva a cabo el diseño de una estrategia de control vectorial denominada control directo de torque basada en controladores de histéresis para un motor síncrono de imanes permanentes, asimismo, se realiza la programación de la estrategia de control DTC a través de bloques en el software Simulink[®]. Posteriormente, se ejecuta la estrategia de control en el software con señales de referencia estáticas, con la finalidad de analizar el tiempo de procesamiento.

En el capítulo 5 se realiza la etapa de implementación de la estrategia de control DTC para un MSIP, debido a ello, se lleva a cabo el desarrollo de un sistema embebido. En consecuencia, se realiza la selección del dispositivo programable, la fabricación de la placa de circuito impreso (PCI) y la programación de los bloques de la estrategia de control directo de torque en el sistema embebido. Finalmente, se procede con la validación de la estrategia, que consiste en un análisis del tiempo de procesamiento entre la simulación efectuada en una computadora y la implementación en el sistema embebido.

Además, a través de la implementación de la estrategia de control directo de torque basada en controladores de histéresis en el sistema embebido, fue posible reducir el tiempo de procesamiento computacional en un 26.28 % respecto a la simulación.

Índice general

Agradecimientos	I
Resumen	II
Lista de figuras	v
Lista de tablas	vii
1. Introducción	1
1.1. Estado del arte de estrategias de control para motores eléctricos de vehículos eléctricos híbridos	2
1.2. Objetivo general	12
1.3. Objetivos específicos	12
1.4. Metodología	13
1.5. Estructura de la tesis	14
2. Vehículo eléctrico híbrido	16
2.1. Introducción	17
2.2. Elementos de un tren de potencia híbrido	17
2.2.1. Transmisión	17
2.2.2. Motor de combustión interna	18
2.2.3. Sistema de almacenamiento de energía	19
2.2.3.1. Baterías	19
2.2.3.2. Supercapacitores	20
2.2.4. Motor/generador eléctrico	20
2.2.4.1. Motor CD	21
2.2.4.2. Motor CA	21
2.3. Topología del tren de potencia híbrido	24
2.3.1. Topología serie	24
2.3.2. Topología paralela	25
2.3.3. Topología serie-paralela	25
2.4. Modelo cuasi-estático	26
2.5. Conclusiones	28
3. Motor eléctrico de corriente alterna	29
3.1. Introducción	30
3.2. Motores de corriente alterna (CA) asíncronos	30

3.3.	Motores de corriente alterna (CA) síncronos	32
3.3.1.	Motor síncrono de reluctancia conmutada (MSRC)	34
3.3.2.	Motor síncrono de imanes permanentes (MSIP)	34
3.4.	Modelo matemático de motor síncrono de imanes permanentes (MSIP) . . .	37
3.5.	Conclusiones	39
4.	Estrategia de control vectorial para un motor síncrono de imanes permanentes	40
4.1.	Introducción	41
4.2.	Diseño de una estrategia de control DTC basada en controladores de histéresis	41
4.2.1.	Requerimientos de la estrategia de control DTC	41
4.2.2.	Elementos de la estrategia de control DTC	43
4.2.3.	Estructura de la estrategia DTC basada en controladores de histéresis	47
4.2.4.	Restricciones en el diseño de la estrategia de control DTC	49
4.3.	Validación de la estrategia de control DTC a través de una simulación	52
4.3.1.	Modelado de la estrategia de control DTC	52
4.3.2.	Simulación de la estrategia de control DTC considerando valores estáticos	56
4.3.3.	Simulación de la estrategia de control DTC considerando valores dinámicos (ciclo de conducción real)	59
4.4.	Análisis de resultados	62
4.5.	Conclusiones	66
5.	Implementación de una estrategia de control en un sistema embebido para un motor síncrono de imanes permanentes	67
5.1.	Introducción	68
5.2.	Selección del dispositivo programable para el sistema embebido	69
5.3.	Diseño del sistema embebido	70
5.4.	Representación de la estrategia de control mediante un lenguaje de programación	74
5.5.	Implementación de la estrategia de control DTC	77
5.5.1.	Análisis de la precisión en la respuesta de la estrategia de control DTC	78
5.5.2.	Análisis del tiempo de procesamiento en la respuesta de la estrategia de control DTC	78
5.6.	Validación de la estrategia de control DTC a través de la implementación . .	79
5.6.1.	Protocolo de comunicación	79
5.6.2.	Verificación por redundancia cíclica	81
5.6.3.	Funcionamiento de la estrategia de control DTC considerando valores estáticos	83
5.6.4.	Funcionamiento de la estrategia de control DTC considerando valores dinámicos (ciclo de conducción real)	84
5.7.	Conclusiones	86
	Conclusiones generales y trabajo futuro	87
	Referencias	89

Lista de figuras

1.1. Mapa de eficiencia de un motor de inducción [19].	3
1.2. Respuesta del motor de reluctancia conmutada en función del torque y la posición del rotor [22].	4
1.3. Banco de pruebas para la caracterización de un MSIP [24].	5
1.4. Mapa de eficiencia de un motor síncrono de imanes permanentes [27].	5
1.5. Relación constante entre voltaje y frecuencia [33].	6
1.6. Esquema de la estrategia de control COC para un MSIP [40].	7
1.7. Observador de flujo propuesto para la estrategia de control [40].	8
1.8. Estrategia de control COC con tres controladores PI [41].	8
1.9. Esquema de control directo de torque basado en MEV [42].	9
1.10. Esquema del observador de flujo propuesto [45].	10
1.11. Estrategias de control vectorial basadas en controladores de histéresis [50].	11
1.12. Metodología.	13
2.1. Elementos de una transmisión.	18
2.2. Motor de combustión interna.	18
2.3. Elementos de una celda de una batería.	19
2.4. Elementos de un supercapacitor.	20
2.5. Motor de corriente directa.	21
2.6. Motor de inducción.	22
2.7. Motor síncrono de imanes interiores permanentes.	22
2.8. Motor síncrono de reluctancia conmutada.	23
2.9. Topología serie de un vehículo eléctrico híbrido.	24
2.10. Topología paralela de un vehículo eléctrico híbrido.	25
2.11. Topología serie-paralela de un vehículo eléctrico híbrido.	26
2.12. Modelo cuasi-estático de un vehículo eléctrico híbrido.	27
3.1. Motor asíncrono	30
3.2. Motor de rotor de jaula de ardilla	31
3.3. Motor de rotor devanado	32
3.4. Motor síncrono.	32
3.5. Motor de reluctancia	34
3.6. Motor síncrono de imanes permanentes	35
4.1. Requerimientos de la estrategia de control DTC basada en controladores de histéresis.	42
4.2. Modelo cuasi-estático de un vehículo eléctrico híbrido.	42
4.3. Modelo cuasi-estático de un VEH considerando una estrategia de control DTC basada en controladores de histéresis.	43

4.4.	<i>MTPA</i> , límite de corriente y trayectorias de límite de voltaje con estrategia de control DTC.	44
4.5.	Gráfica de los rangos para un control de histéresis.	45
4.6.	Diagrama de control directo de torque basado en controladores de histéresis.	47
4.7.	Elementos básicos que conforman un convertidor de potencia CD-CA.	48
4.8.	Corrientes generadas por el convertidor de potencia CD-CA a partir del suministro del SAE.	49
4.9.	Restricciones de operación para el controlador de velocidad.	49
4.10.	Gráfica de los rangos de operación para el control de histéresis de flujo magnético.	50
4.11.	Gráfica de dos rangos diferentes de operación para el control histéresis de torque.	50
4.12.	Gráfica de los rangos de operación para un control de histéresis de torque.	51
4.13.	Rangos de operación para el observador.	52
4.14.	Representación del controlador de velocidad mediante bloques de Simulink®.	53
4.15.	Representación del control de histéresis mediante bloques de Simulink®.	53
4.16.	Representación de la tabla de conmutación mediante bloques de Simulink®.	54
4.17.	Representación del observador mediante bloques de Simulink®.	55
4.18.	Representación de la estrategia de control DTC mediante bloques de Simulink®.	55
4.19.	Respuesta del MSIP ante la estrategia de control DTC aplicando una señal de entrada de tipo rampa.	58
4.20.	Respuesta del MSIP ante la estrategia de control DTC aplicando una señal de entrada de tipo escalón incremental para cada segundo.	59
4.21.	Incorporación de la estrategia de control DTC al modelo cuasi-estático de un vehículo eléctrico híbrido.	59
4.22.	Ciclo de conducción real.	60
4.23.	Valores para el parámetro torque obtenidos a partir del ciclo de conducción.	61
4.24.	Valores para el parámetro velocidad angular obtenidos a partir del ciclo de conducción.	61
4.25.	Diagrama de control directo de torque basado en controladores de histéresis.	65
5.1.	Acoplamiento entre modelo cuasi-estático de VEH y estrategia de control DTC.	69
5.2.	Circuito mínimo del dispositivo programable PIC32MZ2048ECM144.	71
5.3.	Diagrama esquemático del sistema embebido realizado en un software de diseño asistido por computadora.	72
5.4.	Diseño de placa de circuito impreso para el sistema embebido.	73
5.5.	Placa de circuito impreso para el desarrollo del sistema embebido.	73
5.6.	Protocolo de comunicación UART entre computadora y sistema embebido.	80
5.7.	Protocolo de comunicación UART.	80
5.8.	Diagrama del funcionamiento de la verificación por redundancia cíclica.	81
5.9.	Diagrama de flujo para la implementación del algoritmo VRC.	82
5.10.	Respuesta del MSIP (con solucionador de tipo discreto) ante la estrategia de control DTC diseñada aplicando una señal de torque de tipo escalón.	83
5.11.	Respuesta del MSIP ante la estrategia de control DTC aplicando una señal de torque de tipo escalón.	84
5.12.	Ciclo de conducción real conectado al modelo cuasi-estático de un VEH considerando la implementación de la estrategia de control DTC.	85
5.13.	Respuesta del MSIP acoplado a la estrategia de control DTC (a nivel implementación) ante un ciclo de conducción real.	85

Lista de tablas

3.1. Tipos de motores.	36
4.1. Parámetros para la estrategia DTC basada en controladores de histéresis. . .	44
4.2. Tabla de conmutación para la estrategia de control DTC basada en controladores de histéresis.	46
4.3. Tabla de conmutación para la estrategia de control DTC.	51
4.4. Características de los tipos de solucionadores empleados en Simulink [®]	56
4.5. Características de los métodos numéricos empleados en Simulink [®]	57
4.6. Valores asignados a los parámetros de entrada de la estrategia de control DTC.	58
4.7. Parámetros de un vehículo eléctrico híbrido [68].	60
4.8. Tiempo de procesamiento computacional para bloque <i>controlador velocidad</i> . .	62
4.9. Tiempo de procesamiento computacional para bloque <i>control de histéresis de torque</i>	63
4.10. Tiempo de procesamiento computacional para bloque <i>control de histéresis de flujo</i>	63
4.11. Tiempo de procesamiento computacional para bloque <i>tabla de conmutación</i> . .	64
4.12. Tiempo de procesamiento computacional para bloque <i>observador</i>	64
4.13. Tiempo de procesamiento computacional para estrategia de control DTC. . .	65
5.1. Características de computadora empleada.	68
5.2. Características de dispositivos programables empleados por un sistema embebido.	69
5.3. Características de dispositivos programables considerando la implementación de una estrategia de control directo de torque.	70
5.4. Comparación de la respuesta generada por el procesamiento del <i>control de histéresis</i> entre diferentes sistemas.	78
5.5. Comparación del tiempo de procesamiento computacional para el <i>control de histéresis</i> entre diferentes sistemas.	79
5.6. Comparación del tiempo de procesamiento entre la simulación y la implementación.	86

Capítulo 1

Introducción

En el presente capítulo se realiza un análisis del estado del arte, que está enfocado hacia los sistemas de control para motores eléctricos de vehículos eléctricos híbridos. Posteriormente, se definen diversos objetivos para el desarrollo de la presente tesis. Además, se presenta la metodología que ha sido empleada para lograr los objetivos establecidos. Finalmente, se describe la estructura de la tesis.

Contenido:

- 1.1 Estado del arte de estrategias de control para motores eléctricos de vehículos eléctricos híbridos
- 1.2 Objetivos
- 1.4 Metodología
- 1.5 Estructura de la tesis

1.1. Estado del arte de estrategias de control para motores eléctricos de vehículos eléctricos híbridos

La quema de combustible fósil emite una gran cantidad de gases de efecto invernadero, lo que contribuye a la generación de contaminación ambiental. Además, la contaminación ambiental representa un grave problema a la salud de las personas y es una de las principales causas del calentamiento global [1], [2], [3].

Debido al impacto ambiental causado por la emisión de gases, se ha realizado la búsqueda de soluciones que permitan reducir la dependencia de combustible fósil en los diversos sectores industriales. Por ejemplo, de las fuentes de energía primarias empleadas en la industria a nivel mundial, el combustible fósil y derivados representan el 32 %. En específico, el sector automotriz representa el 56 % en el consumo de combustible, lo que ocasiona el 65 % de la emisión de gases [4], [5], [6].

La electrificación aplicada a vehículos permite un incremento de autonomía, debido a que emplean un sistema capaz de almacenar y suministrar la energía proveniente de diversas fuentes de energía. Asimismo, un vehículo electrificado disminuye la emisión de gases de efecto invernadero durante los recorridos, por otra parte, elimina la emisión cuando el vehículo se encuentra totalmente detenido a causa del tráfico [4], [7].

Como solución a la electrificación de vehículos se encuentra el vehículo eléctrico (VE), que emplea un motor eléctrico como elemento de propulsión, y el vehículo eléctrico híbrido (VEH), que posee un motor eléctrico y un motor de combustión interna para llevar a cabo la propulsión. Tanto el VE como el VEH permiten reducir la cantidad de dióxido de carbono (CO_2), que funge como principal compuesto químico dentro de los gases de efecto invernadero [8], [9], [10].

Un VEH emplea un motor eléctrico como elemento principal de propulsión, asimismo, el motor eléctrico permite suministrar carga hacia un sistema de almacenamiento de energía (SAE) a través del frenado regenerativo. Debido a ello, es necesario que el vehículo eléctrico híbrido haga uso de un motor eléctrico con una determinada eficiencia, en consecuencia, se ha propuesto llevar a cabo la selección entre motores de corriente directa (CD) y motores de corriente alterna (CA) [11], [12].

Para el motor de corriente directa empleado en un VEH, el control de flujo y torque proporciona una respuesta rápida, buen desempeño y la implementación del sistema de control presenta una baja dificultad. No obstante, requiere mantenimiento periódico, es de gran tamaño y debido a las características, se encuentra limitado a cierta relación entre velocidad y voltaje [2], [13].

Por otra parte, el motor de corriente alterna (en comparación con el motor de corriente directa) no requiere mantenimiento periódico, el costo y tamaño es inferior, dispone de una alta eficiencia y una alta densidad de potencia. Además, posee un volumen reducido, baja inercia y opera en un rango amplio de torque-velocidad, por lo que hoy en día sólo se utiliza el motor CA en el VEH [2], [3], [14]. Sin embargo, dentro del área de motores de corriente alterna existe una gran variedad, entre los cuales destacan el motor de inducción (MI), el motor síncrono de reluctancia conmutada (MSRC) y el motor síncrono de imanes permanentes (MSIP) [15], [16].

El motor de inducción es utilizado ampliamente a nivel industrial, ya que presenta un bajo costo, una estructura robusta y un nivel de mantenimiento simple [17], [18]. Por ejemplo, en [19], se presenta que un MI es empleado en un VEH para obtener hasta 1000 rpm, sin embargo, presenta un voltaje distorsionado con corrientes armónicas a causa de una etapa anterior. Debido a ello, se lleva a cabo un análisis de elementos finitos, con la finalidad de determinar la eficiencia de un motor de inducción ante corrientes sin armónicos y corrientes con armónicos, Figura 1.1.

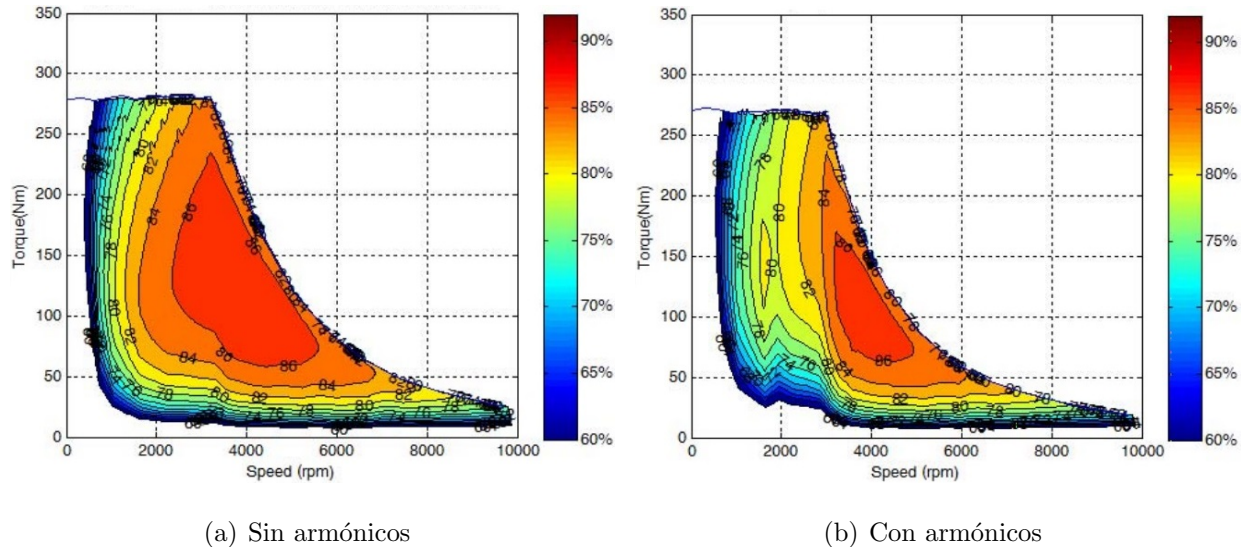


Figura 1.1. Mapa de eficiencia de un motor de inducción [19].

Los resultados obtenidos a partir del análisis de elemento finito muestran que la eficiencia del motor de inducción se reduce en un 2.7% debido a la presencia de corrientes armónicas y al tipo de diseño de las ranuras del rotor, lo que ocasiona pérdidas en el motor y una reducción en el torque de salida.

En resumen, el motor de inducción presenta una baja eficiencia a causa de las corrientes armónicas, que son generadas por el tipo de construcción del motor. Debido a ello, existe una dificultad para realizar la manipulación de los parámetros del MI, en consecuencia, se ha realizado la búsqueda de otro tipo de motores.

Se ha propuesto emplear el motor síncrono de reluctancia conmutada (MSRC), dado que no presenta problemas con las corrientes armónicas por tener un comportamiento en función de campos magnéticos [20], [21]. Por ejemplo, en [22], se presenta el MSRC como un candidato ideal para llevar a cabo la tracción de un vehículo eléctrico híbrido, debido a que puede operar a velocidades elevadas y por presentar una construcción simple y robusta.

Además, se lleva a cabo la simulación del rizado de torque que presenta el MSRC (de 4 fases, 4 kW, 1500 RPM, marca OULTON SR) mediante el software Matlab[®], en donde se considera la saturación local y el modelo de saturación masiva en el rotor, Figura 1.2.

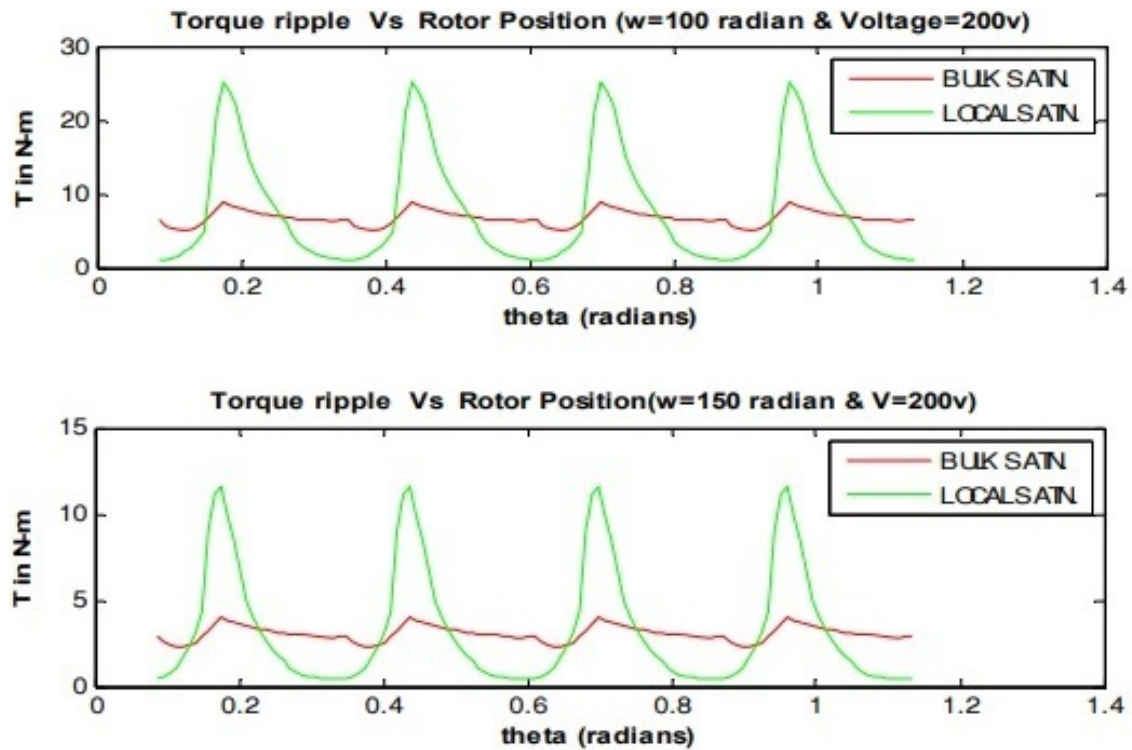


Figura 1.2. Respuesta del motor de reluctancia conmutada en función del torque y la posición del rotor [22].

Sin embargo, los resultados de la simulación muestran que el motor de reluctancia conmutada presenta un elevado nivel de rizado en el torque de salida, debido a la conmutación entre las fases, a su estructura doblemente saliente y al método de excitación secuencial.

Debido a las limitaciones y restricciones que muestran el motor de inducción y el motor de reluctancia variable en un VEH, se ha propuesto hacer uso de un motor síncrono de imanes permanentes (MSIP) por presentar una mayor eficiencia [16], [23]. Por ejemplo, en [24], se realiza la caracterización de un motor eficiente (elevada densidad de potencia, amplio rango para el control de velocidad, elevada fiabilidad y robustez) para un vehículo eléctrico híbrido, con la finalidad de conocer su comportamiento en un determinado rango de velocidad y torque.

Se realiza la caracterización de un MSIP empleando una carga eléctrica variable y variando la velocidad, con el objetivo de conocer el comportamiento puntual del motor. Además, se realiza la validación del sistema de caracterización mediante la implementación de un banco de pruebas (Figura 1.3), que permite definir el comportamiento en un rango de 0 a 1800 RPM y de 0 a 3.5 Nm.

El banco de pruebas está conformado por un generador de corriente directa (CD), que colabora en la modificación del torque a través de la variación de resistencias. Asimismo, hace uso de un osciloscopio de almacenamiento digital e instrumentos de medición, con la finalidad de definir el desempeño de un MSIP a través de un análisis de resultados.

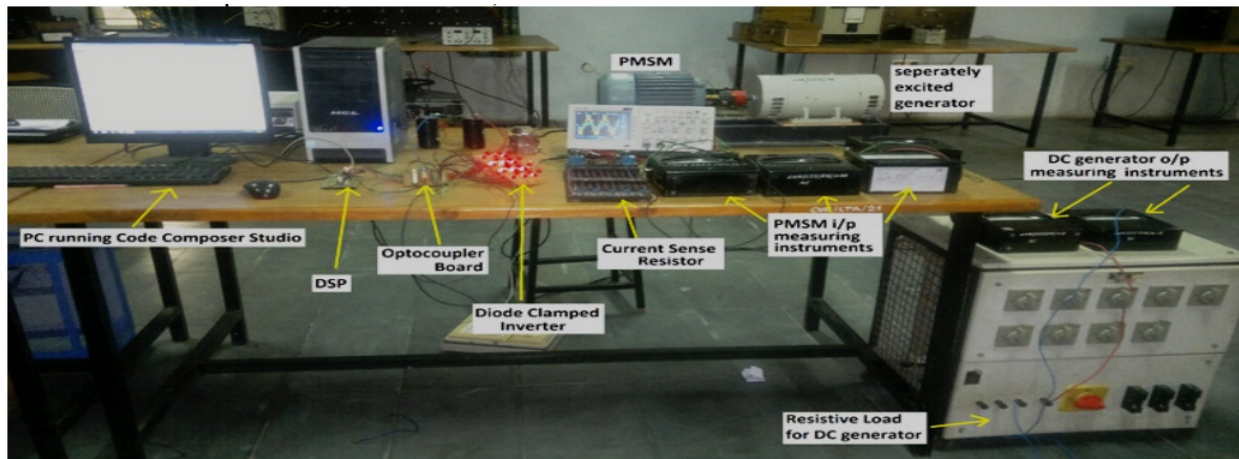


Figura 1.3. Banco de pruebas para la caracterización de un MSIP [24].

En consecuencia, se ha determinado que el motor síncrono de imanes permanentes exhibe un elevado desempeño para ser empleado en un vehículo eléctrico híbrido, debido a que presenta una alta densidad de potencia, mayor densidad torque y una eficiencia superior en comparación con el motor de reluctancia conmutada y el motor de inducción.

Por otra parte, durante la fase de diseño de un VEH se emplea un mapa de eficiencia para describir el comportamiento del motor, ya que los procedimientos para realizar el mapa son relativamente simples (uno de los métodos sólo requiere los datos de la placa del motor) [25], [26]. Por ejemplo, en [27] se obtiene un mapa de eficiencia para un MSIP (Figura 1.4), que es generado mediante un sistema de adquisición de datos.

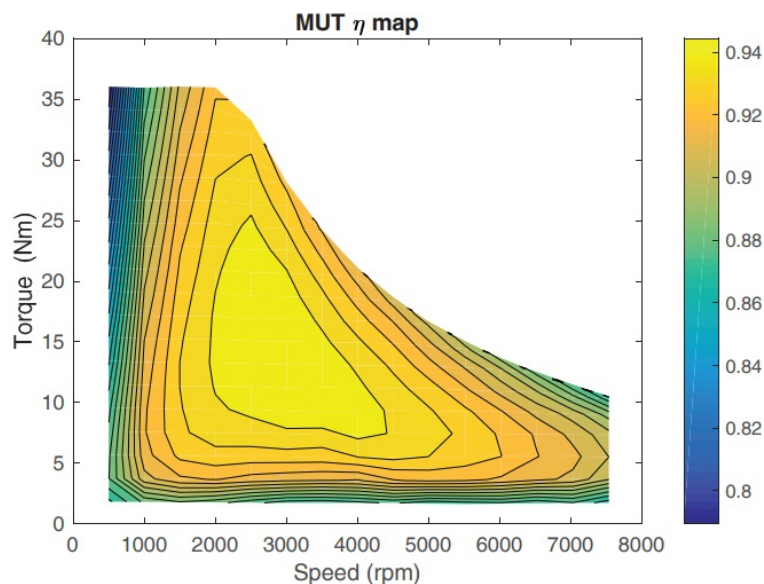


Figura 1.4. Mapa de eficiencia de un motor síncrono de imanes permanentes [27].

El sistema de adquisición opera a altas velocidades y con una elevada precisión, asimismo, almacena cantidades eléctricas (voltaje y corriente), mecánicas (torque, velocidad y posición) y la temperatura del motor, con el objetivo de construir un mapa de eficiencia para un rango amplio de operación del motor. No obstante, el método empleado en el artículo es exclusivo para cada motor, además, requiere un software/hardware dedicado y un determinado motor para generar una carga adecuada.

Sin embargo, en la fase de diseño de un vehículo eléctrico híbrido se consideran mapas genéricos que no representan de manera correcta el rango de operación del motor empleado, debido a ello, se propone hacer uso del modelo matemático del motor a emplear y una estrategia de control que manipule su comportamiento.

En consecuencia, se ha propuesto aplicar una estrategia de control para el MSIP de un VEH, con el objetivo de obtener un rango amplio de operación torque-velocidad a través de la manipulación de algunos parámetros. Asimismo, la estrategia permite una mejora en el aprovechamiento de la energía almacenada, lo que garantiza el aumento de eficiencia en el comportamiento dinámico del motor [14], [28].

Se ha planteado emplear una estrategia de control escalar, que permite manipular el torque en función de una relación constante entre voltaje y frecuencia. La relación constante tiene como objetivo evitar diversos problemas, como un sobrecalentamiento por alcanzar el límite de funcionamiento del motor, lo que puede ocasionar un daño permanente [29], [30].

Además, una estrategia de control escalar presenta un grado de complejidad simple, debido a ello, se utiliza ampliamente para el control de velocidad de motores de diversos elementos [31], [32]. Por ejemplo, en [33], se presenta que la estrategia de control escalar es típicamente empleada para realizar la manipulación de velocidad, asimismo, es posible llevar a cabo su operación en lazo abierto.

Adicionalmente, la estrategia de control escalar permite manipular a un motor a través de señales de modulación de ancho de pulso (MAP), que son generadas a partir de un circuito inversor. Asimismo, se muestra mediante una simulación que para obtener un torque constante sobre el rango de operación de un motor, es necesario mantener constante la relación voltaje/frecuencia, Figura 1.5.

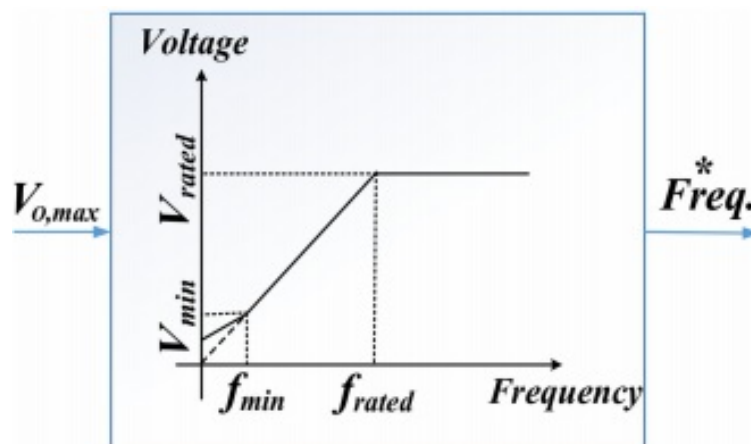


Figura 1.5. Relación constante entre voltaje y frecuencia [33].

Sin embargo, para llevar a cabo el correcto funcionamiento de la estrategia de control escalar se requiere mantener la relación constante entre voltaje y frecuencia, en consecuencia, no es posible manipular cada uno de los parámetros de un motor de manera individual.

Por consiguiente, se ha desarrollado una estrategia de control vectorial, que permite manipular de manera independiente los parámetros de un MSIP para operar en un amplio rango de torque-velocidad. Aunque el control vectorial presenta una mayor dificultad en la resolución del modelo matemático, hoy en día se utiliza ampliamente en sistemas de tracción conformados principalmente por MSIPs [34], [35].

Se ha propuesto emplear el control orientado a campo (COC), que forma parte de las estrategias de control vectorial. La estrategia COC permite desacoplar las componentes de torque y flujo de un motor de corriente alterna, proceso que es realizado mediante el empleo de reguladores de corriente, sensores de velocidad y transformaciones complejas de coordenadas [36], [37].

Además, la estrategia COC tiene como objetivo aproximar el comportamiento de un motor CA al comportamiento de un motor CD, asimismo, permite manipular el torque del motor de manera independiente [38], [39]. Por ejemplo, en [40], se desarrolla una estrategia COC para un MSIP, en donde se propone evitar el empleo de sensores mecánicos. Los sensores requieren de circuitos electrónicos adicionales para procesar la información obtenida y una mayor cantidad de cables, debido a ello, se propone estimar la velocidad y la posición del rotor a través de observadores.

Se realiza la simulación de la estrategia de control orientado a campo (Figura 1.6), que está conformada por parámetros de referencia (velocidad angular y corrientes asociadas a un marco de referencia), controladores PI, diversos bloques para la transformación de coordenadas y una tabla de conmutación para activar los elementos del inversor de voltaje.

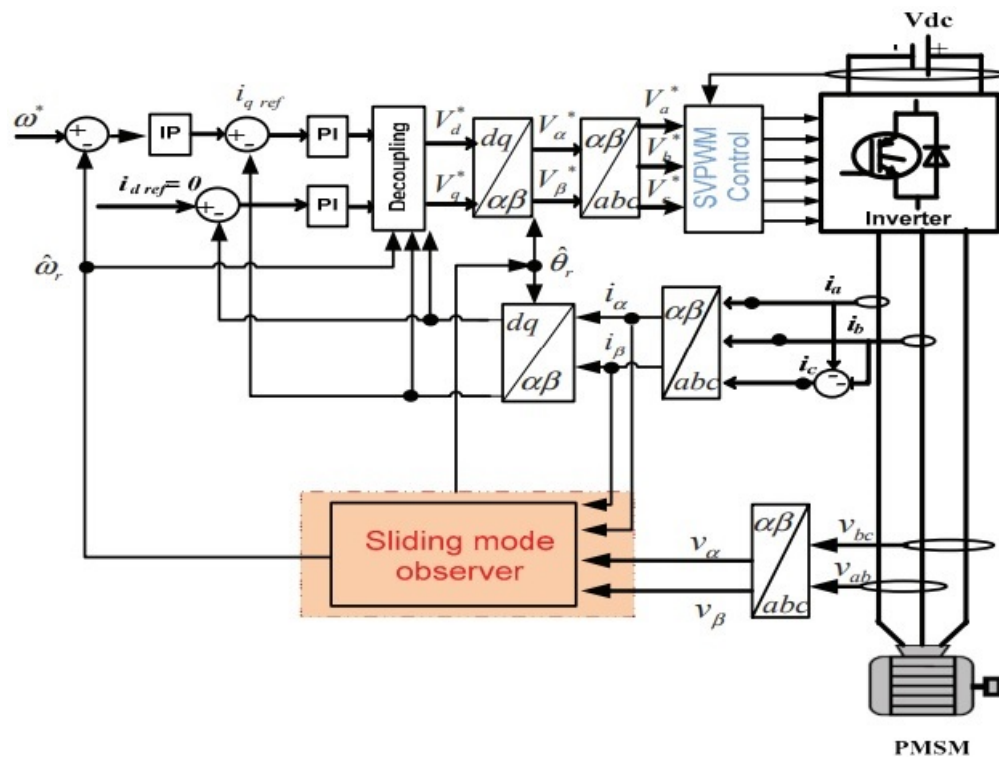


Figura 1.6. Esquema de la estrategia de control COC para un MSIP [40].

Los resultados a nivel simulación muestran que empleando la estructura $H - \infty$ en la estrategia COC se obtiene una rápida respuesta y una determinada robustez contra la incertidumbre y perturbaciones externas, no obstante, los parámetros de los controladores PI no pueden ser calculados en tiempo real.

Además, la estrategia de control orientado a campo requiere del conocimiento de diversos parámetros del motor y necesita llevar a cabo transformaciones complejas de coordenadas, debido a ello, la estrategia COC presenta un elevado procesamiento computacional.

Por lo tanto, se ha propuesto emplear el control directo de torque (DTC), que forma parte de las estrategias de control vectorial. La estrategia DTC presenta un alto desempeño en el control de velocidad para motores CA, asimismo, se caracteriza por tener una excelente respuesta a transitorios y por presentar una estructura simple. También, el DTC es robusto contra las variaciones en los parámetros de un motor de corriente alterna, que son capaces de afectar el desempeño en el control de posición y en la obtención (sin sensores) de valores de velocidad [42], [43].

Además, se ha propuesto un control directo de torque basado en la modulación por espacio de vectores (MEV), que emplea la modulación por ancho de pulso (MAP) para proporcionar una mejora en la regulación del flujo y del torque [42], [44]. Por ejemplo, en [45], se requiere que la estrategia DTC basada en MEV (Figura 1.9) realice un proceso de “observación” de la amplitud del flujo del estator, con la finalidad de llevar a cabo el control de torque.

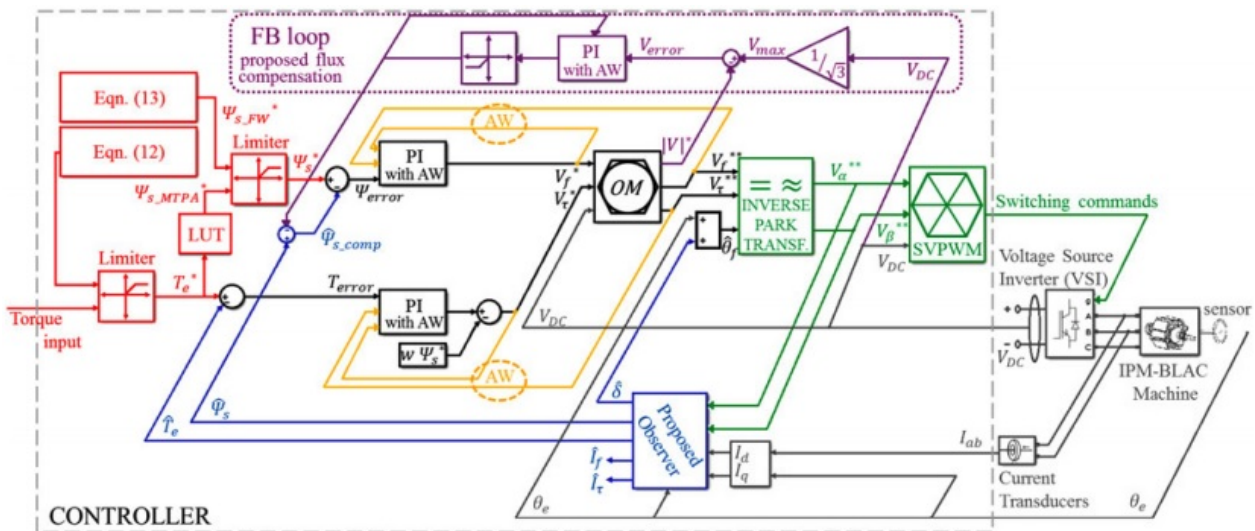


Figura 1.9. Esquema de control directo de torque basado en MEV [42].

Asimismo, se determinó que el observador de flujo (Figura 1.10) es un elemento esencial para el funcionamiento del DTC basado en MEV, debido a ello, el observador debe contar con una determinada precisión. Por otra parte, para llevar a cabo la simulación del comportamiento electromagnético del MSIP se empleó la estrategia de control DTC con cinco observadores diferentes, en donde se consideraron las no linealidades del inversor y diferentes temperaturas para los imanes.

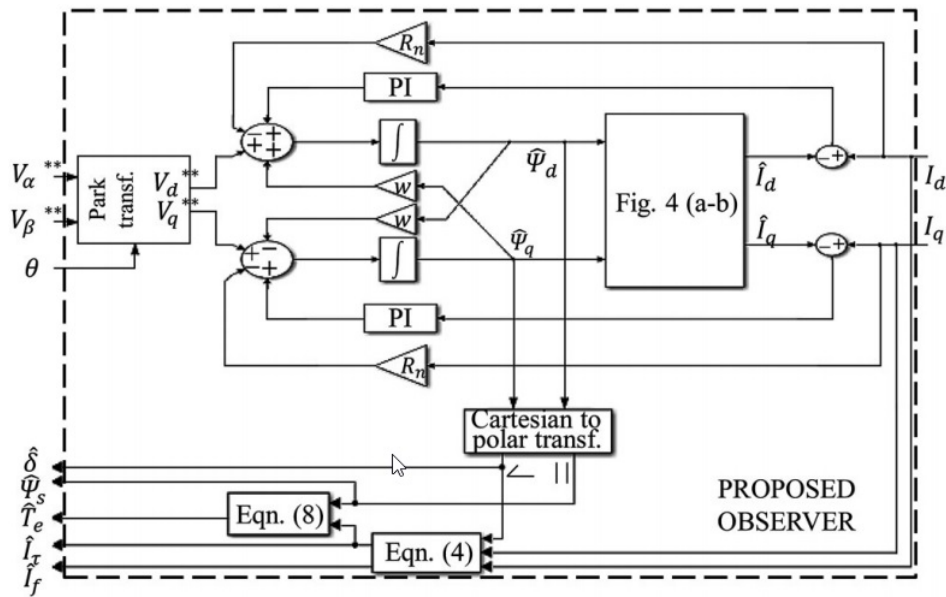


Figura 1.10. Esquema del observador de flujo propuesto [45].

El observador (encargado de estimar torque y flujo magnético) propuesto permite eliminar la dependencia hacia las características del inversor y a las variaciones en la resistencia de la armadura, debido a que las no linealidades son compensadas mediante la medición de las corrientes de las fases. Además, el observador propuesto permite eliminar el deterioro en el desempeño a bajas velocidades, que esta presente en los observadores convencionales.

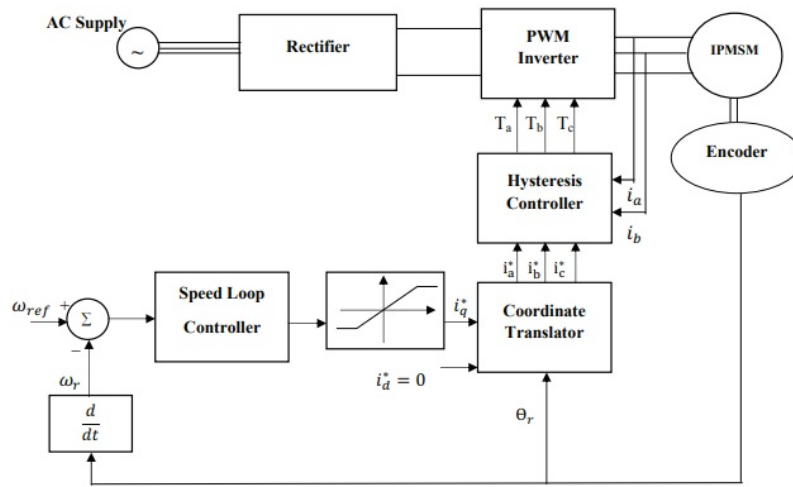
No obstante, la estrategia de control directo de torque basada en modulación por espacio de vectores requiere de una frecuencia de conmutación elevada, lo que implica una alta capacidad computacional.

Por consiguiente, se ha desarrollado una estrategia DTC basada en controladores de histéresis, que emplea como señales de referencia una velocidad angular y un flujo electromagnético. La estrategia requiere como señal de retroalimentación un flujo y un torque, que deben ser estimados a partir de la resistencia del estator del MSIP [46], [47].

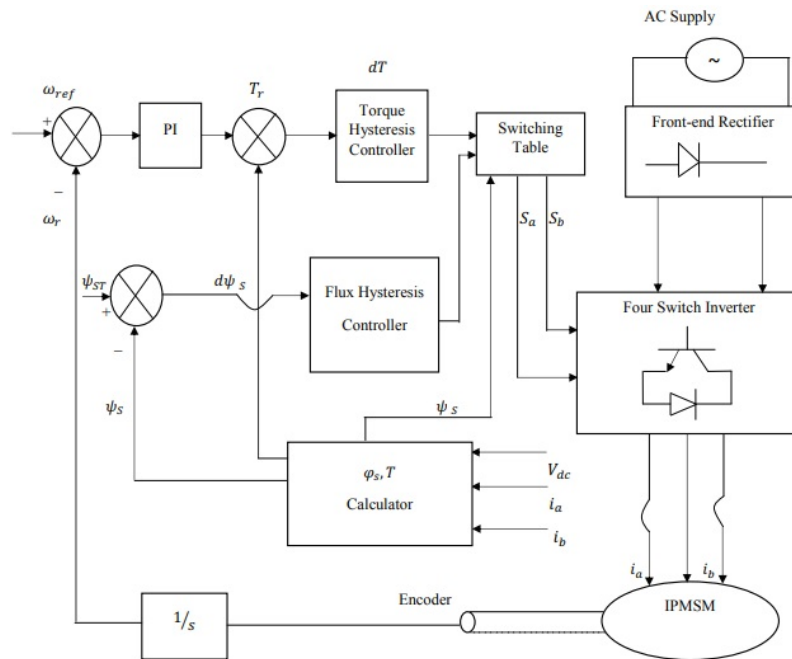
El control directo de torque basado en controladores de histéresis permite que el motor síncrono de imanes permanentes incremente la velocidad de respuesta, ya que presenta una menor cantidad de transformaciones de coordenadas en comparación con la estrategia de control orientado a campo [48], [49].

Por ejemplo, en [50], se emplea un MSIP para realizar un estudio comparativo entre una estrategia COC (Figura 1.11 (a)) y una estrategia DTC (Figura 1.11 (b)), que está en términos de velocidad, torque y corriente. Además, en el estudio se contemplan condiciones normales de operación, inversión de velocidad y cambio en la resistencia del estator.

A partir de la simulación de cada estrategia de control vectorial realizada en el software Matlab[®], es posible observar que la respuesta de velocidad para DTC basado en controladores de histéresis es de 0.25 segundos y para COC es de 0.8 segundos. Además, la estrategia DTC exhibe una mejor respuesta de torque (con un nivel bajo de rizado), mientras que la respuesta de corriente para la estrategia COC presenta un mejor desempeño.



(a) Control orientado a campo (COC).



(b) Control directo de torque (DTC).

Figura 1.11. Estrategias de control vectorial basadas en controladores de histéresis [50].

Debido a que los trabajos revisados en el estudio del estado del arte sólo presentan el diseño de estrategias de control a nivel simulación y no consideran el modelo cuasi-estático de un VEH, surge la necesidad de llevar a cabo la implementación de una estrategia de control directo de torque en un sistema embebido para acoplarla al modelo cuasi-estático de un vehículo eléctrico híbrido. Además, se propone hacer uso de un ciclo de conducción real, que enviará datos a la estrategia de control diseñada a través del modelo cuasi-estático para modificar el comportamiento del motor eléctrico.

1.2. Objetivo general

Diseñar e implementar una estrategia de control en un sistema embebido para un motor síncrono de imanes permanentes como parte de una plataforma de diseño de vehículos eléctricos híbridos.

1.3. Objetivos específicos

- Definir la estrategia de control con base en un estudio enfocado en el control de motores síncronos de imanes permanentes para vehículos eléctricos híbridos.
- Definir el comportamiento de un vehículo eléctrico híbrido con topología serie mediante un modelo cuasi-estático para incorporar posteriormente la estrategia propuesta de control de un motor síncrono de imanes permanentes.
- Obtener el modelo matemático de un motor síncrono de imanes permanentes.
- Diseñar una estrategia de control para un motor síncrono de imanes permanentes y comprobar mediante una simulación en Simulink[®], considerando el modelo cuasi-estático de un VEH y un ciclo de conducción real.
- Implementar la estrategia de control en un sistema embebido, considerando una comunicación con el modelo cuasi-estático de un VEH.
- Realizar una comparación del tiempo de procesamiento de la estrategia de control para el motor síncrono de imanes permanentes entre una computadora y un sistema embebido.

1.4. Metodología

En la presente tesis se plantea establecer una metodología (Figura 1.12) para el desarrollo de una estrategia de control en un sistema embebido para un motor eléctrico de un vehículo eléctrico híbrido (VEH).

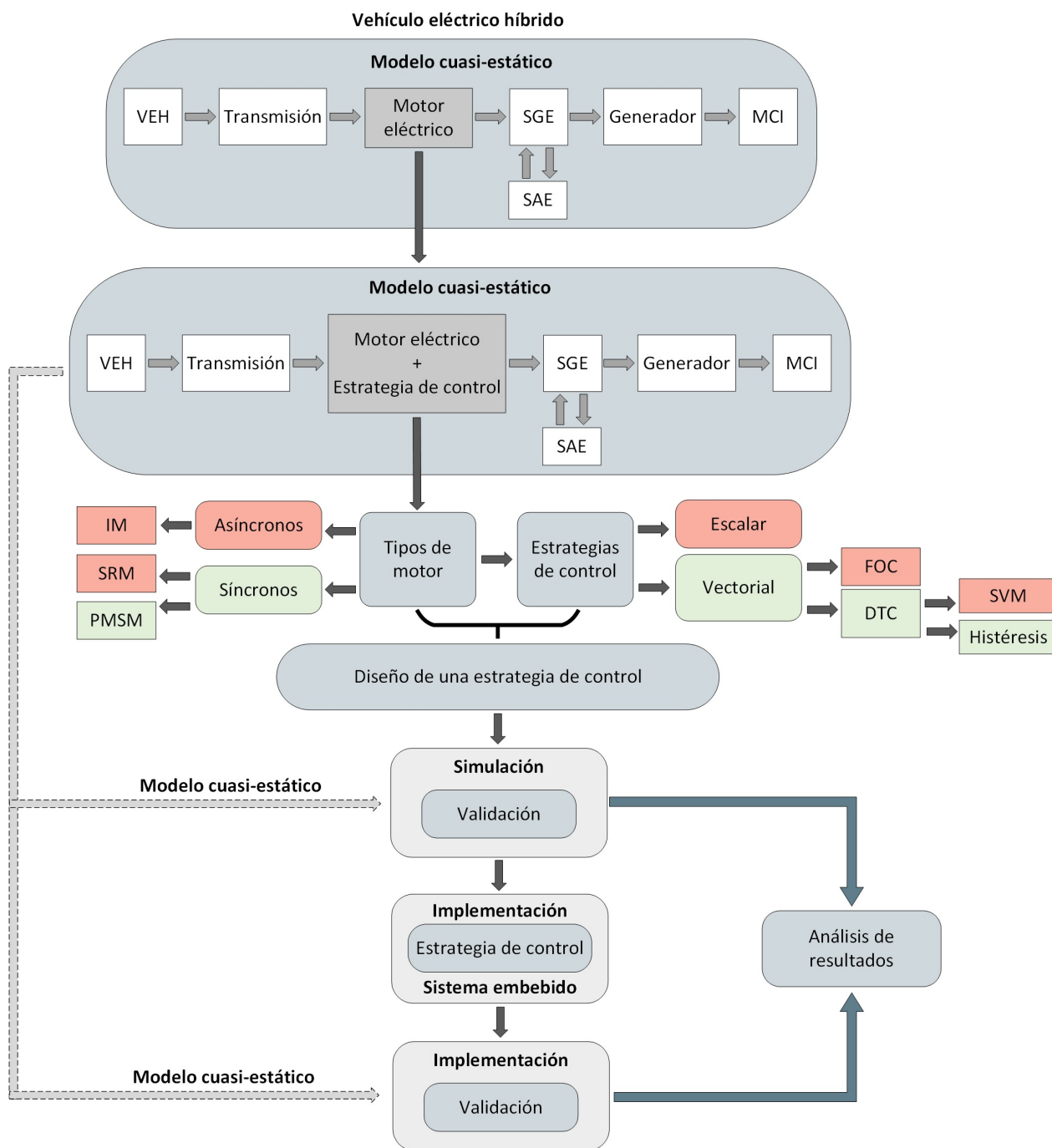


Figura 1.12. Metodología.

En la metodología se propone emplear el modelo cuasi-estático de un VEH, debido a que no requiere el vehículo físico para llevar a cabo su análisis. Por otra parte, en el modelo cuasi-estático se considera el bloque “motor eléctrico” como un parámetro constante, que posteriormente se propone sustituir por el modelo matemático de un motor eléctrico y una estrategia de control.

Debido a ello, es necesario realizar la selección de un motor eléctrico, que debe contar con una alta densidad de potencia, un alto torque de arranque y un amplio rango de control de velocidad. Después, se procede a obtener el modelo matemático del motor seleccionado, que debe involucrar una interacción entre las características eléctricas y mecánicas.

Además, se requiere llevar a cabo la selección de una estrategia de control, que tiene como propósito realizar la manipulación del comportamiento del motor eléctrico. Asimismo, la estrategia necesita ser robusta ante variaciones en los parámetros del motor y tener un procesamiento computacional bajo.

Después, se procede a realizar el diseño de una estrategia de control, que debe considerar el modelo matemático del motor eléctrico a emplear. Posteriormente, se propone validar la estrategia mediante una simulación (con valores fijos) en el software Simulink[®], asimismo, se plantea emplear el modelo cuasi-estático con un ciclo de conducción real (valores variables) de un vehículo eléctrico híbrido como segunda etapa de validación.

Seguidamente, se procede a realizar la implementación de la estrategia de control en un sistema embebido, que debe ser seleccionado en función de los requerimientos de la estrategia simulada. Asimismo, es necesario desarrollar un protocolo de comunicación entre el sistema embebido y una computadora, con el objetivo de validar la implementación de la estrategia mediante el modelo cuasi-estático de un VEH.

Finalmente, es necesario llevar a cabo un análisis de resultados entre la simulación de la estrategia de control para el motor eléctrico y la implementación de la estrategia, que debe contemplar los tiempos de procesamiento computacional generados por la computadora y el sistema embebido.

1.5. Estructura de la tesis

Con el fin de lograr los objetivos establecidos, el presente trabajo se ha organizado con base en la siguiente estructura:

- **Capítulo 1:** Se realiza la presentación del estudio del estado del arte, que está enfocado en motores eléctricos de vehículos eléctricos híbridos y en las diferentes estrategias de control empleadas para manipular el comportamiento de motores. Además, se describe cada una de las etapas de la metodología empleada, que tiene como propósito cumplir con los objetivos específicos propuestos en la presente tesis.
- **Capítulo 2:** Se exhiben los elementos que conforman el tren de potencia de un vehículo eléctrico híbrido, así como la topología empleada para llevar a cabo la tracción del VEH. Asimismo, se describe el modelo cuasi-estático del vehículo, que contempla la representación matemática de cada elemento del tren de potencia del VEH.

- **Capítulo 3:** Se exponen los tipos de motores eléctricos de corriente alterna y sus características, además, se realiza una tabla comparativa para llevar a cabo la selección del motor eléctrico a emplear. Posteriormente, se define el comportamiento del motor seleccionado a través de un modelo matemático, en donde se contempla la interacción entre la parte eléctrica y la parte mecánica.
- **Capítulo 4:** Se realiza el desarrollo de una estrategia DTC basada en controladores de histéresis, que está diseñada en función del modelo cuasi-estático de un VEH. Asimismo, se presentan las características de cada elemento de la estrategia, así como los requerimientos necesarios para operar correctamente. Finalmente, se presenta la validación de la estrategia mediante simulaciones, en donde se contempla que la salida del sistema llegue a la señal de referencia y el tiempo de procesamiento computacional.
- **Capítulo 5:** Se lleva a cabo la implementación de la estrategia de control DTC en un sistema embebido, debido a ello, se realiza la selección de un dispositivo programable. Después, se procede a diseñar la placa de circuito impreso del sistema embebido, así como la representación en código de cada bloque de la estrategia DTC. Posteriormente, se lleva a cabo la comunicación entre el sistema embebido y el modelo cuasi-estático simulado, con la finalidad de validar la implementación de la estrategia. Finalmente se realiza un análisis de resultados, en donde se contemplan los tiempos de procesamiento computacional.

Capítulo 2

Vehículo eléctrico híbrido

El presente trabajo es parte integral de un proyecto global, que consiste en el desarrollo de un sistema para el diseño de vehículos eléctricos híbridos (VEH). Debido a ello, surge la necesidad de definir los elementos que conforman el tren de potencia, así como las diferentes topologías del tren de potencia empleadas en VEHs. Finalmente, se presenta el modelo cuasi-estático, que permite definir el comportamiento de un VEH para evitar la necesidad de contar con el vehículo de manera física.

Contenido:

- 2.1 Introducción
- 2.2 Elementos de un tren de potencia híbrido
- 2.3 Topología del tren de potencia híbrido
- 2.4 Modelo cuasi-estático
- 2.5 Conclusiones

2.1. Introducción

Actualmente, el vehículo eléctrico híbrido (VEH) se ha posicionado como alternativa eficiente a la electrificación de vehículos, ya que evita la necesidad de una infraestructura para obtener energía. Debido a ello, el VEH presenta una autonomía de conducción mayor, en comparación con el vehículo eléctrico (VE).

Un VEH se caracteriza por emplear un motor eléctrico como elemento principal de propulsión, asimismo, el motor eléctrico permite suministrar carga para el sistema de almacenamiento de energía (SAE) a través del frenado regenerativo. Por otra parte, un VEH utiliza un motor de combustión interna como fuente de energía de respaldo, con la finalidad de llevar a cabo la tracción sin interrupciones.

Sin embargo, es necesario emplear una estrategia de control para manipular el comportamiento del motor eléctrico, además, la estrategia permite incrementar el aprovechamiento de la energía almacenada para garantizar un mejor desempeño por parte del VEH.

2.2. Elementos de un tren de potencia híbrido

Un vehículo eléctrico híbrido está conformado por un tren de potencia, que lleva a cabo una tracción a partir de un conjunto de elementos. El conjunto de elementos contempla una transmisión, un sistema de almacenamiento de energía, un motor de combustión interna y un motor eléctrico.

2.2.1. Transmisión

Uno de los elementos del tren de potencia es la transmisión (Figura 2.1), que se divide en transmisión manual o transmisión automática. Por otra parte, la transmisión está conformada por una caja de engranes, un diferencial y las ruedas [51].

La transmisión tiene como finalidad transformar un torque (τ_{in}) y una velocidad angular (ω_{in}) de entrada en un torque (τ_{out}) y una velocidad angular (ω_{out}) de salida. Asimismo, es posible determinar la potencia de salida (P_{out}) de la transmisión (2.1), en función del torque y de la velocidad angular de entrada.

$$P_{out} = \frac{\tau_{in} \cdot \omega_{in}}{\gamma} \quad (2.1)$$

Donde γ es la relación de la caja de cambios de la transmisión.

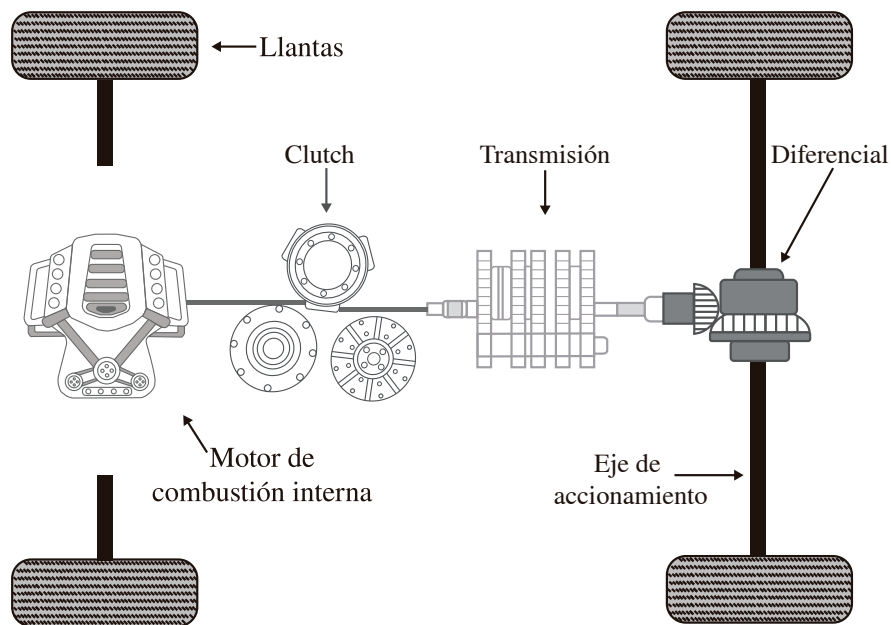


Figura 2.1. Elementos de una transmisión.

2.2.2. Motor de combustión interna

El motor de combustión interna (MCI) (Figura 2.2) es un elemento del tren de potencia, que tiene la función de convertir una energía obtenida de un proceso de combustión a una energía mecánica. Existen diversas metodologías para representar el comportamiento de un motor de combustión interna, sin embargo, proporcionan un modelo matemático muy complejo.

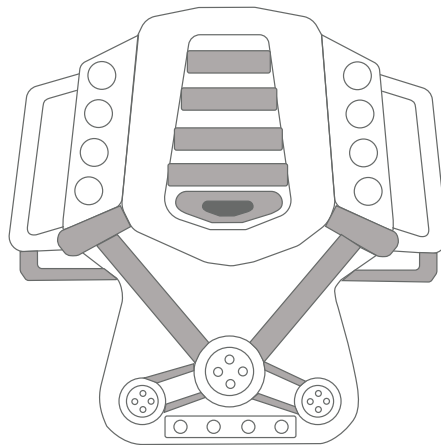


Figura 2.2. Motor de combustión interna.

Con la finalidad de determinar la potencia del motor de combustión interna se hace uso de un perfil, que provee un torque en función de las revoluciones del motor.

2.2.3. Sistema de almacenamiento de energía

El tren de potencia de un VEH emplea un sistema de almacenamiento de energía (SAE), que es un dispositivo encargado de almacenar y suministrar energía eléctrica a partir de un proceso químico. Asimismo, un SAE está conformado por diversos elementos de acumulación como baterías o supercapacitores, que aportan diversas características energéticas para la tracción [52], [53].

2.2.3.1. Baterías

La batería (Figura 2.3) es un elemento electroquímico conformado por un conjunto de celdas, que permiten convertir la energía eléctrica en energía química durante la carga y la energía química en energía eléctrica durante la descarga [54], [55]. Una celda se compone de los siguientes elementos:

- **Ánodo:** es un elemento denominado electrodo negativo o electrodo combustible, que cede electrones y se oxida durante una reacción electroquímica para producir electricidad.
- **Cátodo:** es un elemento denominado electrodo positivo o electrodo oxidante, que admite electrones y se reduce durante una reacción electroquímica para producir energía.
- **Electrolito:** es una sustancia denominada conductor iónico, que permite la transferencia de iones entre el ánodo y el cátodo.

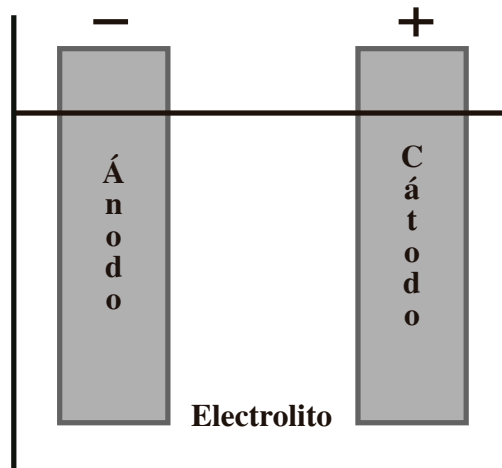


Figura 2.3. Elementos de una celda de una batería.

2.2.3.2. Supercapacitores

El supercapacitor (Figura 2.4) es un elemento que presenta un comportamiento físico-químico, debido a ello, es posible convertir la energía eléctrica en energía físico-química durante la carga y convertir la energía físico-química en energía eléctrica durante la descarga [56]. Un supercapacitor se compone de los siguientes elementos:

- **Electrodo:** es un medio conductor que permite establecer una interfaz entre una carga y el supercapacitor.
- **Electrolito:** es una sustancia que interactúa con el electrodo para suministrar energía hacía una carga.
- **Dieléctrico:** es un medio físico que establece una separación para incrementar la capacidad de almacenamiento.

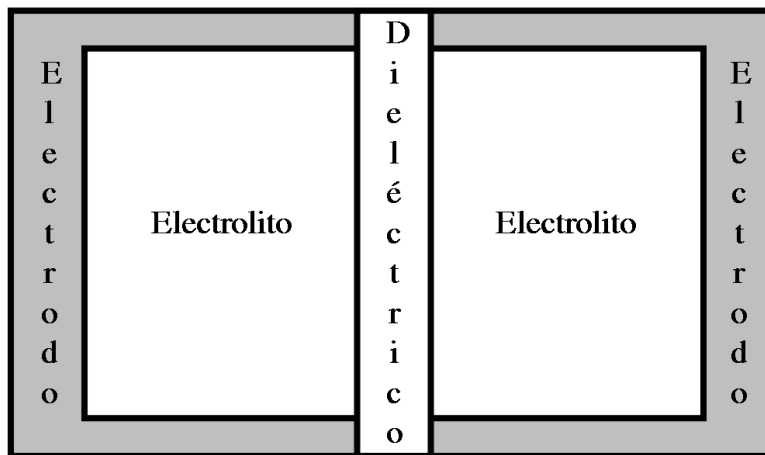


Figura 2.4. Elementos de un supercapacitor.

2.2.4. Motor/generador eléctrico

Es una máquina eléctrica que tiene como finalidad transformar una energía eléctrica en una energía mecánica cuando se utiliza en modo motor, por otra parte, cuando se encuentra en modo generador transforma una energía mecánica en una energía eléctrica.

Un vehículo eléctrico híbrido emplea un motor eléctrico para llevar a cabo el proceso de tracción, debido a ello, en el tren de potencia del VEH se han empleado motores de corriente directa (CD) y motores de corriente alterna (CA).

2.2.4.1. Motor CD

En un vehículo eléctrico híbrido se ha empleado el motor CD (Figura 2.5) debido a las características que presenta, entre ellas, una respuesta rápida para el control de flujo y torque, buen desempeño y una baja dificultad para la implementación del sistema de control.

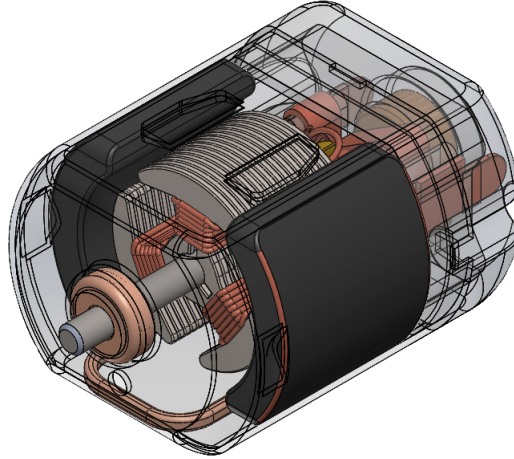


Figura 2.5. Motor de corriente directa.

No obstante, el motor de corriente directa empleado para llevar a cabo la tracción en vehículos requiere de un mantenimiento periódico, asimismo, cuenta con un gran tamaño y se encuentra limitado a cierta relación entre velocidad y voltaje [4], [13].

2.2.4.2. Motor CA

El motor de corriente alterna (en comparación con el motor de corriente directa) no requiere mantenimiento periódico, el costo y tamaño es inferior, dispone de una alta eficiencia y una alta densidad de potencia. Además, posee un volumen reducido, baja inercia y opera en un rango amplio de torque-velocidad, por lo que hoy en día se utiliza solamente el motor CA para la propulsión de VEHS [3], [14].

Los motores de corriente alterna comunmente empleados en vehículos eléctricos híbridos son los siguientes:

- **Motor de Inducción (MI):** Presenta una eficiencia máxima en carga completa y ante una reducción en la carga la eficiencia disminuye gradualmente, debido a que la componente de la corriente de excitación se mantiene constante y por lo tanto no se minimiza la pérdida en el núcleo [57]. No cuenta con imanes y es caracterizado por su robustez y rentabilidad. Sin embargo, exhibe una limitación en el sistema de enfriamiento, ya que se genera calor en rotor y en el estator, Figura 2.6 [3].

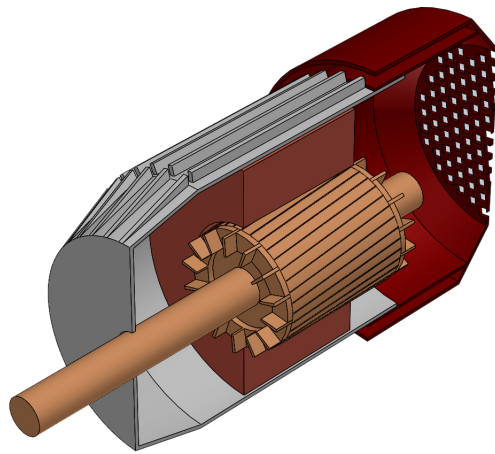


Figura 2.6. Motor de inducción.

- **Motor síncrono de imanes permanentes (MSIP):** Tiene una alta eficiencia, un factor de potencia alto y una alta densidad de potencia, Figura 2.7. Actualmente, domina el mercado de motores de tracción para el VE y para el VEH. Además, es diseñado para operar sobre un amplio rango de torque-velocidad, con una densidad de torque y una densidad de potencia superior. No obstante, las limitaciones del MSIP son el elevado costo y la disponibilidad de los materiales de tierras raras, que son usadas para los imanes permanentes [5], [7], [8].

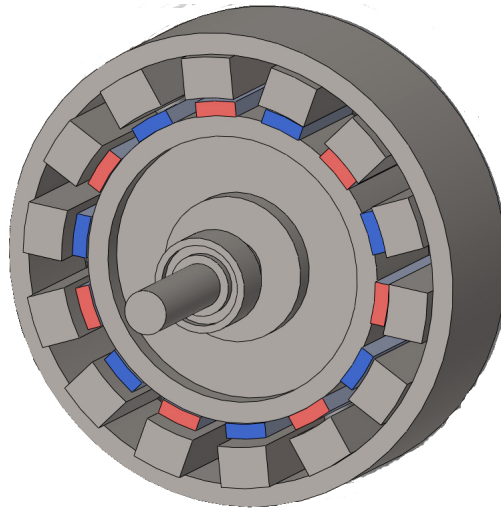


Figura 2.7. Motor síncrono de imanes interiores permanentes.

- **Motor síncrono de reluctancia conmutada (MSRC):** No depende de imanes permanentes y es excepcionalmente robusto, haciéndolo adecuado para ambientes hostiles y para operaciones tolerantes a fallos. Asimismo, tiene un bajo costo y puede operar en ambientes de altas temperaturas. Sin embargo, presenta una baja densidad de torque, baja potencia, alto nivel de ruido (ocasionado por los polos salientes del rotor) y vibración. Además, para habilitar el devanado de fase independiente en el estator, es necesario un inversor personalizado y un alto número de cables de potencia. Por otra parte, en operaciones de alta velocidad presenta pérdidas por fricción y por el ruido acústico, lo que ocasiona una reducción en la eficiencia, Figura 2.8 [3], [4].

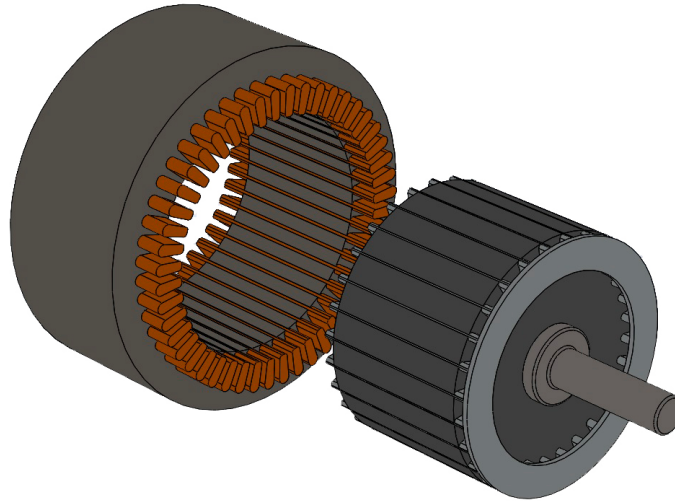


Figura 2.8. Motor síncrono de reluctancia conmutada.

- **Motor de imanes permanentes basados en ferritas (MIP):** El MIP presenta una mayor eficiencia y menor nivel de vibración que el motor de inducción y el motor de reluctancia conmutada, asimismo, es capaz de hacer uso del torque de reacción y del torque de reluctancia. Sin embargo, el motor convencional de imanes basados en ferritas generalmente tiene una menor densidad torque y de potencia en comparación con el motor de imanes de tierras raras, debido a las propiedades magnéticas de las ferritas [5].

En el vehículo eléctrico híbrido se han empleado diferentes tipos de motores/generadores eléctricos, sin embargo, el motor/generador síncrono de corriente alterna (CA) se ha destacado por poseer un volumen reducido, una baja inercia y por operar en un rango amplio de torque-velocidad, además de su elevada eficiencia y densidad de potencia.

2.3. Topología del tren de potencia híbrido

Una topología aplicada en el tren de potencia híbrido de un vehículo eléctrico híbrido (VEH) permite establecer la forma en que se lleva a cabo la interconexión de los elementos que se encargan de realizar la tracción, asimismo, se puede clasificar como topología serie, topología paralela y topología serie-paralela [58].

2.3.1. Topología serie

Es una topología del tren de potencia del vehículo eléctrico híbrido, que establece la interconexión de diversos elementos para transmitir la energía a través de un trayecto único, Figura 2.9. Un VEH con topología serie provee un mayor rendimiento durante una conducción intermitente y una mayor flexibilidad para realizar la ubicación física de los elementos del tren de potencia, ya que no existe una conexión mecánica entre el motor de combustión interna (MCI) y las ruedas [59].

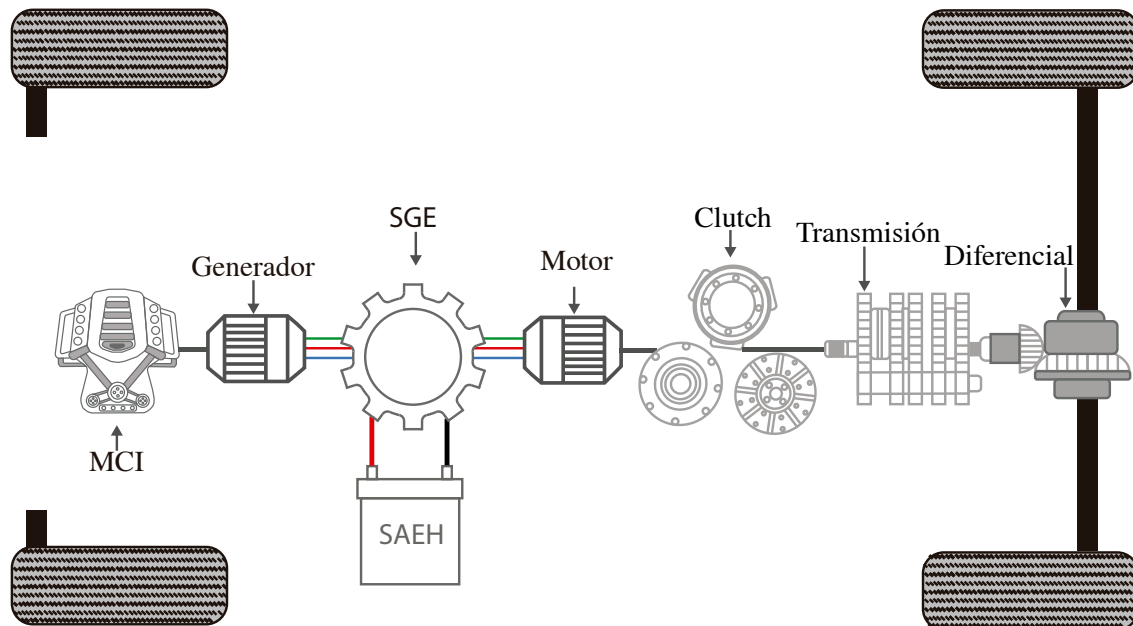


Figura 2.9. Topología serie de un vehículo eléctrico híbrido.

Con el propósito de seleccionar las características de los elementos de un tren de potencia de un vehículo eléctrico híbrido con topología serie, es necesario delimitar los requisitos que debe satisfacer el vehículo. Para lograr una elevada velocidad durante una conducción continua (conducción en carretera) por parte de un VEH con topología serie, se requiere un MCI con una potencia elevada. Sin embargo, la topología serie presenta una eficiencia reducida, como consecuencia de una doble conversión de energía.

2.3.2. Topología paralela

La topología paralela establece la interconexión de diversos elementos para definir dos diferentes trayectos, que permiten llevar a cabo la trasmisión de la energía en el tren de potencia de un vehículo eléctrico híbrido, Figura 2.10.

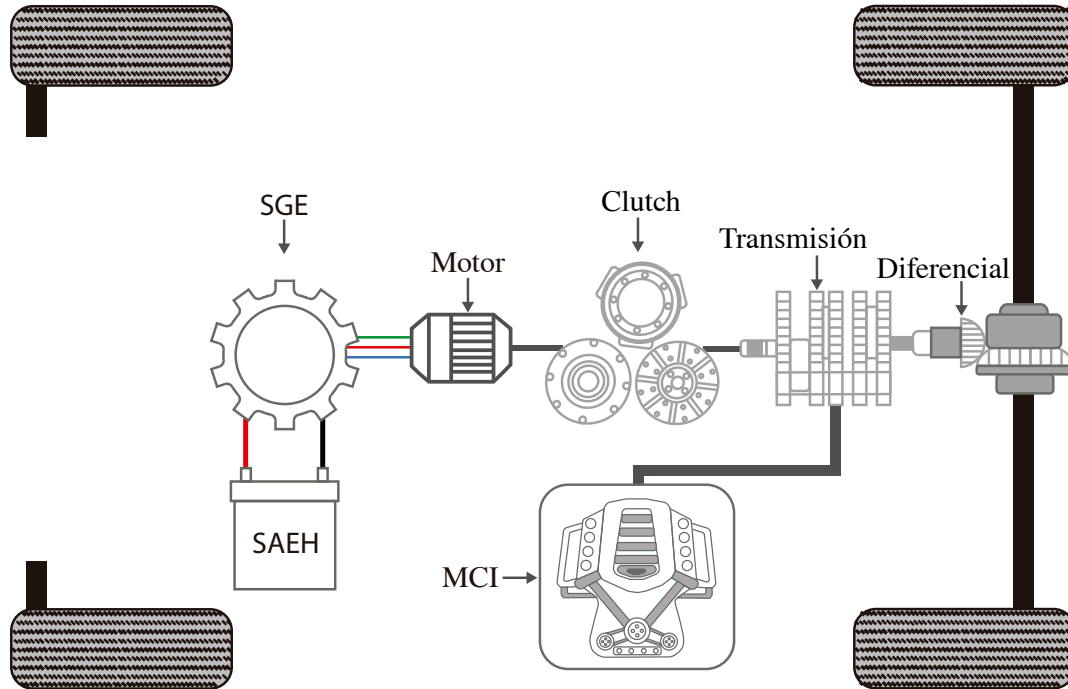


Figura 2.10. Topología paralela de un vehículo eléctrico híbrido.

Un VEH con topología paralela presenta una menor pérdida de potencia, debido a que elimina la doble conversión de energía realizada en la topología serie. Además, en la topología paralela existe una conexión directa entre el MCI y las llantas, en consecuencia, no es posible llevar a cabo de manera flexible la ubicación física de los elementos del tren de potencia.

Asimismo, se emplea una transmisión mecánica en el vehículo eléctrico híbrido con topología paralela para conectar el MCI y el motor eléctrico (puede ser conectado antes o después de la transmisión), con el objetivo de generar energía de manera independiente. Adicionalmente, en una topología paralela el VEH puede emplear una determinada fuente de energía, en función de las condiciones de manejo.

2.3.3. Topología serie-paralela

Es una topología que permite establecer la interconexión de diversos elementos para generar más de dos trayectos, que son empleados para realizar la trasmisión de energía en el tren de potencia de un vehículo eléctrico híbrido, Figura 2.11.

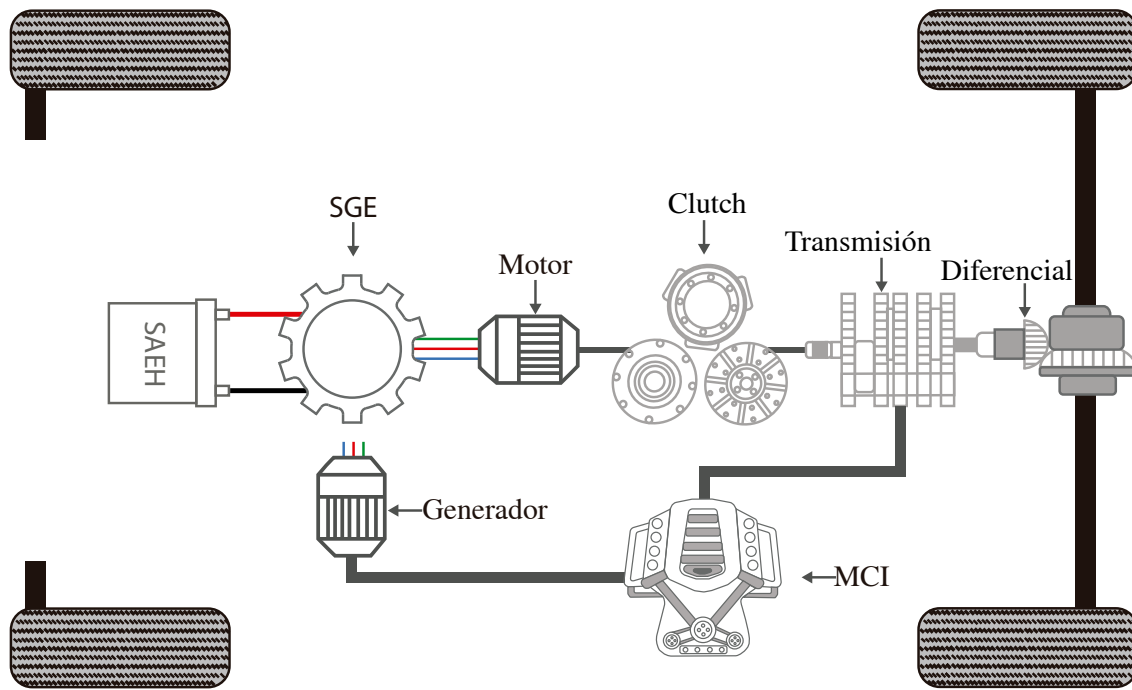


Figura 2.11. Topología serie-paralela de un vehículo eléctrico híbrido.

Un VEH con topología serie-paralela combina los beneficios de la topología serie y de la topología paralela, asimismo, posee una conexión mecánica directa (adicional) entre el generador y el motor de tracción [60]. Además, la topología permite una reducción en el consumo de combustible, debido a la flexibilidad en la ubicación física de los elementos del tren de potencia y a la presencia de conexiones mecánicas.

Por otra parte, un vehículo eléctrico híbrido con topología serie-paralela requiere estrategias de control con un nivel de complejidad mayor, asimismo, presenta un costo elevado en comparación con la topología serie y con la topología paralela.

2.4. Modelo cuasi-estático

Para definir el flujo de la potencia requerida en la topología serie del tren de potencia, se propone emplear el modelo cuasi-estático [61], Figura 2.12. Por otra parte, la eficiencia del tren de potencia de un VEH está relacionada con la reducción de combustible, que es consumido por el motor de combustión interna (MCI).

El modelo cuasi-estático está compuesto por la representación matemática de cada elemento del tren de potencia, además, el modelo incluye la dinámica longitudinal (2.2) del vehículo eléctrico híbrido.

$$m_{VEH} \cdot \frac{d}{dt}v(t) = F_t(t) - (F_a(t) + F_r(t) + F_g(t)) \quad (2.2)$$

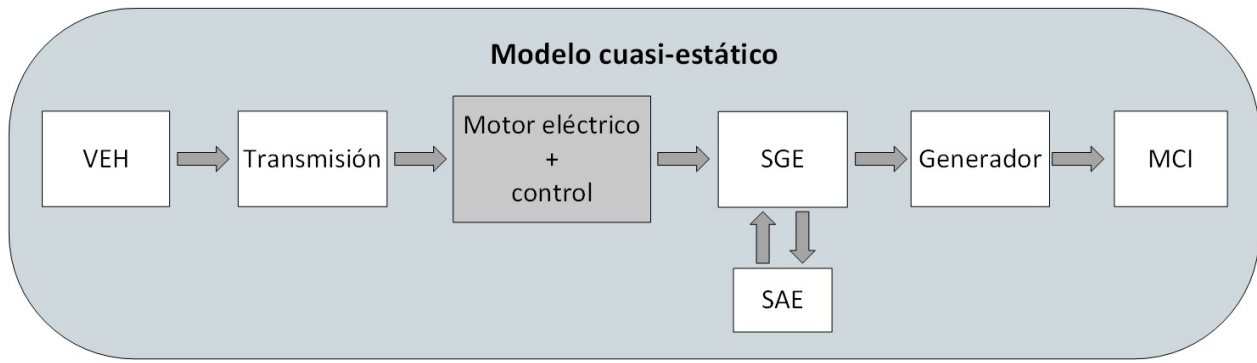


Figura 2.12. Modelo cuasi-estático de un vehículo eléctrico híbrido.

Donde m_{VEH} representa la masa del vehículo (2.3) considerando una carga dinámica como característica propia del vehículo eléctrico híbrido, F_a es la resistencia aerodinámica (2.4), F_r es la resistencia a rodamiento (2.5) y F_g es la fuerza causada por la gravedad durante una ruta que considera un camino no horizontal (2.6).

$$m_{VEH} = m_{Vehiculo} + m_d(t) + m_{MGE} + m_{SAE} \quad (2.3)$$

$$F_a = \frac{1}{2} \cdot \rho_a \cdot v^2 \cdot A_f \cdot C_d \quad (2.4)$$

$$F_r = m_{VEH} \cdot g \cdot C_r \cdot \cos(\alpha) \quad (2.5)$$

$$F_g(\alpha) = m_{VEH} \cdot g \cdot \sin(\alpha) \quad (2.6)$$

Donde $m_d(t)$ es la masa dinámica, m_{MGE} es la masa del motor/generador eléctrico, m_{SAE} es la masa del sistema del almacenamiento de energía, ρ_a es la densidad del aire, v es la velocidad del vehículo, A_f es el área frontal del vehículo, C_d es el coeficiente de arrastre, g es la gravedad, C_r es la resistencia al rodamiento y α es el ángulo de carretera.

Además, el modelo cuasi-estático contempla una transmisión a partir de la fuerza de tracción (F_t), que es generada por el tren de potencia del VEH. Asimismo, la transmisión está conformada por diversos elementos, que permiten determinar una potencia de salida (P_{out}) (2.7) en función de una relación con una caja de engranes (γ_{gear}).

$$P_{out} = \frac{\tau_{in} \cdot \omega_{in}}{\gamma_{gear}} \quad (2.7)$$

Sin embargo, para el presente trabajo sólo se considera la demanda del vehículo eléctrico híbrido y del tren de potencia, que son los elementos encargados de definir la energía necesaria que se debe obtener a partir del motor eléctrico.

2.5. Conclusiones

Con base en análisis realizados en la literatura enfocados en las diferentes maneras de conectar los elementos que conforman un tren de potencia (topología serie, topología paralela y topología serie-paralela) de un vehículo eléctrico híbrido, se eligió la topología serie debido a que presenta un mayor rendimiento durante una conducción intermitente debido a sus características.

Por otra parte, para incrementar el desempeño general de un VEH, se estableció la necesidad de llevar a cabo la manipulación del comportamiento del motor eléctrico de corriente alterna, que es empleado como fuente principal en el tren de potencia para llevar a cabo el proceso de propulsión.

Finalmente, se propuso emplear el modelo cuasi-estático de un vehículo eléctrico híbrido, ya que permite establecer una relación entre todos los elementos del tren de potencia. Asimismo, el modelo cuasi-estático es capaz de favorecer el análisis de un VEH, evitando la necesidad de contar con el vehículo de manera física.

Capítulo 3

Motor eléctrico de corriente alterna

En el presente capítulo se describen los diferentes tipos de motores de corriente alterna empleados en vehículos eléctricos híbridos, así como sus características. Además, se realiza la selección de un motor CA con la finalidad de obtener su modelo matemático, que posteriormente será empleado para diseñar una estrategia de control e incluirla como parte del sistema para el diseño de VEHs.

Contenido:

- 3.1 Introducción
- 3.2 Motores de corriente alterna (CA) asíncronos
- 3.3 Motores de corriente alterna (CA) síncronos
- 3.4 Modelo matemático de motor síncrono de imanes permanentes (MSIP)
- 3.5 Conclusiones

3.1. Introducción

El motor de corriente alterna (CA) es utilizado ampliamente en los vehículos eléctricos (VE) y en los vehículos eléctricos híbridos (VEH), debido a que no requiere mantenimiento periódico y el costo y tamaño es inferior en comparación con los motores de corriente directa (CD).

Los motores de corriente alterna se dividen en motores asíncronos y motores síncronos, sin embargo, la tendencia apunta a los motores síncronos, ya que disponen de una alta eficiencia, una alta densidad de potencia, poseen una baja inercia y operan en un rango amplio de torque-velocidad.

Con la finalidad de establecer el comportamiento de un motor CA síncrono, se presenta un modelo matemático. Además, el modelo matemático describe una interacción entre la parte eléctrica y la parte mecánica que ocurre entre el estator y el rotor.

3.2. Motores de corriente alterna (CA) asíncronos

Un motor asíncrono o también llamado motor de inducción (Figura 3.1), es una máquina que solo tiene devanados de amortiguamiento, porque el voltaje del rotor es inducido en los devanados del rotor en lugar de estar físicamente conectado a través de conductores. Además, un motor de inducción trabaja normalmente a una velocidad cercana a la síncrona pero nunca opera a esa velocidad. Una característica distintiva es que no requiere de un campo CD para que pueda funcionar.

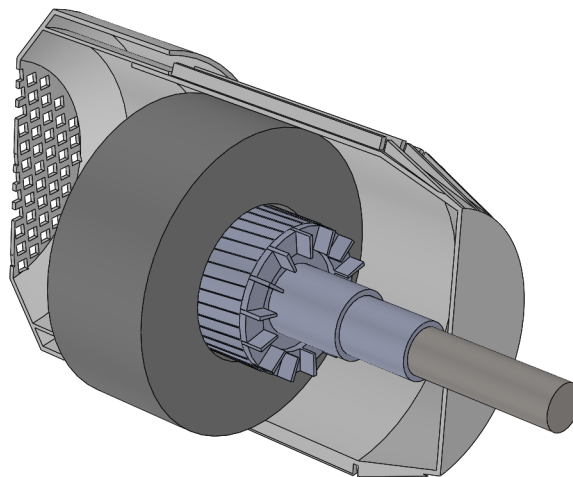


Figura 3.1. Motor asíncrono

Una máquina de inducción también puede utilizarse como un generador, pero cuenta con ciertas desventajas como generador y por lo tanto se ocupa con menos frecuencia con dicho fin. Debido a eso, las máquinas de inducción solo se refieren a motores de inducción.

En un motor de inducción, el deslizamiento o velocidad al cual ocurre el par máximo puede ser controlado variando la resistencia del rotor. Adicionalmente, el valor máximo del par es independiente de la resistencia del rotor. Sin embargo, este par de arranque tiene poca regulación de velocidad en un rango normal de operación.

Una de las principales características que afectan a las aplicaciones del motor de inducción es que el deslizamiento con el que se produce el par máximo se puede controlar variando la resistencia del rotor. Una alta resistencia del rotor proporciona condiciones de arranque óptimas, pero un rendimiento de funcionamiento deficiente. Sin embargo, una baja resistencia del rotor puede provocar condiciones de arranque poco productivas. Sin embargo, el diseño de un motor de jaula de ardilla es una opción viable.

Un motor de inducción físicamente tiene el mismo estator que un motor síncrono pero la construcción del rotor es diferente. Hay dos tipos diferentes de rotores que dispone el motor de inducción: el rotor de jaula de ardilla y el rotor devanado.

- El rotor de jaula de ardilla (Figura 3.2), consiste en una serie de barras conductoras dispuestas entre ranuras de la cara del rotor y estando en corto en cada extremo por anillos.

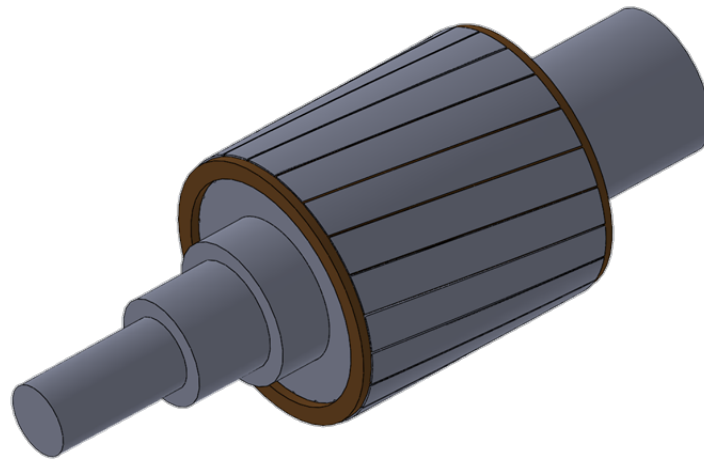


Figura 3.2. Motor de rotor de jaula de ardilla

- El rotor devanado (Figura 3.3), tiene un grupo completo de devanados trifásicos unidos a anillos rozantes dispuestos sobre el eje del rotor.

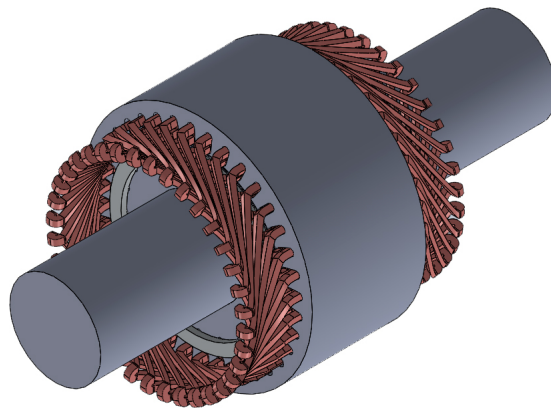


Figura 3.3. Motor de rotor devanado

Para aplicaciones que requieren una velocidad sustancialmente constante sin condiciones de arranque excesivamente severas, el motor de jaula de ardilla generalmente no tiene rival debido a su resistencia, simplicidad y costo relativamente bajo. Su única desventaja es su factor de potencia relativamente bajo (alrededor de 0,85 a 0,90 a plena carga para motores de cuatro polos, 60 Hz y considerablemente menor en cargas ligeras y para motores de baja velocidad). El bajo factor de potencia es una consecuencia del hecho de que toda la excitación debe ser suministrada por la potencia reactiva retrasada tomada de la fuente de corriente alterna.

3.3. Motores de corriente alterna (CA) síncronos

Un motor síncrono (Figura 3.4), no cuenta con un par o torque de arranque, sino que hay que emplear métodos de arranque y aceleración hasta la velocidad nominal de sincronismo. Es llamado síncrono debido a que, la rotación del eje está sincronizada con la frecuencia de la corriente de alimentación.

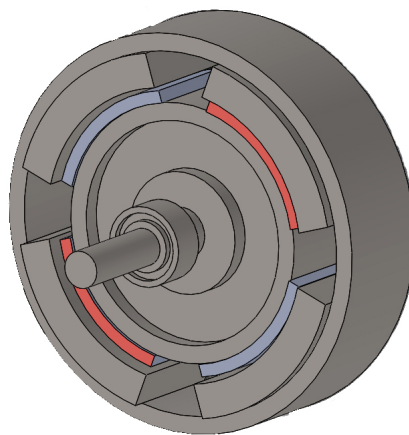


Figura 3.4. Motor síncrono.

Un motor síncrono es físicamente igual a un generador síncrono, excepto que la dirección de flujo de potencia real es inversa. Los motores síncronos están usualmente conectados a sistemas de potencia que contienen generadores mucho mayores que los propios motores, así que la frecuencia y voltaje en los terminales de un motor síncrono son fijas. Está compuesto por dos partes principales, comúnmente referidas a armaduras. El estator se compone de tres devanados idénticos distribuidos simétricamente en el espacio 120 grados entre ellos. Los devanados se fijan en muescas en el circuito magnético.

Las principales características operativas de estado estable de una máquina síncrona se describen por las interrelaciones entre la tensión del terminal, la corriente de campo, la corriente de inducido, el factor de potencia y la eficiencia. Además, comparando con los motores de inducción, los motores síncronos son más adecuados para la tracción eléctrica debido a su relación de masa y potencia y una mejor eficiencia.

En el motor síncrono, los devanados del estator son exactamente los mismos que en el motor de inducción, por lo que cuando se conectan a la alimentación trifásica, se produce un campo magnético giratorio. Pero en lugar de tener un rotor cilíndrico con un devanado de jaula, el motor síncrono tiene un rotor con un devanado excitándolo, o imanes permanentes, diseñados para hacer que el rotor se “trabe” o “se sincronice con” el campo magnético giratorio producida por el estator. Una vez que el rotor esté sincronizado, funcionará exactamente a la misma velocidad que la variación de carga giratoria, por lo que, bajo una operación de frecuencia constante, la velocidad permanecerá constante mientras la frecuencia de suministro sea estable.

A la velocidad de un motor síncrono es contante desde un vacío hasta una carga máxima. Asimismo, un motor síncrono no tiene torque de arranque neto y por lo tanto no puede arrancar por sí mismo. Existen tres técnicas para arrancar un motor síncrono.

- Reducir la velocidad del campo magnetico del estator a un valor suficientemente bajo para que el rotor pueda acelerar. Esto se puede realizar reduciendo la frecuencia de la potencia aplicada.
- Utilizar un motor primario externo, para acelerar el motor síncrono hasta la velocidad de sincronismo.
- Utilizar devanados de amortiguamiento o atenuación en el motor para acelerarlo hasta una velocidad cercana a la sincronización antes de aplicar de una corriente directa.

Asimismo, los motores síncronos disfrutan de varias características ya que son muy importantes para revertir la velocidad y son más eficientes para aplicaciones de controladores donde es necesario variar en un rango amplio la potencia. Los motores síncronos se pueden encontrar en dos variantes: como máquinas síncronas de rotor devanado y máquinas síncronas de imanes permanentes.

3.3.1. Motor síncrono de reluctancia conmutada (MSRC)

Los motores síncronos más simples son los motores de reluctancia (Figura 3.5). Sus rotores no reciben energía y no tienen imanes permanentes. En cambio, los rotores de un motor de reluctancia están hechos de un material ferromagnético (generalmente de hierro) que responde a los campos magnéticos [62].

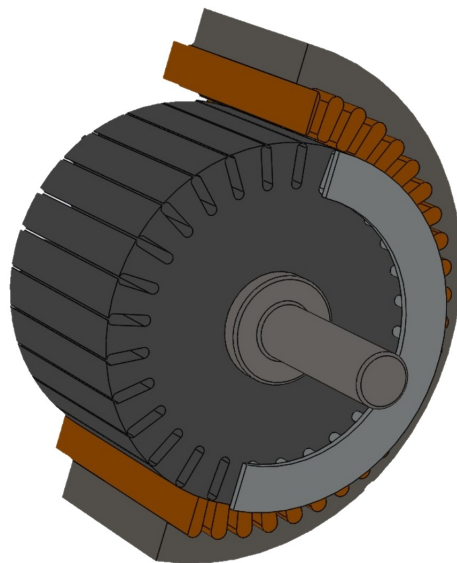


Figura 3.5. Motor de reluctancia

El principio detrás del motor de reluctancia es que el rotor sigue el campo magnético para minimizar la reluctancia en el estator. La principal diferencia entre el variador de conductividad variable y el motor de reluctancia síncrona es la potencia suministrada a los devanados del estator: el escalonador recibe pulsos de CD y el motor síncrono recibe alimentación de CA.

Los motores de reluctancia síncrona funcionan a baja potencia y son económicos porque no requieren imanes o bobinas. La principal desventaja es que ejercen mucho menos torque que otros motores. Por esta razón, pueden ser difíciles de encontrar. Sólo unas pocas empresas, como ABB, fabrican estos motores en cantidades significativas.

3.3.2. Motor síncrono de imanes permanentes (MSIP)

El motor de imanes permanentes (Figura 3.6), tiene la característica en la excitación ya que es proporcionada por imanes permanentes fijos en el rotor. Actualmente, el modelado de MSIP se trata siguiendo el mismo enfoque que para el motor de rotor devanado, utilizando las mismas consideraciones [62]. Por consiguiente, los tres devanados del estator fijos se etiquetan en a, b y c. Un motor síncrono de imán permanente, comúnmente llamado MSIP, tiene imanes permanentes montados en el rotor.

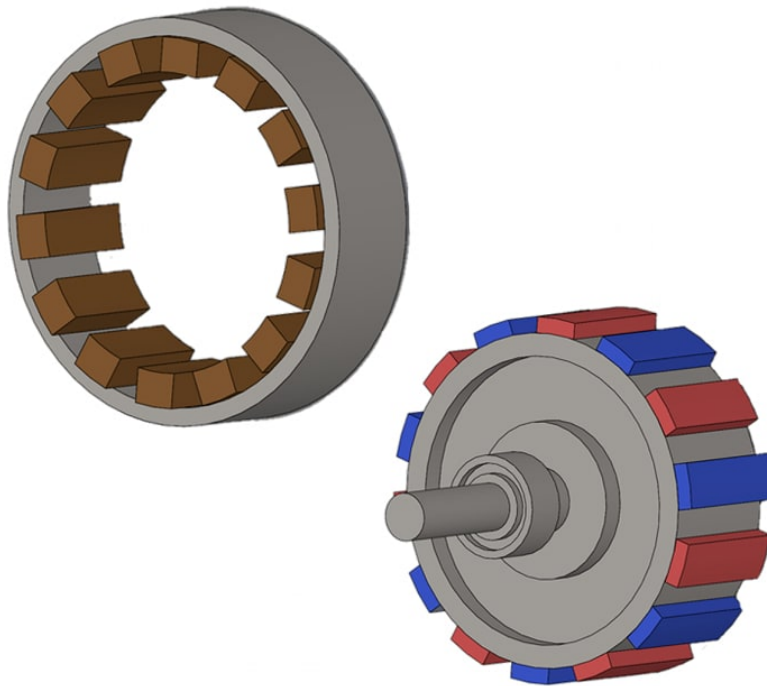


Figura 3.6. Motor síncrono de imanes permanentes

Los primeros motores de imanes permanentes respondían a la tendencia de los imanes a desmagnetizarse debido a las altas corrientes del estator durante el arranque y a una temperatura máxima permitida. Para superar estos problemas, se desarrollaron versiones mejoradas que utilizan imanes de tierras raras de alta coercitividad (intensidad del campo magnético que se debe aplicar a ese material para reducir su imanación) para superar estos problemas.

Los motores síncronos de imanes permanentes suelen funcionar en base a motores de frecuencia variable. En condiciones de frecuencia constante, excitación polifásica sinusoidal, un motor de CA de imán permanente se comporta de manera similar a una máquina síncrona de CA convencional con excitación de campo constante. La eficiencia de estado estable y el factor de potencia a plena carga son, en la mayoría de los casos, mejores que el motor de inducción equivalente, y pueden sincronizarse con las cargas de inercia de muchas veces la inercia del rotor.

La desventaja es que la excitación es fija, por lo que el diseñador debe elegir la forma y la disposición de los imanes para que coincidan con los requisitos de una carga específica, o buscar un compromiso general. El control del factor de potencia a través de la excitación ya no es posible.

En resumen, se presenta una tabla, en donde se realiza una comparación entre los diferentes tipos de motores de corriente alterna empleados en vehículos eléctricos híbridos, Tabla 3.1.

Tabla. 3.1. Tipos de motores.

Características	Motor SIP	Motor SRC	Motor de inducción
Deformación en estator (50 Nm y 1000 rpm)	0.584 μ m	5.19 μ m	0.727 μ m
Eficiencia (30 Nm y 3000 rpm)	97.23 %	90.99 %	90.99 %
Eficiencia (50 Nm y 1000 rpm)	96.99 %	88.47 %	91.04 %
Eficiencia (50 Nm y 5000 rpm)	94.89 %	93.850 %	96.25 %
Eficiencia (300 Nm y 1500 rpm)	87.31 %	86.13 %	79.02 %
Densidad de torque (Nm/Kg)	5.00	4.00	4.00
Densidad de potencia (KW/Kg)	1.66	1.19	1.04
Desventajas	Costo y disponibilidad de imanes permanentes	Ruido acústico elevado, vibración, bajo factor de potencia y requiere inversores personalizados	Calor generado en rotor y estator
Ventajas	Operación en un amplio rango de torque velocidad	No requiere imanes permanentes	No requiere imanes permanentes

Con base en el estudio de los distintos motores de corriente alterna usados comunmente en VEHs, se eligió el motor sincrónico de imanes permanentes (MSIP), debido a que presenta una alta densidad de potencia, elevada eficiencia y una buena fiabilidad y robustez.

3.4. Modelo matemático de motor sincrónico de imanes permanentes (MSIP)

Después de haber seleccionado el motor sincrónico de imanes permanentes, es necesario definir su comportamiento a través de un modelo matemático [63], que permite considerar los voltajes entre las tres fases del estator (3.1).

$$\begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

en donde v_{sa} , v_{sb} y v_{sc} denotan el voltaje de cada fase en el estator, R_s es la resistencia de la bobina del estator, i_{sa} , i_{sb} y i_{sc} son las corrientes en los devanados del estator y Φ_{sa} , Φ_{sb} y Φ_{sc} son los flujos inducidos dentro de los devanados del estator.

Además, el modelo contempla un flujo constante en el rotor, que es creado por los imanes del MSIP (3.2).

$$\begin{bmatrix} \Phi_r & 0 & 0 \\ 0 & \Phi_r & 0 \\ 0 & 0 & \Phi_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(p\theta) \\ \cos(p\theta - 2\pi/3) \\ \cos(p\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

donde Φ_r es la amplitud del flujo producido por los imanes permanentes, p es el número de pares de polos y Φ_{ra} , Φ_{rb} y Φ_{rc} denotan el flujo mutuo de las fases del rotor.

Además, a partir del flujo en el rotor (3.2), de la matriz de inductancia del estator (3.3) y de la corriente en las fases del estator, es posible obtener el flujo a través de cada devanado del estator (3.4).

$$L_{ss} = \begin{pmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_b & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_c \end{pmatrix} \quad (3.3)$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ra} & 0 & 0 \\ 0 & \Phi_{rb} & 0 \\ 0 & 0 & \Phi_{rc} \end{bmatrix} + [L_{ss}] \begin{bmatrix} i_{sa} & 0 & 0 \\ 0 & i_{sb} & 0 \\ 0 & 0 & i_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Phi_{sa} & 0 & 0 \\ 0 & \Phi_{sb} & 0 \\ 0 & 0 & \Phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

Sustituyendo en la ecuación de voltajes (3.1) las componentes del flujo (3.4), es factible escribir una nueva ecuación para los voltajes presentes en el estator (3.5).

$$R_s \begin{bmatrix} i_{sa} & 0 & 0 \\ 0 & i_{sb} & 0 \\ 0 & 0 & i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left\{ [L_{ss}] \begin{bmatrix} i_{sa} & 0 & 0 \\ 0 & i_{sb} & 0 \\ 0 & 0 & i_{sc} \end{bmatrix} \right\} + \omega \frac{d}{d\theta} \begin{bmatrix} \Phi_{ra} & 0 & 0 \\ 0 & \Phi_{rb} & 0 \\ 0 & 0 & \Phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{sa} & 0 & 0 \\ 0 & v_{sb} & 0 \\ 0 & 0 & v_{sc} \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

Es posible definir un torque electromagnético (3.6) para el MSIP, que depende de las corrientes y de las inductancias presentes en el rotor y en el estator.

$$T_{em} = \frac{1}{2} [i]^T \left\{ \frac{dL}{d\Theta} \right\} [i] \quad (3.6)$$

Sustituyendo en (3.6) las corrientes (3.7) y las inductancias (3.8), es posible obtener una nueva expresión para el torque electromagnético desarrollado (3.9).

$$[i] = [[i_{sabc} \quad i_f]] \quad (3.7)$$

$$[L] = \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [M_{sf}] \\ [M_{fs}] & (L_f) \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

$$T_{em} = \frac{1}{2} [[i_{sabc} \quad i_f]^T \left[\frac{d}{d\Theta} \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [M_{sf}] \\ [M_{fs}] & L_f \end{bmatrix} \right] [[i_{sabc} \quad i_f]] \quad (3.9)$$

donde i_f es la corriente en el rotor, $[L_{ss}]$ es la matriz de inductancia, $[M_{fs}]$ es la matriz de inductancias entre el rotor y el estator. Además, L_f es independiente de la posición θ del rotor y $[M_{sf}] = [M_{fs}]^T$, lo que genera (3.10).

$$T_{em} = \frac{1}{2} [i_{sabc}]^T \left[\frac{d[L_{ss}]}{d\Theta} \right] [i_{sabc}] + [i_{sabc}]^T \left[\frac{d[M_{sf}]}{d\Theta} \right] i_f \quad (3.10)$$

Como resultado se obtuvo el modelo matemático del MSIP, que permite relacionar parámetros eléctricos tales como corrientes, voltajes, inductancias y flujo con parámetros mecánicos tales como torque y velocidad angular.

3.5. Conclusiones

En el presente capítulo, se realizó la selección del motor de corriente alterna síncrono de imanes permanentes, ya que exhibe una mayor eficiencia y presenta un desempeño elevado en comparación con el motor de inducción y el motor de reluctancia conmutada (de acuerdo a la literatura consultada).

Además, se obtuvo el modelo matemático del motor síncrono de imanes permanentes seleccionado, que describe su funcionamiento mediante ecuaciones diferenciales. Asimismo, a través del modelo matemático fue factible establecer una relación entre el comportamiento eléctrico y el comportamiento mecánico del motor.

Por otra parte, debido a que fue posible representar el comportamiento del motor síncrono de imanes permanentes mediante un modelo matemático, se propone llevar a cabo su manipulación a través de una estrategia de control, con la finalidad de incrementar el rango de operación (torque-velocidad) del vehículo eléctrico híbrido.

Capítulo 4

Estrategia de control vectorial para un motor síncrono de imanes permanentes

En el presente capítulo se realiza el diseño de una estrategia de control vectorial denominada control directo de torque (DTC) basada en controladores de histéresis para un motor síncrono de imanes permanentes (MSIP), que debido a sus características fue seleccionada en función de la revisión del estado del arte. Posteriormente, es necesario llevar a cabo la validación del diseño de la estrategia de control DTC, que se propone realizar mediante una simulación en el software Simulink[®] empleando parámetros con valores estáticos. Finalmente, se plantea realizar una segunda validación de la estrategia de control para el MSIP mediante un ciclo de conducción real y el modelo cuasi-estático de un vehículo eléctrico híbrido (VEH), que es capaz de proporcionar información sobre la interacción entre cada uno de los elementos del tren de potencia del vehículo.

Contenido:

- 4.1 Introducción
- 4.2 Diseño de una estrategia de control DTC basada en controladores de histéresis
- 4.3 Validación de la estrategia de control DTC a través de una simulación
- 4.4 Análisis de resultados
- 4.5 Conclusiones

4.1. Introducción

El control directo de torque (DTC) se caracteriza por presentar una estructura simple en comparación con la estrategia de control orientado a campo (COC) y por tener una excelente respuesta ante transitorios (respecto a la estrategia de control escalar), debido a ello, presenta un alto desempeño en el control de velocidad para motores de corriente alterna (CA).

Además, en la estrategia de control directo de torque se puede emplear la modulación por espacio de vectores (MEV), que permite reducir el nivel de rizado en el torque y en el flujo magnético. Sin embargo, la estrategia de control requiere de una gran cantidad de transformaciones de coordenadas, debido a ello, presenta un elevado procesamiento computacional.

Por otra parte, en la estrategia DTC también se puede hacer uso de controladores de histéresis, que permiten incrementar la robustez de la estrategia contra las variaciones en los parámetros del motor de corriente alterna y posibilitan la reducción en el procesamiento computacional.

Debido a ello, se propone realizar el diseño de una estrategia de control directo de torque basada en controladores de histéresis, que se plantea validar mediante el modelo cuasi-estático de un vehículo eléctrico híbrido a través de una simulación en el software Simulink®.

4.2. Diseño de una estrategia de control DTC basada en controladores de histéresis

Se propone llevar a cabo el diseño de una estrategia de control directo de torque basada en controladores de histéresis, ya que exhibe un elevado desempeño y un bajo procesamiento computacional de acuerdo a la información presentada en el estudio del estado del arte.

En el diseño de la estrategia de control DTC es necesario considerar el modelo matemático del motor síncrono de imanes permanentes (MSIP) (3.1) - (3.10), ya que se requiere verificar a nivel simulación el funcionamiento de la estrategia de control aplicada en el MSIP.

Posteriormente, se plantea acoplar la estrategia de control directo de torque con el modelo cuasi-estático de un vehículo eléctrico híbrido (Figura 2.12), con la finalidad de definir el comportamiento del motor síncrono de imanes permanentes en el tren de potencia del vehículo.

4.2.1. Requerimientos de la estrategia de control DTC

Con base en el estudio del estado del arte, se encontró que la estrategia de control DTC basada en controladores de histéresis requiere de una velocidad angular y de un flujo magnético, que emplea como parámetros para llevar a cabo la manipulación de la corriente de entrada del MSIP con la finalidad de controlar el torque de salida, Figura 4.1.

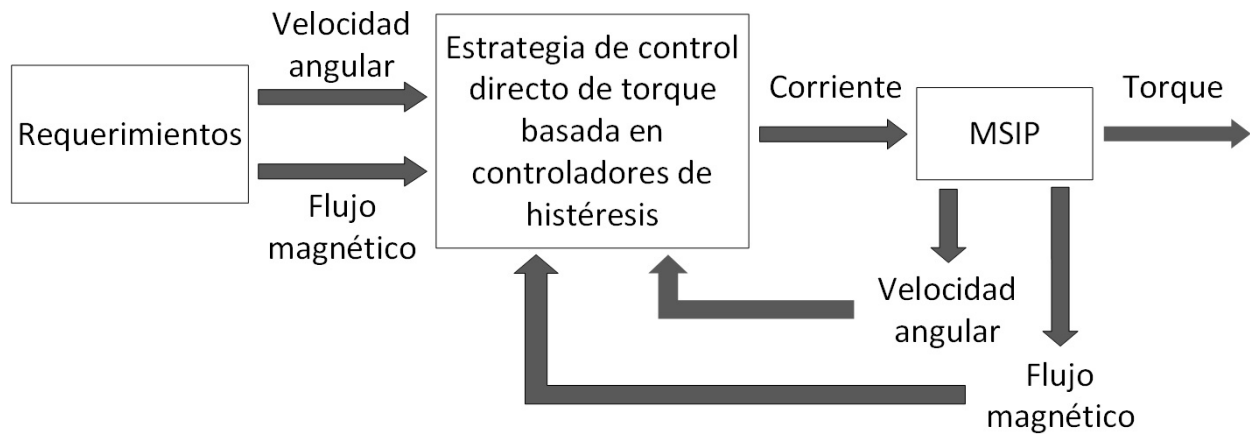


Figura 4.1. Requerimientos de la estrategia de control DTC basada en controladores de histéresis.

Por otra parte, el modelo cuasi-estático del VEH provee como parámetros el torque y la velocidad, que son requeridos por el bloque *Motor eléctrico* para generar una potencia de salida, Figura 4.2. Además, en el modelo cuasi-estático la eficiencia del motor eléctrico es considerada como un parámetro con un valor fijo, en consecuencia, cuando se realiza el dimensionamiento de vehículos eléctricos híbridos los resultados se encuentran alejados de la realidad.

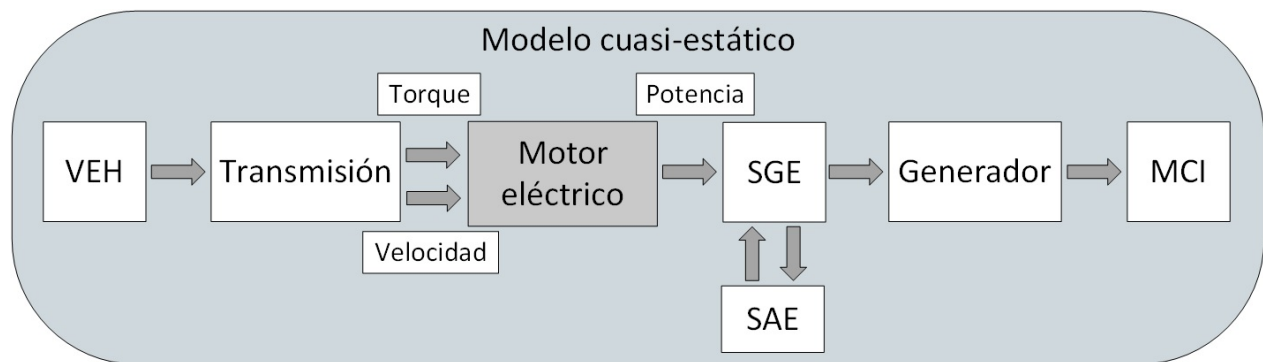


Figura 4.2. Modelo cuasi-estático de un vehículo eléctrico híbrido.

Con la finalidad de obtener una eficiencia variable por parte del motor eléctrico, se propone emplear el modelo cuasi-estático del VEH, que enviará valores (en función de determinadas condiciones) a la estrategia de control DTC basada en controladores de histéresis. En consecuencia, se deben considerar los parámetros de entrada del motor eléctrico del modelo cuasi-estático en el diseño de la estrategia de control propuesta, Figura 4.3.

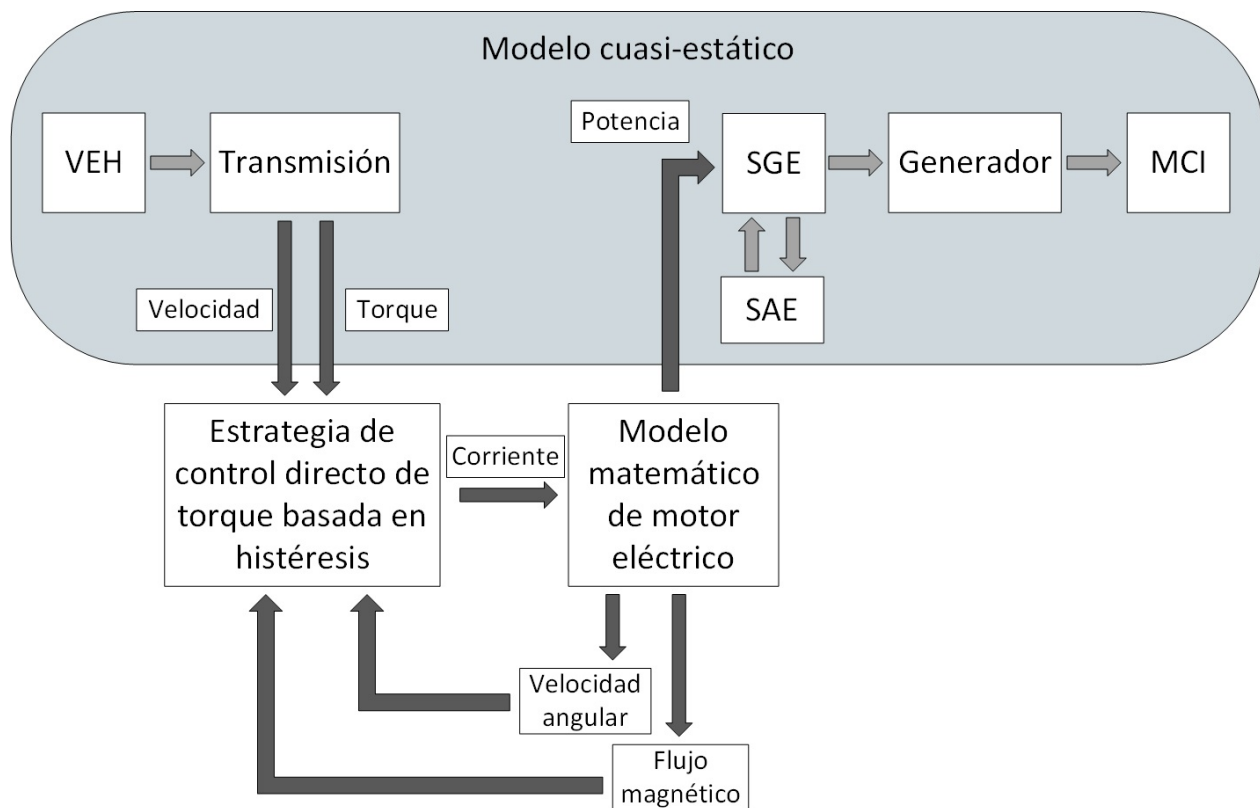


Figura 4.3. Modelo cuasi-estático de un VEH considerando una estrategia de control DTC basada en controladores de histéresis.

Para llevar a cabo el diseño de la estrategia de control en función del modelo cuasi-estático de un VEH, es necesario contemplar el funcionamiento de cada uno de los elementos que conforman el modelo básico de la estrategia de control directo de torque basada en controladores de histéresis.

4.2.2. Elementos de la estrategia de control DTC

Considerando los requerimientos para llevar a cabo el diseño de una estrategia de control DTC acoplada a un modelo cuasi-estático, es necesario definir el funcionamiento de los elementos principales que conforman la estrategia, como un control de velocidad, controladores de histéresis, una tabla de conmutación y un observador, así como los parámetros de referencia (velocidad angular y torque) a emplear, Tabla 4.1.

Tabla. 4.1. Parámetros para la estrategia DTC basada en controladores de histéresis.

Bloque	Parámetro de entrada	Parámetro de salida
Controlador de velocidad	Velocidad angular ($\Delta\omega$)	Flujo magnético (Ψ^*)
Control de histéresis para flujo	Flujo magnético ($\Delta\Psi$)	Valor escalar
Control de histéresis para torque	Torque (ΔT)	Valor escalar
Tabla de conmutación	Valor escalar	Valores binarios
Observador	Corriente (I_a, I_b, I_c)	Torque (T_s) y flujo magnético (Ψ_s)

Un controlador de velocidad es empleado en la estrategia de control DTC propopuesta para obtener un flujo magnético (Ψ^*) a partir de un error de velocidad angular ($\Delta\omega = \omega^* - \omega_{salida}$), que es generado mediante una diferencia entre una velocidad de referencia (ω^*) y la velocidad de salida (ω_{salida}) del MSIP.

El controlador de velocidad hace uso de un controlador proporcional-integral (controlador PI), que ajusta el error de velocidad angular ($\Delta\omega$) con el objetivo de enviarlo a una estrategia denominada *torque máximo por ampere* (MTPA).

En [64], se presenta la trayectoria límite de la estrategia MTPA en el plano torque-flujo magnético ($T - \Psi_s$) para un MSIP, que puede ser graficada como se muestra en Figura 4.4.

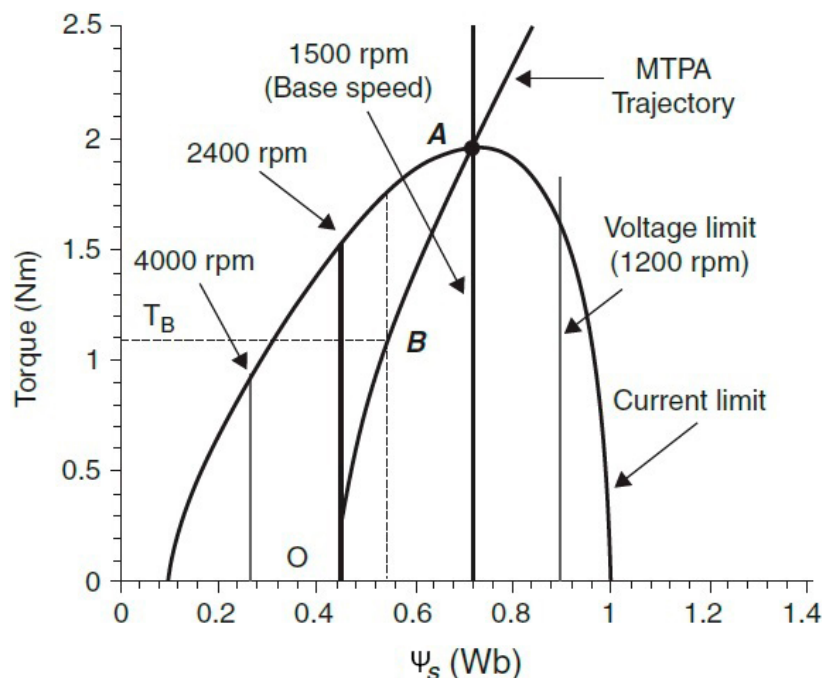


Figura 4.4. MTPA, límite de corriente y trayectorias de límite de voltaje con estrategia de control DTC.

Además, si se desprecia la resistencia del estator, el voltaje del estator es proporcional al producto de la velocidad de rotación y la amplitud del enlace del flujo del estator (4.1).

$$V_s = \omega_r \Psi_s \quad (4.1)$$

Por otra parte, uno de los controles de histéresis genera un valor escalar a partir de un error de flujo magnético ($\Delta\Psi = \Psi^* - \Psi_s$), que se obtiene a través de la diferencia entre la señal de salida (Ψ^*) del controlador de velocidad y un valor de flujo estimado (Ψ_s). Además, el segundo control de histéresis genera un valor escalar a partir de un error de torque (ΔT), que se obtiene a través de la diferencia entre una señal de referencia (T^*) y un valor de torque estimado (T_s). Asimismo, la función para los controladores de histéresis esta dada por la ecuación (4.2).

$$\begin{cases} Si & H(t) > \alpha \rightarrow \gamma_{\alpha\beta}(t) = +1 \\ & H(t) < \beta \rightarrow \gamma_{\alpha\beta}(t) = -1 \end{cases} \quad (4.2)$$

Donde el estado del operador de histéresis se define por la función $\gamma_{\alpha\beta}(H(t))$, que puede tomar valores discretos del conjunto $\{-1, +1\}$. Además, cada operador se caracteriza por poseer dos parámetros independientes (α, β), lo que ocasiona una zona muerta con un ancho ajustable, Figura 4.5. Sin embargo, se debe satisfacer con la condición $\alpha \geq \beta$, donde los parámetros α y β toman valores en un determinado rango, [65].

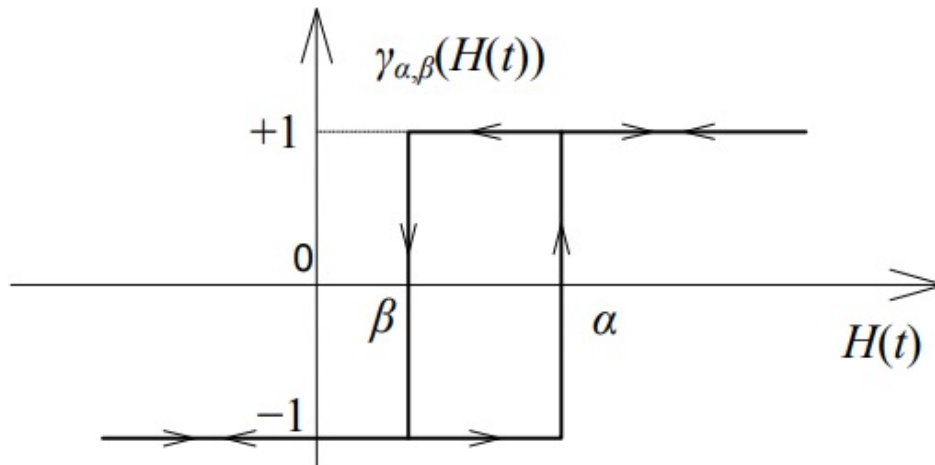


Figura 4.5. Gráfica de los rangos para un control de histéresis.

También, en la estrategia de control DTC se hace uso de una tabla de conmutación, que a partir de los valores escalares generados por los controles de histéresis para flujo y para torque es capaz de generar una salida. La salida de la tabla de conmutación está conformada por seis señales de tipo binario, que tienen una frecuencia y una amplitud determinada, Tabla 4.2.

Tabla. 4.2. Tabla de conmutación para la estrategia de control DTC basada en controladores de histéresis.

Parámetro		Sector					
$\Delta\Psi$	ΔT	1	2	3	4	5	6
-1	-1	V7	V8	V7	V8	V7	V8
	1	V3	V4	V5	V6	V1	V2
1	-1	V1	V2	V3	V4	V5	V6
	1	V2	V3	V4	V5	V6	V1

Asimismo, la tabla de conmutación empleada en la estrategia de control se puede representar mediante la ecuación (4.3), que considera rangos previamente establecidos para el flujo magnético y para el torque, lo que permite generar un vector como señal de salida.

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Si } \Delta\Psi = -1 \text{ y } \Delta T = -1 \rightarrow \text{vector} = [V7, V8, V7, V8, V7, V8] \\ \Delta\Psi = -1 \text{ y } \Delta T = +1 \rightarrow \text{vector} = [V3, V4, V5, V6, V1, V2] \\ \Delta\Psi = +1 \text{ y } \Delta T = -1 \rightarrow \text{vector} = [V1, V2, V3, V4, V5, V6] \\ \Delta\Psi = +1 \text{ y } \Delta T = +1 \rightarrow \text{vector} = [V2, V3, V4, V5, V6, V1] \end{array} \right. \quad (4.3)$$

La estrategia de control DTC emplea un observador, que se encarga de generar las señales de referencia para el flujo magnético (Ψ^*) y para el torque (T^*) a partir de una corriente trifásica que entra al MSIP. Debido a ello, se emplea la ecuación (4.4) y (4.5), que permiten establecer una relación matemática entre la corriente y los parámetros de referencia.

$$\Psi^* = G i_s + \Psi_r \quad (4.4)$$

$$T^* = \frac{3}{2} p (\Psi i_s) \quad (4.5)$$

donde $G = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix}$, con L_d y L_q siendo las inductancias en el estator y $\Psi_r = [\Psi_f \ 0]^T$, con Ψ_f como el flujo de los imanes permanentes, i_s es la corriente del estator y p es el número de pares de polos.

Una vez definidos los elementos de la estrategia de control DTC basada en controladores de histéresis, así como las funciones matemáticas que describen su comportamiento, es necesario llevar a cabo una descripción de la interacción entre cada uno de los elementos que conforman la estrategia.

4.2.3. Estructura de la estrategia DTC basada en controladores de histéresis

Con base en los elementos descritos en la sección previa, se propone realizar el diseño de una estrategia de control directo de torque basada en controladores de histéresis, Figura 4.6. La estrategia considera como parámetros una velocidad de referencia (ω^*) con un valor definido y la velocidad (ω_{salida}) medida del motor síncrono de imanes permanentes, con el objetivo de determinar un error de velocidad ($\Delta\omega$) a través de una diferencia.

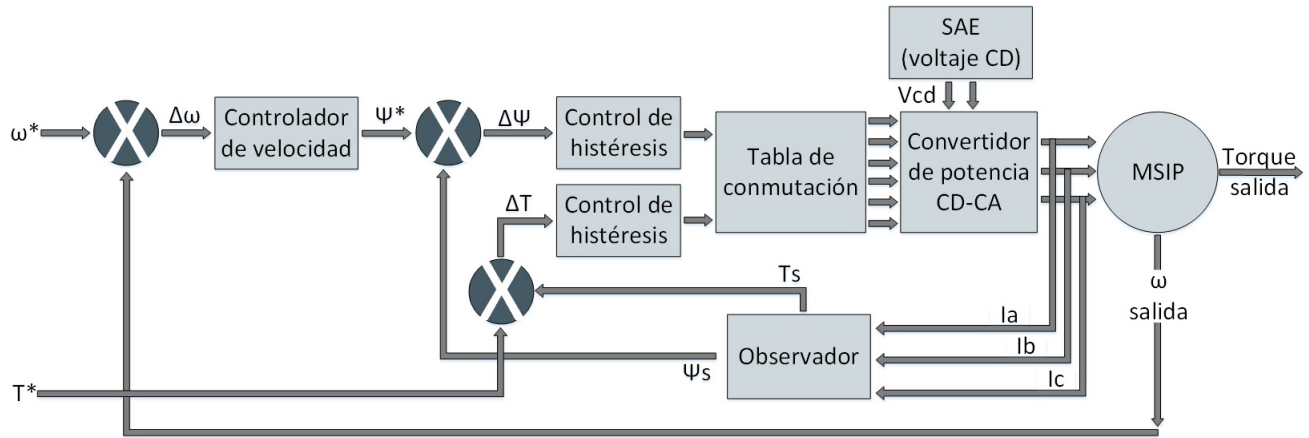


Figura 4.6. Diagrama de control directo de torque basado en controladores de histéresis.

Después, el error de velocidad ($\Delta\omega$) es empleado por el controlador de velocidad, que mediante una estrategia de control genera un flujo de referencia (Ψ^*) en función de una velocidad angular. Además, para obtener el error de flujo ($\Delta\Psi$) se recurre a una diferencia, que se genera a partir de la diferencia entre el Ψ^* obtenido y un flujo estimado (Ψ_s).

Asimismo, para generar el error de torque (ΔT) requerido por la estrategia de control DTC, es necesario llevar a cabo la diferencia entre un torque de referencia (T^*) con un valor definido y un torque con un valor estimado (T_s).

Los errores de flujo ($\Delta\Psi$) y de torque (ΔT) son ingresados a dos controladores de histéresis independientes, que mediante rangos establecidos permiten generar dos valores escalares diferentes. Después, los valores escalares son enviados a una tabla de conmutación, la cual genera una salida conformada por seis señales de tipo binario.

La salida generada por la tabla de conmutación es enviada a un convertidor de potencia CD-CA (elemento independiente de la estrategia de control), que transforma un voltaje directo (V_{dc}) proporcionado por un sistema de almacenamiento de energía (SAE) a una corriente alterna trifásica (I_a , I_b , I_c), Figure 4.7.

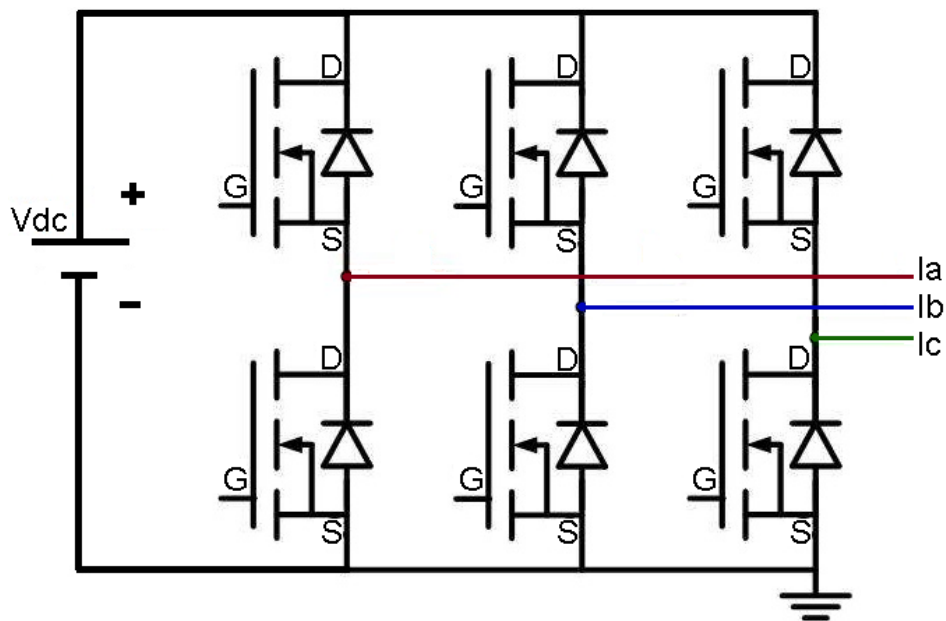


Figura 4.7. Elementos básicos que conforman un convertidor de potencia CD-CA.

Debido a ello, se requiere definir el comportamiento del convertidor de potencia mediante la ecuación (4.6), en donde se contemplan voltajes y corrientes en las ramas (r_x) y el número de transistores, que son activados y desactivados (conmutación de estados) mediante una compuerta G .

$$\begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r_a \\ r_b \\ r_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{ra} \\ v_{rb} \\ v_{rc} \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

Posteriormente, los valores de cada fase de la corriente generada por el convertidor de potencia CD-CA son empleados por un observador, con el objetivo de estimar valores para los parámetros de torque (T_s) y flujo (Ψ_s), que son utilizados como señales de retroalimentación para la estrategia de control DTC.

Además, las corrientes I_a , I_b , I_c son enviadas al modelo matemático del MSIP para obtener una velocidad de salida (Figura 4.8), que es empleada en conjunto con una velocidad de referencia (ω^*) para obtener una diferencia ($\Delta\omega$). Asimismo, las corrientes enviadas al modelo del motor síncrono de imanes permanentes son capaces de generar un determinado torque, que es empleado como señal de salida de la estrategia de control propuesta.

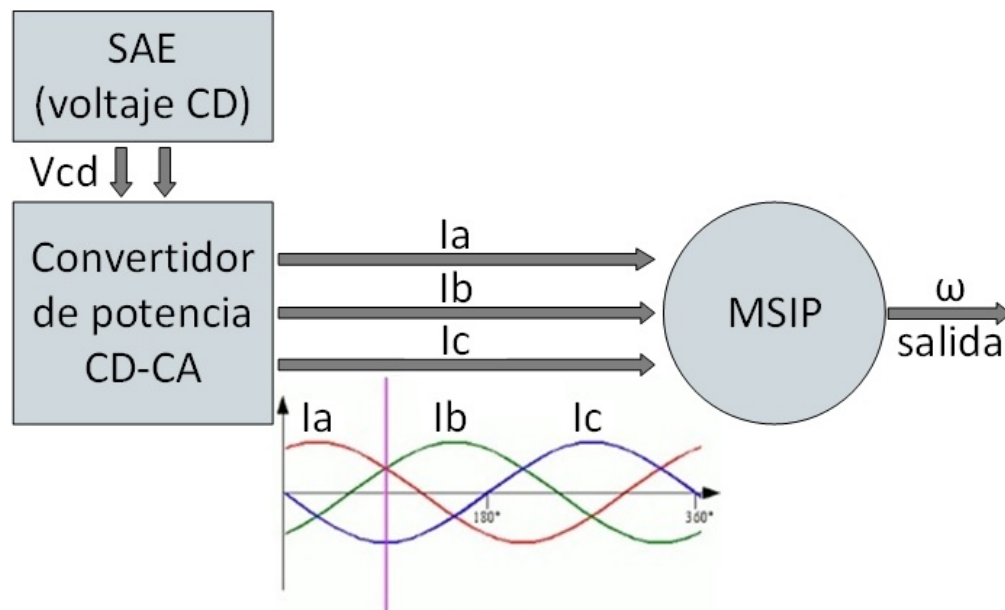


Figura 4.8. Corrientes generadas por el convertidor de potencia CD-CA a partir del suministro del SAE.

Por otra parte, es necesario considerar las restricciones de operación de cada bloque que conforma la estrategia de control DTC basada en controladores de histéresis, con la finalidad de asegurar el correcto funcionamiento de la estrategia diseñada.

4.2.4. Restricciones en el diseño de la estrategia de control DTC

Debido a que el diseño de la estrategia de control DTC está en función del modelo cuasi-estático de un vehículo eléctrico híbrido, el controlador de velocidad debe operar entre 0 y 4,000 rpm, Figura 4.9. Asimismo, el controlador debe procesar las velocidades de entrada en un tiempo menor al tiempo de simulación, con la finalidad de proporcionar un flujo de referencia (Ψ^*) en función de cada valor de entrada.

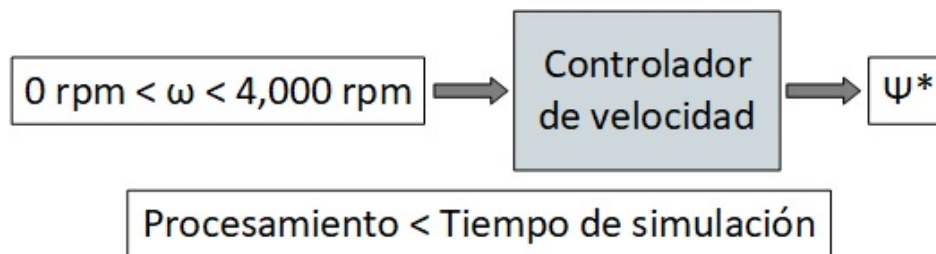


Figura 4.9. Restricciones de operación para el controlador de velocidad.

Por otra parte, para convertir el error de flujo magnético ($\Delta\Psi$) a un valor escalar requerido por la estrategia de control DTC diseñada, es necesario emplear un control de histéresis que tenga un rango de $-\frac{F_{b\omega}}{2}$ a $\frac{F_{b\omega}}{2}$ con dos niveles de histéresis, Figura 4.10.

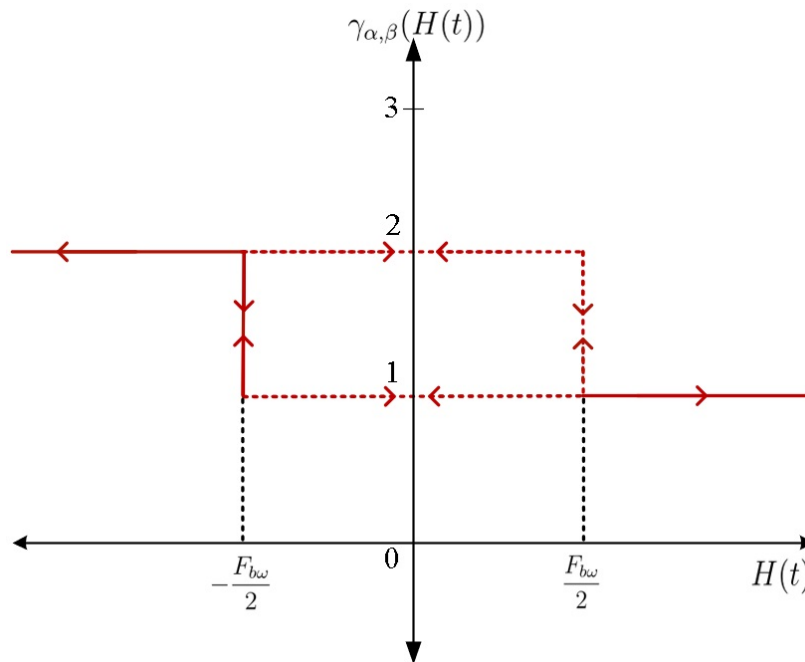
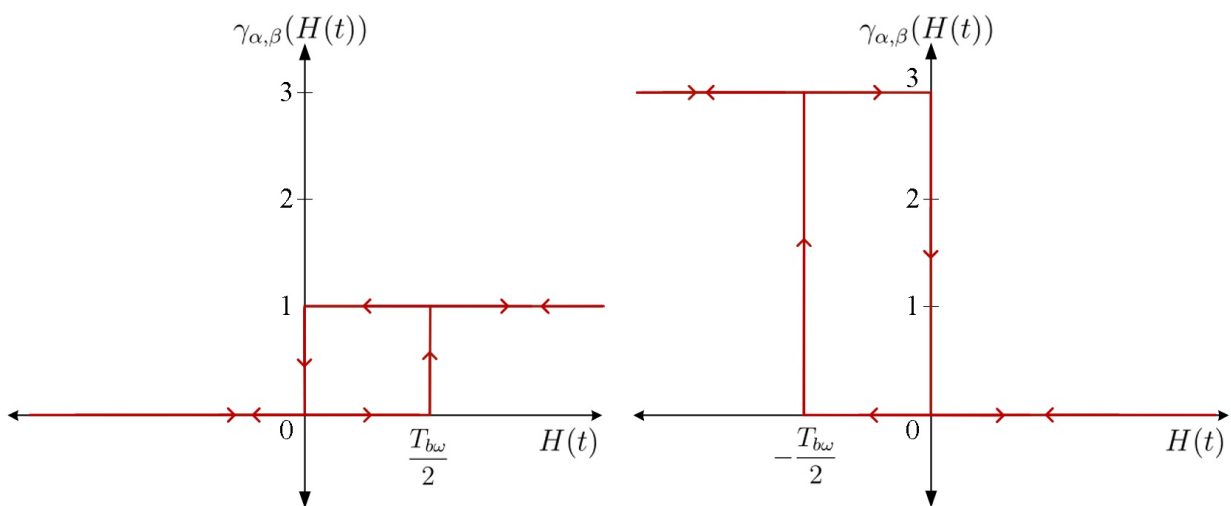


Figura 4.10. Gráfica de los rangos de operación para el control de histéresis de flujo magnético.

Asimismo, la estrategia de control directo de torque requiere llevar a cabo la transformación del error de torque (ΔT) a un valor escalar, que se realiza mediante dos controles de histéresis con un rango de 0 a $\frac{T_{b\omega}}{2}$ (Figura 4.11 a) y de $-\frac{T_{b\omega}}{2}$ a 0 (Figura 4.11 b) con dos niveles de histéresis cada uno.



(a) Rango de 0 a $\frac{T_{b\omega}}{2}$ para control de histéresis. (b) Rango de $-\frac{T_{b\omega}}{2}$ a 0 para control de histéresis.

Figura 4.11. Gráfica de dos rangos diferentes de operación para el control histéresis de torque.

No obstante, en el control de histéresis para el parámetro de torque se emplean dos rangos con dos niveles diferentes, que pueden ser reducidos mediante la unión del rango $\frac{-T_{bw}}{2}$ a 0 con el rango 0 a $\frac{T_{bw}}{2}$, lo que genera tres niveles de histéresis para el controlador, Figura 4.12.

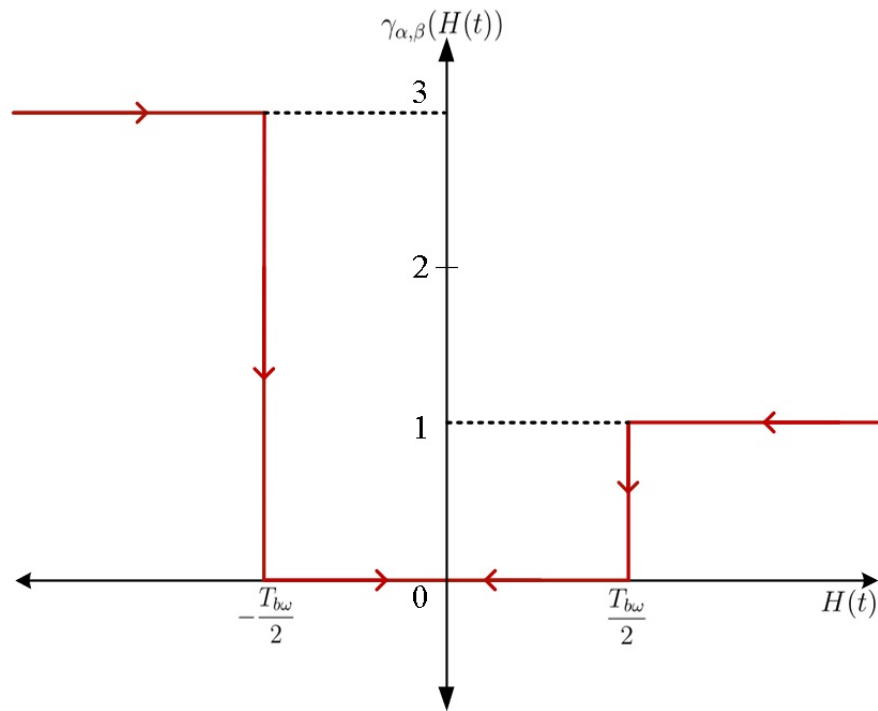


Figura 4.12. Gráfica de los rangos de operación para un control de histéresis de torque.

Por otra parte, la tabla de conmutación debe asignar a los valores de entrada proporcionados por los controles de histéresis diferentes vectores de salida (Tabla 4.3) en un tiempo menor al tiempo de simulación, con la finalidad de llevar a cabo el cambio de estado en los elementos que conforman al convertidor de potencia CD-CA.

Tabla. 4.3. Tabla de conmutación para la estrategia de control DTC.

Parámetro		Sector					
$\Delta\Psi$	ΔT	1	2	3	4	5	6
1	1	V7	V0	V7	V0	V7	V0
	2	V2	V3	V4	V5	V6	V0
	3	V6	V1	V2	V3	V4	V5
2	1	V3	V4	V5	V6	V1	V2
	2	V0	V7	V0	V7	V0	V7
	3	V5	V6	V1	V2	V3	V4

El observador debe procesar el valor de la corriente trifásica (I_a, I_b, I_c) enviada al modelo matemático del MSIP en un tiempo menor al tiempo de simulación, con el objetivo de calcular los valores para el flujo magnético (Ψ_s) y para el torque (T_s), que son empleados como señales de retroalimentación en la estrategia de control DTC diseñada, Figura 4.13.

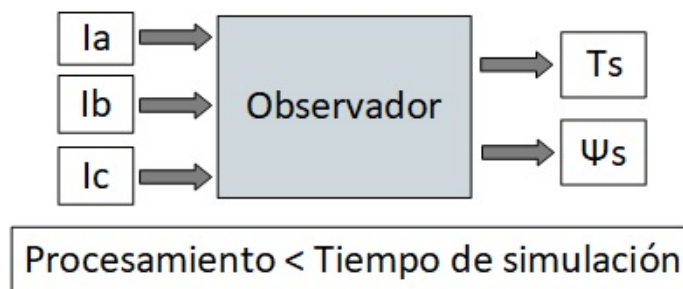


Figura 4.13. Rangos de operación para el observador.

Después de haber presentado los requerimientos, la definición matemática e interconexión de los elementos y las restricciones para el diseño de la estrategia de control DTC basada en controladores de histéresis, es posible llevar a cabo una simulación para validar el funcionamiento de la estrategia de control DTC diseñada.

4.3. Validación de la estrategia de control DTC a través de una simulación

Con la finalidad de llevar a cabo la validación de la estrategia de control directo de torque se propone llevar a cabo una simulación, debido a ello, es necesario realizar el modelado de la estrategia en el software Simulink[®] mediante bloques.

Posteriormente, se propone realizar una simulación empleando valores estáticos para asignarlos a los parámetros de entrada de la estrategia de control DTC, por otra parte, se plantea llevar a cabo una nueva simulación considerando valores dinámicos proporcionados por el modelo cuasi-estático de un vehículo eléctrico híbrido.

4.3.1. Modelado de la estrategia de control DTC

Se propone realizar el diseño de una estrategia de control directo de torque basada en controladores de histéresis para un MSIP en el software Simulink[®], en donde se emplean como parámetros de referencia un torque y una velocidad angular.

En consecuencia, cada elemento de la estrategia de control es representado mediante bloques, que son generados en el software a emplear. Por ejemplo, la ecuación (4.1) en conjunto con un controlador PI y la estrategia MTPA permiten definir el comportamiento del controlador de velocidad, que es posible representar mediante la Figura 4.14.

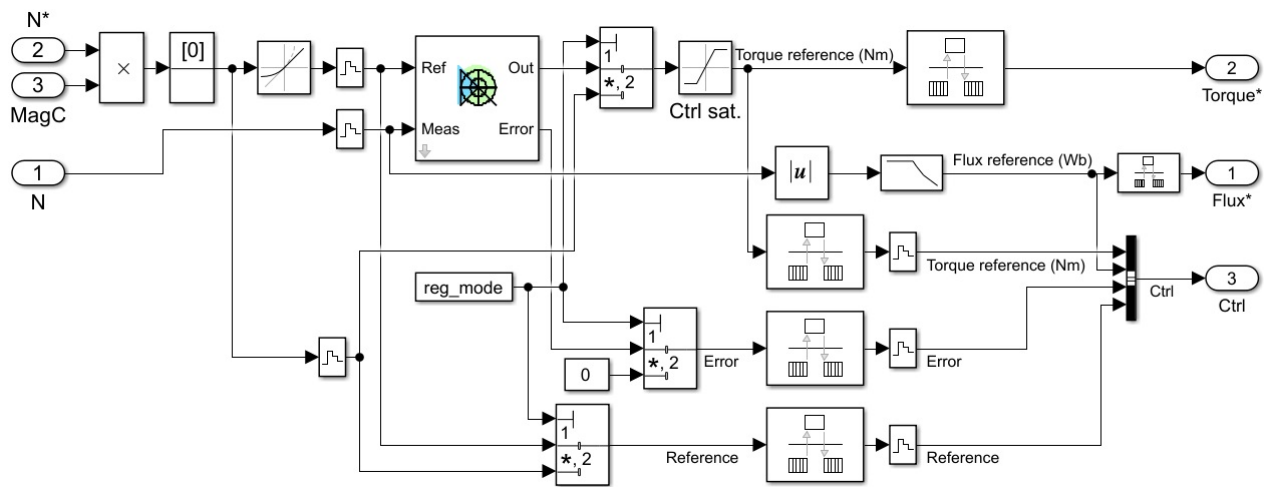
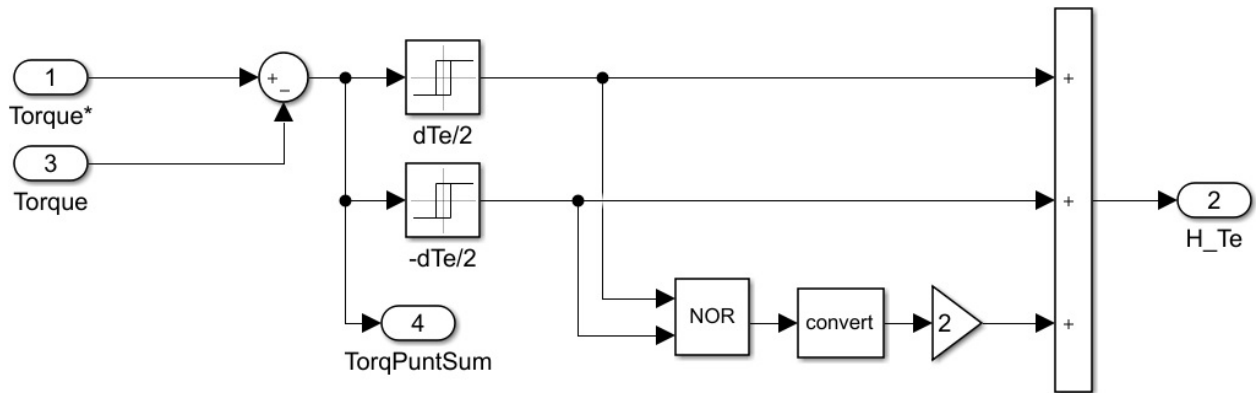
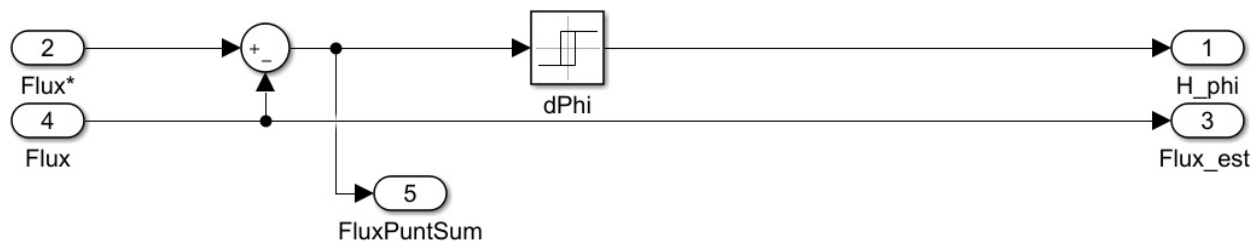


Figura 4.14. Representación del controlador de velocidad mediante bloques de Simulink®.

Para representar el comportamiento del control de histéresis es necesario emplear la ecuación (4.2), con la finalidad de llevar a cabo su representación mediante bloques del software. En donde es posible observar que el control para torque (Figura 4.15 a) requiere dos rangos, mientras que el control para flujo (Figura 4.15 b) solamente requiere un rango de histéresis.



(a) Diagrama a bloques para el control de histéresis de torque.



(b) Diagrama a bloques para el control de histéresis de flujo.

Figura 4.15. Representación del control de histéresis mediante bloques de Simulink®.

Asimismo, la tabla de conmutación definida por la ecuación (4.3) es representada mediante bloques (Figura 4.16), donde “Flux = 1”, “Flux = -1” y “Magnetisation” se encargan de ajustar los valores provenientes de la salida de los controles de histéresis, mientras que “Multi-Port Switch” realiza la asignación de los vectores de salida conformados por seis señales paralelas.

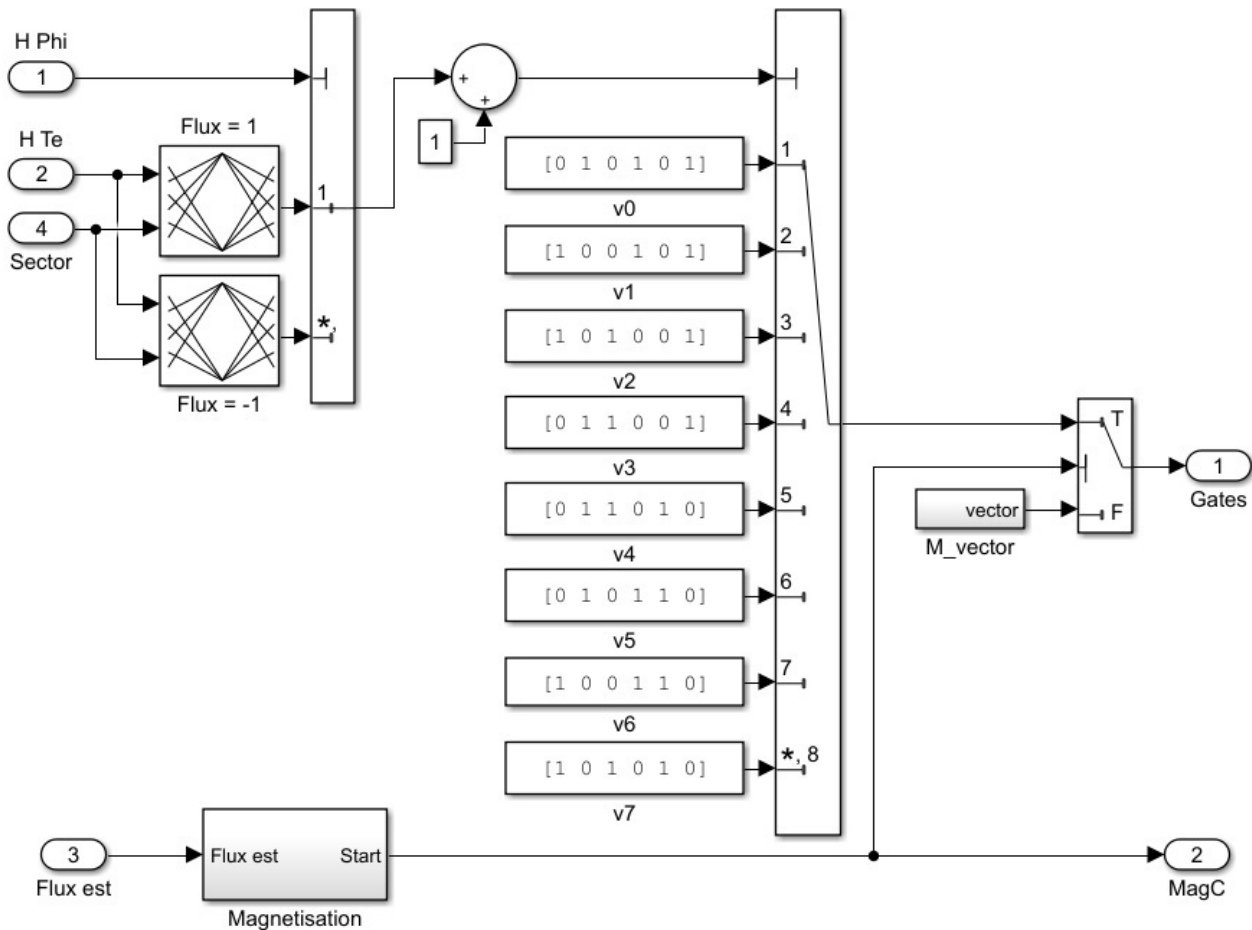


Figura 4.16. Representación de la tabla de conmutación mediante bloques de Simulink®.

Por otra parte, para realizar la representación del observador mediante bloques del software Simulink®, es necesario emplear la ecuación (4.4) y (4.5). Debido a ello, es posible calcular el torque, el flujo magnético y el ángulo del rotor mediante una estimación, que emplea las corrientes generadas por el convertidor de potencia CD-CA, Figura 4.17.

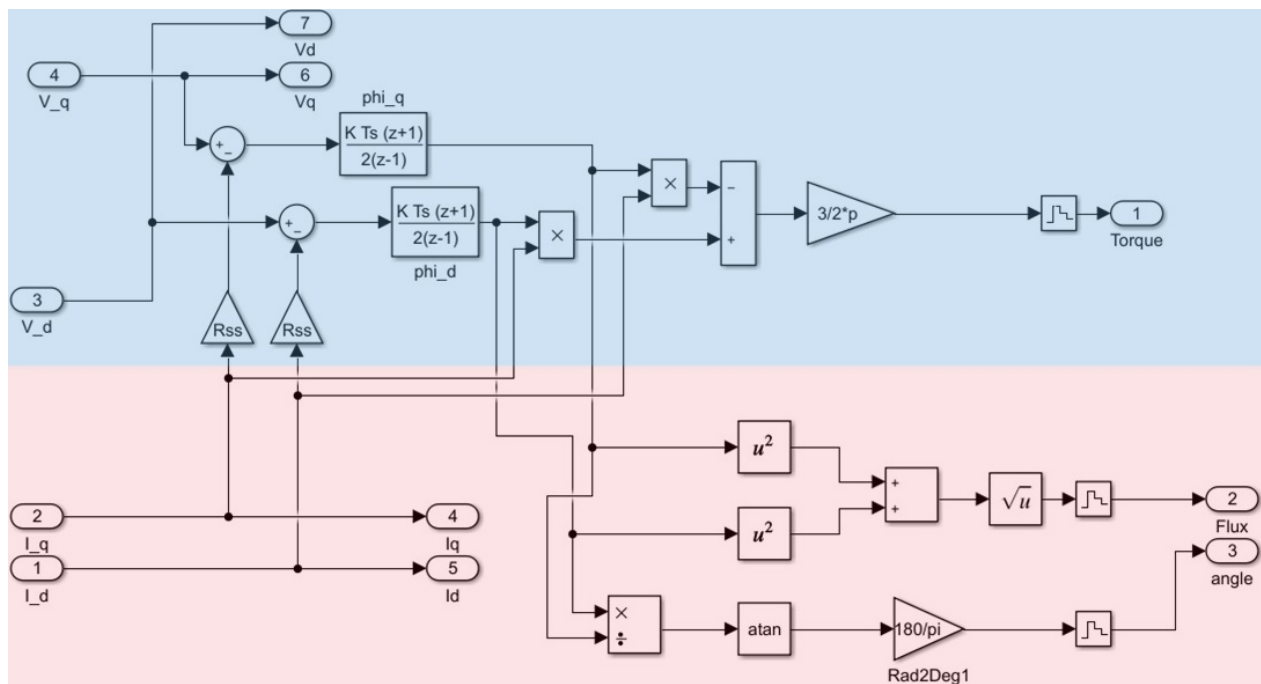


Figura 4.17. Representación del observador mediante bloques de Simulink®.

Después de haber modelado cada elemento que conforma la estrategia de control DTC basada en controladores de histéresis, es posible llevar a cabo la conexión entre cada uno de ellos, Figura 4.18. Asimismo, es necesario establecer señales de referencia y hacer uso de elementos que permitan realizar el monitoreo de la respuesta del MSIP.

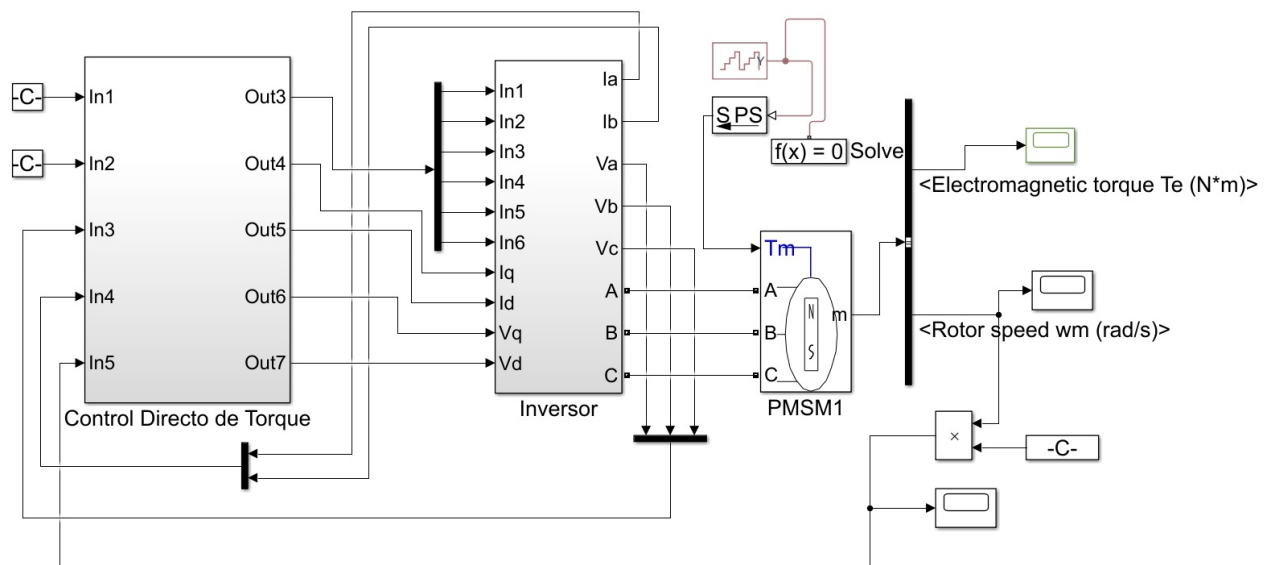


Figura 4.18. Representación de la estrategia de control DTC mediante bloques de Simulink®.

Finalmente, se procede a realizar la simulación del comportamiento del motor síncrono de imanes permanentes de un vehículo eléctrico híbrido en el software Simulink[®], considerando los requerimientos de diseño de la estrategia de control directo de torque basada en controladores de histéresis.

4.3.2. Simulación de la estrategia de control DTC considerando valores estáticos

Se propone realizar la validación de la estrategia de control directo de torque basada en controladores de histéresis, que consiste en realizar una simulación en el software Simulink[®] empleando valores estáticos en los parámetros de referencia de la estrategia.

En el software Simulink[®] es posible seleccionar un tiempo determinado para la ejecución de un proceso específico, así como realizar la variación de los valores en los parámetros requeridos por la estrategia de control diseñada.

Asimismo, el software permite llevar a cabo la selección de diferentes tipos de *solucionadores*, que se utilizan para resolver un determinado modelo matemático mediante algún método numérico. En Tabla 4.4 se presentan las características de cada tipo de solucionador, que se dividen en *fixed-step* (paso fijo) y *variable-step* (paso variable).

Tabla. 4.4. Características de los tipos de solucionadores empleados en Simulink[®].

Tipo de solucionador	Características
Paso fijo	Resuelven el modelo en intervalos constantes de tiempo. Al disminuir el tamaño del intervalo aumenta la precisión de los resultados, no obstante, se incrementa el tiempo requerido para llevar a cabo una simulación.
Paso variable	Reducen el tamaño del intervalo para aumentar la precisión cuando los estados de un modelo cambian rápidamente y aumentan el tamaño del intervalo para evitar tomar pasos innecesarios cuando los estados de un modelo cambian lentamente.

Debido a las características presentadas en Tabla 4.4, se propone emplear un solucionador de *paso variable*. Posteriormente, se requiere llevar a cabo la selección del *método numérico*, por ello, se presentan algunas de sus características más relevantes en la Tabla 4.5.

Tabla. 4.5. Características de los métodos numéricos empleados en Simulink®.

Método numérico	Orden de exactitud	Características
ode45	Medio	Método empleado para resolver modelos con estados continuos.
ode23	Bajo	Presenta mayor eficiencia que el método ode45 en tolerancias de error y en presencia de cálculos sencillos.
ode113	Bajo a alto	Es empleado para problemas de computo intensivo.
ode15s	Bajo a medio	Emplea fórmulas de diferenciación numérica para resolver problemas con un alto grado de complejidad.
ode23s	Bajo	Puede resolver problemas con un elevado grado de complejidad que el método ode15s es incapaz de resolver.
ode23t	Bajo	Es empleado cuando el modelo matemático es relativamente sencillo y requiere de una solución sin amortiguación numérica.
ode23tb	Bajo	Presenta determinadas características correspondientes al método ode23s y al método ode23t.

En consecuencia, se plantea emplear el método denominado ode45 , ya que la estrategia de control directo de torque basada en controladores de histéresis se aplica al modelo de un MSIP, el cual debe recibir y proporcionar señales continuas para el modelo cuasi-estático de un vehículo eléctrico híbrido.

Con la finalidad de emplear señales de referencia para modificar el comportamiento del motor síncrono de imanes permanentes, se propone emplear una asignación de valores arbitrarios al conjunto de parámetros de entrada de velocidad angular y torque, Tabla 4.6.

Tabla. 4.6. Valores asignados a los parámetros de entrada de la estrategia de control DTC.

Parámetro	Valor	Unidades
Velocidad angular	4500	<i>rpm</i>
Torque	0 - 3	<i>Nm</i>

Se determina la respuesta del MSIP (Figura 4.19) en función de la estrategia de control DTC a nivel simulación, en donde se emplea una señal de entrada de tipo rampa asignada al parámetro de velocidad angular (ω^*) de acuerdo a los valores presentados en la Tabla 4.6.

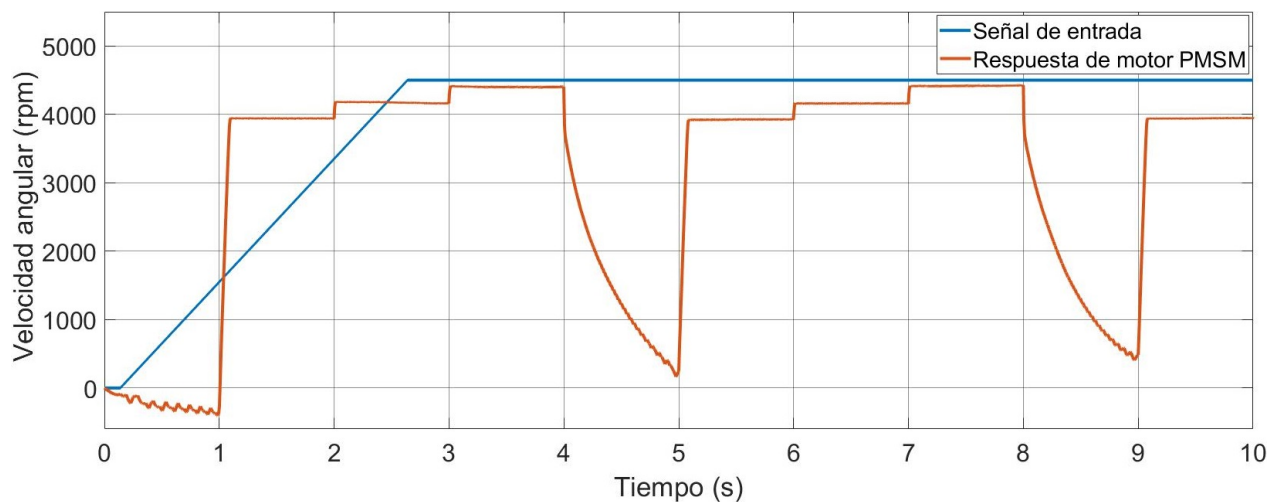


Figura 4.19. Respuesta del MSIP ante la estrategia de control DTC aplicando una señal de entrada de tipo rampa.

En la Figura 4.19 es posible observar que la respuesta del MSIP está en función de la señal de referencia de velocidad angular por determinados períodos, debido a que también influye el valor asignado al torque en la potencia máxima de salida. Asimismo, la respuesta del motor se define a través de una potencia de entrada, que se obtiene mediante el producto entre los valores asignados a los parámetros de torque y velocidad angular.

Por otra parte, en la Figura 4.20 se presenta la respuesta del motor síncrono de imanes permanentes en función de la estrategia de control DTC, en donde se emplea una señal de entrada de tipo escalón incremental asignada al torque (T^*) de acuerdo a los valores presentados en la Tabla 4.6.

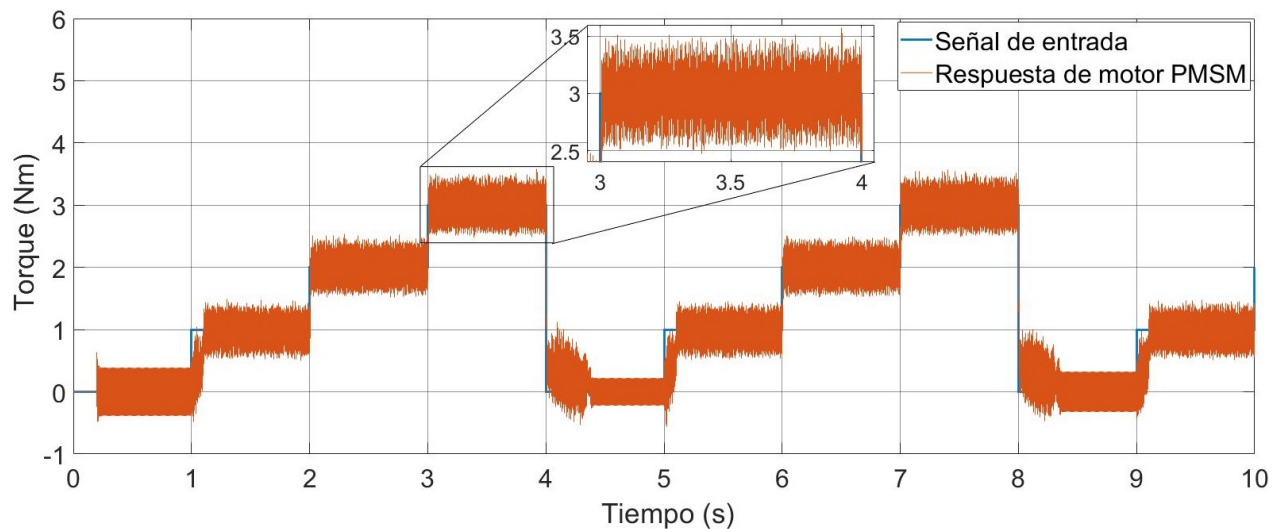


Figura 4.20. Respuesta del MSIP ante la estrategia de control DTC aplicando una señal de entrada de tipo escalón incremental para cada segundo.

Asimismo, en la Figura 4.20 es posible observar que el comportamiento del MSIP presenta un determinado nivel de rizado en la señal de salida (inherente a la estrategia de control DTC), que exhibe valores oscilatorios en un rango de $\pm 0.5 \text{ Nm}$.

4.3.3. Simulación de la estrategia de control DTC considerando valores dinámicos (ciclo de conducción real)

Se propone llevar a cabo la simulación de la estrategia de control directo de torque empleando un ciclo de conducción real de un vehículo eléctrico híbrido, con la finalidad de verificar la respuesta del MSIP. Debido a ello, se plantea realizar la incorporación del comportamiento de la estrategia de control DTC con el modelo cuasi-estático de un VEH, que enviará un conjunto de valores a los parámetros de torque y velocidad, Figura 4.21.

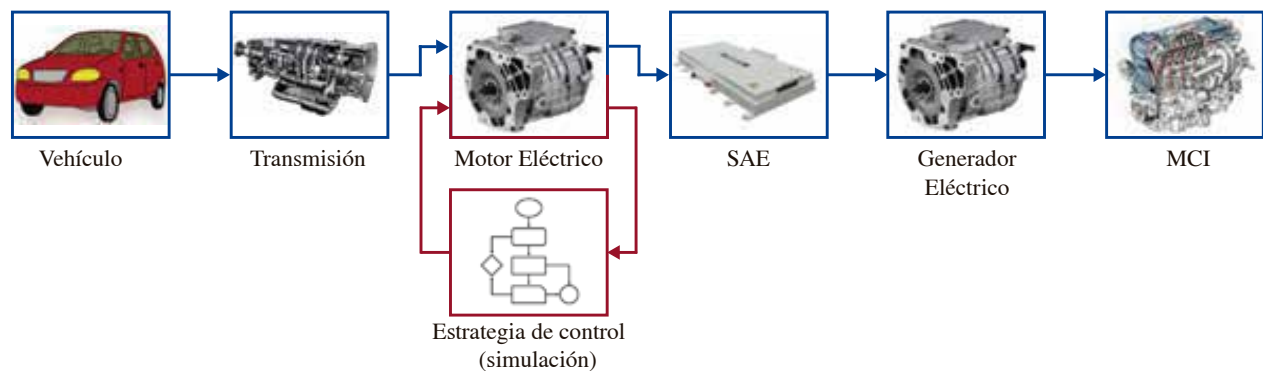


Figura 4.21. Incorporación de la estrategia de control DTC al modelo cuasi-estático de un vehículo eléctrico híbrido.

Para llevar a cabo un análisis de un vehículo eléctrico híbrido mediante el modelo cuasi-estático es necesario emplear un ciclo de conducción (regularmente un ciclo de conducción estándar), que establece una demanda de energía en el tren de potencia del vehículo en función de un trayecto ideal [66].

Por otra parte, para obtener el comportamiento del tren de potencia de un VEH ante condiciones reales de un trayecto determinado, es necesario emplear un ciclo de conducción real [67]. Debido a ello, se propone validar la estrategia de control DTC mediante un ciclo de conducción real (Figura 4.22), que se obtiene a partir de mediciones realizadas en un vehículo de recolección de basura (Iveco Stralis GNC 270 RVC), Tabla 4.7.

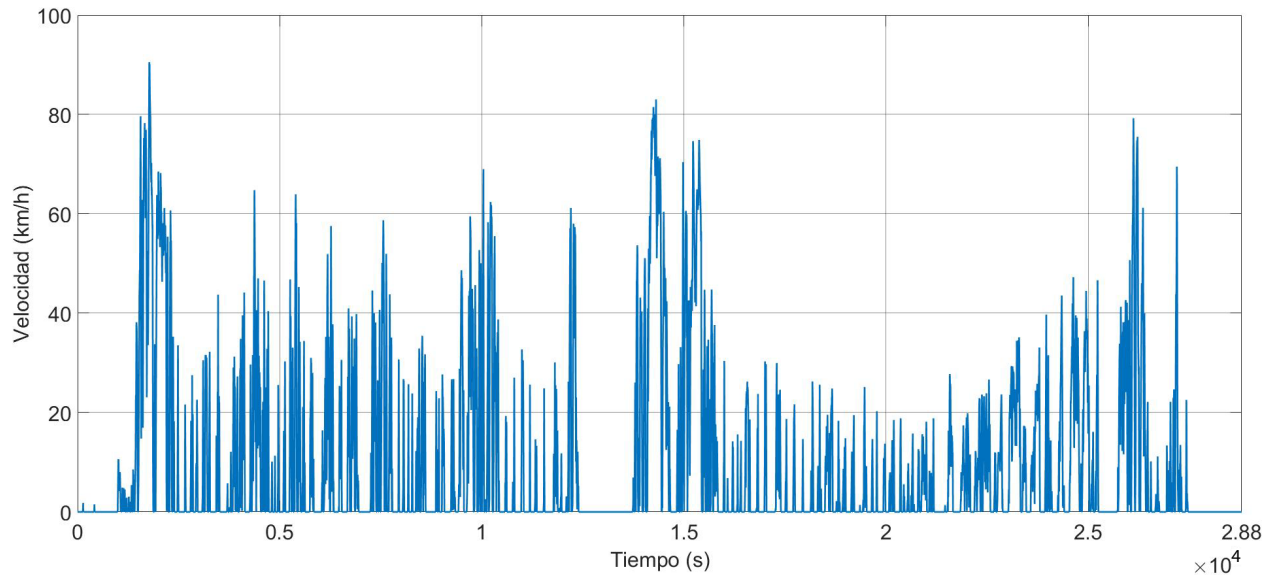


Figura 4.22. Ciclo de conducción real.

Tabla. 4.7. Parámetros de un vehículo eléctrico híbrido [68].

Parámetro	Magnitud	Unidades
Motor de combustión interna	200	kW
Engranajes	6	
Relación de engranajes	1(4.59), 2(2.25), 3(1.54), 4(1.0), 5(0.75), 6(0.65)	
Masa	15,000	kg
Área frontal	7.5	m^2
Coefficiente de arrastre	0.621	
Resistencia de rodamiento	0.009	
Neumático (Llanta)	315/80/R22.5 (0.5455m)	
Potencia SAEH	18.884	kWh
Tiempo de muestreo	0.1	s

El ciclo de conducción real interactúa con el modelo cuasi-estático cada 0.1 segundos, con la finalidad de generar un torque (Figura 4.23) y una velocidad angular (Figura 4.24) a partir de la dinámica longitudinal del vehículo y del comportamiento de la transmisión.

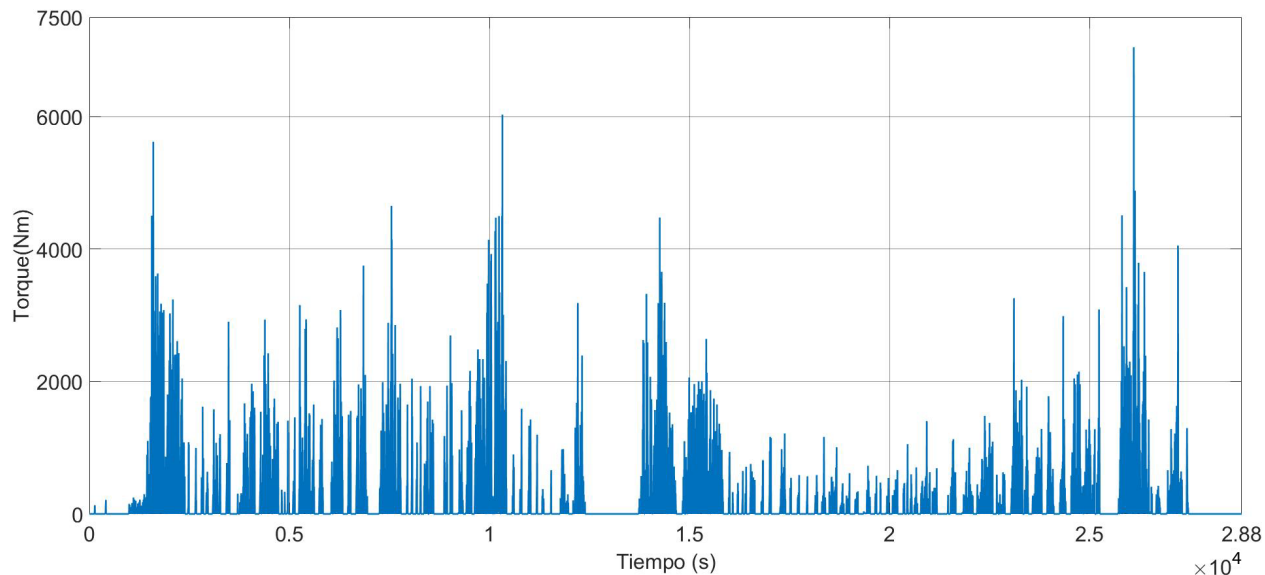


Figura 4.23. Valores para el parámetro torque obtenidos a partir del ciclo de conducción.

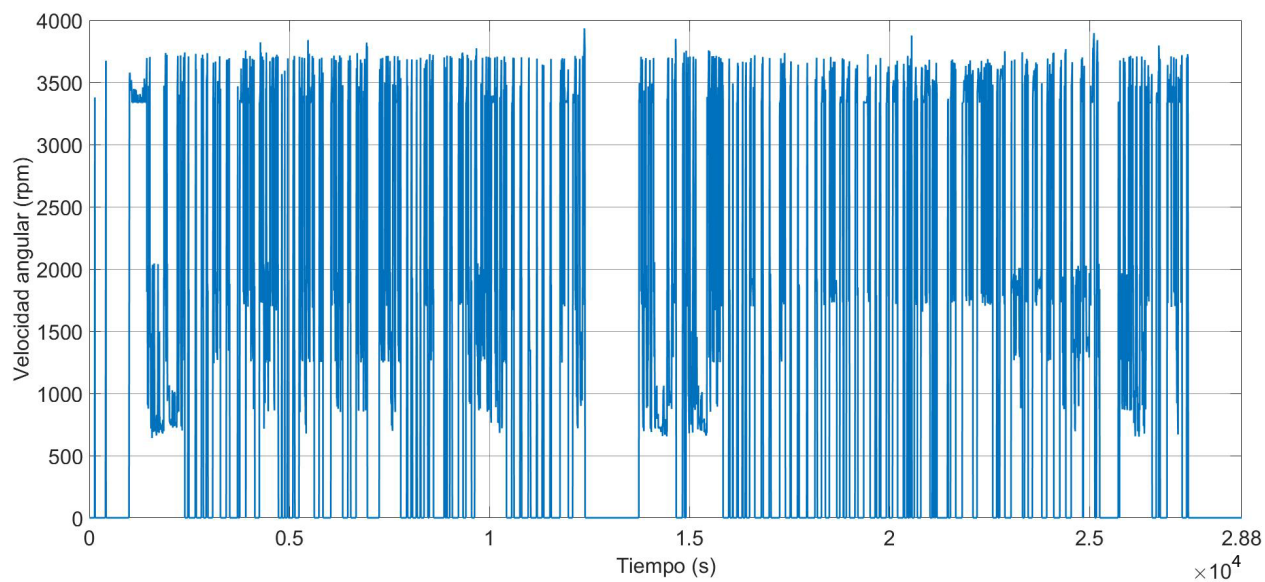


Figura 4.24. Valores para el parámetro velocidad angular obtenidos a partir del ciclo de conducción.

Posteriormente, se integra cada valor de referencia para torque y para velocidad angular a la estrategia de control directo de torque a partir del modelo cuasi-estático del vehículo eléctrico híbrido, con la finalidad de establecer el comportamiento del motor síncrono de imanes permanentes.

4.4. Análisis de resultados

Con la finalidad de obtener el tiempo total de procesamiento de la estrategia de control DTC basada en controladores de histéresis (Figura 4.6), es necesario llevar a cabo un análisis de tiempo de las operaciones realizadas por cada bloque que conforma la estrategia. Debido a ello, se propone realizar la simulación del bloque *controlador de velocidad* considerando 10 segundos, Tabla 4.8.

Tabla. 4.8. Tiempo de procesamiento computacional para bloque *controlador velocidad*.

Elemento	Tiempo (s)	Iteraciones (Número)	PC (%)
Ganancia proporcional	0.328125	100,001	0.002
Ganancia integral	0.421875	100,001	0.002
Integrador discreto	0.65625	200,002	0.003
Filtro pasa-bajas	1.171875	200,002	0.009
Suma (2 elementos)	0.718750	200,002	0.004
Función matemática	0.546875	100,001	0.003
Saturación (2 elementos)	0.28125	100,001	0.001
Valor absoluto (2 elementos)	0.421875	100,001	0.002
Producto	34.3125	100,001	0.102
Limitador de frecuencia	292.90625	10,724,954	0.685
Transición de frecuencia (5 elementos)	104.59375	30,000,006	0.204
Retención de orden cero (6 elementos)	530.484375	201,090,970	1.110
Condiciones iniciales	30.046875	100,001	0.096
Switch multi-puerto (3 elementos)	2.28125	200,002	0.018
Creador de buses	0.234375	100,001	0.001
Total	999.40625	243,415,946	2.242

Posteriormente, se realiza la simulación del bloque *control de histéresis*, que permite asignar valores escalares a los parámetros de *torque* (Figura 4.15 a) a partir de los elementos mostrados en Tabla 4.9.

Tabla. 4.9. Tiempo de procesamiento computacional para bloque *control de histéresis de torque*.

Elemento	Tiempo (s)	Iteraciones (Número)	PC (%)
Punto suma (dos señales)	15.9531	5,000,001	0.035
Rango (+) para control de histéresis	17.1093	5,000,001	0.037
Rango (-) para control de histéresis	15.4843	5,000,001	0.034
Compuerta NOR	24.2812	5,000,001	0.041
Convertidor de tipo de datos	19.0000	5,000,001	0.038
Ganancia	15.7968	5,000,001	0.035
Bloque suma (tres señales)	15.7031	5,000,001	0.034
Total	123.3281	35,000,007	0.254

Por otra parte, el bloque denominado *control de histéresis*, que permite asignar valores escalares a los parámetros de *flujo*, (Figura 4.15 b) hace uso de los elementos mostrados en Tabla 4.10.

Tabla. 4.10. Tiempo de procesamiento computacional para bloque *control de histéresis de flujo*.

Elemento	Tiempo (s)	Iteraciones (Número)	PC (%)
Punto suma (dos señales)	40.2968	13,408,110	0.1
Rango para control de histéresis	43.8281	13,408,110	0.1
Total	84.1250	26,816,220	0.2

También, el bloque *tabla de conmutación*, que genera vectores de salida a partir de los valores escalares obtenidos de los controles de histéresis (Figura 4.16), requiere el conjunto de elementos mostrados en Tabla 4.11.

Tabla. 4.11. Tiempo de procesamiento computacional para bloque *tabla de conmutación*.

Elemento	Tiempo (s)	Iteraciones (Número)	PC (%)
Look-up table (2 elementos)	43	13,214,250	0.1
Switch multi-puerto (2 elementos)	183.0937	26,428,500	0.4
Punto suma	35.7031	13,214,250	0.1
Switch (2 elementos)	414.7812	18,408,111	0.8
Retención de orden cero (2 elementos)	285.2343	105,508,098	0.5
Operador de relación	40.25	13,408,110	0.1
Convertidor de tipo de datos	40.4531	11,666,668	0.1
Flip-flop SR	134.0468	40,224,330	0.3
Total	1,176.5625	242,072,317	0.24

Adicionalmente, el bloque *observador*, que se encarga de generar valores para los parámetros de referencia de torque y de flujo a partir de los valores de una corriente trifásica, (Figura 4.17), emplea los elementos mostrados en Tabla 4.12.

Tabla. 4.12. Tiempo de procesamiento computacional para bloque *observador*.

Elemento	Tiempo (s)	Iteraciones (Número)	PC (%)
Punto suma (4 elementos)	248.4218	93,841,430	0.5
Ganancia (4 elementos)	260.0937	93,841,430	0.5
Integrador discreto (2 elementos)	127.2968	40,000,004	0.4
Producto (2 elementos)	256.3125	93,841,430	0.5
Retención de orden cero (3 elementos)	299.9375	107,174,764	0.5
Potencia (2 elementos)	64.8906	20,000,002	0.2
División	30.9531	10,000,001	0.1
Arcotangente	32.0937	10,000,001	0.1
Raíz cuadrada	33.4375	10,000,001	0.1
Total	1,353.4375	478,699,063	2.9

Posteriormente, se realiza la suma de los tiempos de procesamiento computacional (PC) generados por cada bloque, lo que genera un tiempo de procesamiento de 3,736.8593 segundos (62.28 minutos) para la estrategia de control directo de torque basada en controladores de histéresis, Tabla 4.13.

Tabla. 4.13. Tiempo de procesamiento computacional para estrategia de control DTC.

Bloque	Tiempo (s)	Iteraciones (Número)	PC (%)
Controlador de velocidad	999.4062	243,415,946	2.242
Control de histéresis (flujo)	84.1250	26,816,220	0.200
Control de histéresis (torque)	123.3281	35,000,007	0.254
Tabla de conmutación	1,176.5625	242,072,317	0.240
Observador	1,353.4375	478,699,063	2.900
Total	3,736.8593	1,267,303,553	5.836

Finalmente, se presenta el diagrama de la estrategia de control DTC basada en controladores de histéresis, en donde se presentan los tiempos de procesamiento empleados por cada bloque y el tiempo total de procesamiento de la estrategia de control, Figura 4.25.

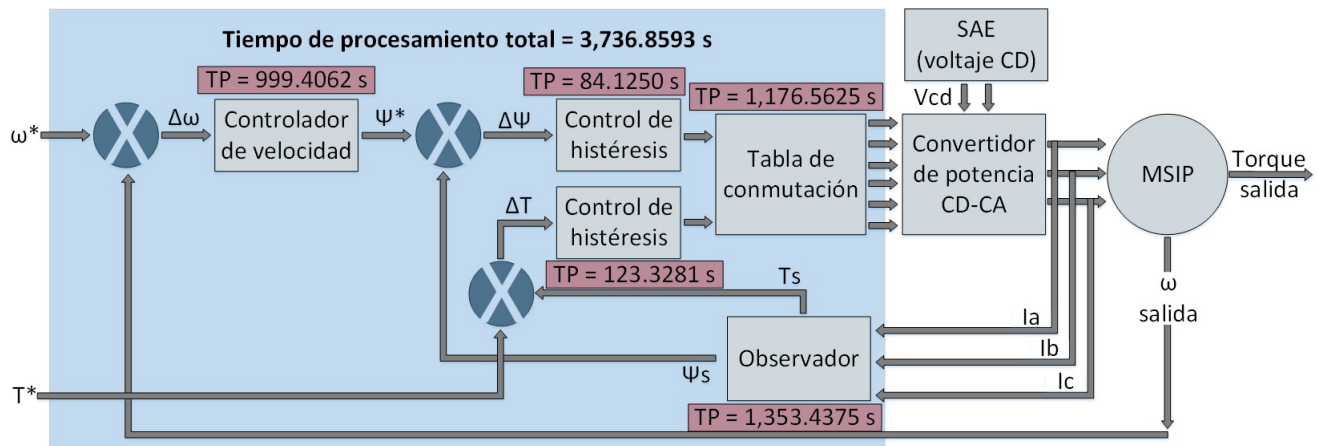


Figura 4.25. Diagrama de control directo de torque basado en controladores de histéresis.

Debido a ello, se propone llevar a cabo la implementación de la estrategia de control DTC basada en controladores de histéresis en un sistema embebido, con el objetivo de reducir los tiempos de procesamiento empleados en el software Simulink®.

4.5. Conclusiones

En el presente capítulo se logró definir la estrategia de control directo de torque a emplear, además, se presentó el modelo cuasi-estático de un vehículo eléctrico híbrido haciendo especial énfasis en las restricciones que se deben tomar cuando se considera un motor eléctrico.

Asimismo, se desarrolló mediante bloques en el software Simulink[®] el diseño de la estrategia de control DTC, que es capaz de modificar el comportamiento del motor síncrono de imanes permanentes en función de determinados parámetros de entrada.

Posteriormente, se llevó a cabo el acoplamiento del modelo cuasi-estático de un VEH con la estrategia de control directo de torque, lo que permitió recibir valores del ciclo de conducción real para asignarlos a los parámetros de entrada de la estrategia.

Asimismo, se realizó la validación del diseño de la estrategia de control mediante una simulación, en donde se contemplaron valores estáticos como entrada para los parámetros de la estrategia. No obstante, la simulación de la estrategia con el ciclo de conducción real no se llevó a cabo, debido a una estimación de tiempos en función del procesamiento a partir de valores fijos (62.28 minutos por 10 segundos de simulación).

Finalmente, se obtuvo un análisis de tiempos de procesamiento computacional por cada uno de los bloques que conforman la estrategia de control, que será empleado como parámetro de referencia para llevar a cabo la implementación de la estrategia de control DTC en un sistema embebido.

Capítulo 5

Implementación de una estrategia de control en un sistema embebido para un motor síncrono de imanes permanentes

En el presente capítulo se lleva a cabo la etapa de implementación de la estrategia de control directo de torque (DTC) para un motor síncrono de imanes permanentes (MSIP) en un sistema embebido. Posteriormente, se realiza la validación del diseño de la estrategia de control a través del modelo cuasi-estático de un vehículo eléctrico híbrido (VEH). Finalmente, se procede a realizar un análisis de resultados en cuanto a tiempo de procesamiento entre la simulación efectuada en una computadora y la implementación realizada en un sistema embebido.

Contenido:

- 5.1 Introducción
- 5.2 Selección del dispositivo programable para el sistema embebido
- 5.3 Diseño del sistema embebido
- 5.4 Representación de la estrategia de control mediante un lenguaje de programación
- 5.5 Implementación de la estrategia de control DTC
- 5.6 Validación de la estrategia de control DTC a través de la implementación
- 5.7 Conclusiones

5.1. Introducción

Un sistema embebido presenta un bajo consumo de potencia, un costo menor en comparación con una computadora y puede ser empleado en aplicaciones de tiempo real [69]. Además, es un sistema dedicado a la ejecución de una tarea especializada para propósitos específicos [70], lo que permite realizar el procesamiento computacional de un determinado código en un tiempo menor.

Por otra parte, la simulación de la estrategia de control DTC basada en controladores de histéresis presenta un elevado tiempo de procesamiento computacional, por ello, se propone realizar la implementación de la estrategia en un sistema embebido para intentar reducir el tiempo de procesamiento.

Asimismo, es necesario realizar el acoplamiento entre el modelo cuasi-estático del vehículo eléctrico híbrido simulado en una computadora (Tabla 5.1) y la estrategia de control directo de torque implementada en un sistema embebido (Figura 5.1), en consecuencia, se plantea establecer un protocolo de comunicación.

Tabla. 5.1. Características de computadora empleada.

Características	Parámetros
Fabricante	Asus
Modelo	DH71
Capacidad disco duro	845 GB
Sistema operativo	Windows 10 64-bit Edition
CPU	Intel Core i7
Generación	4a generación
Memoria caché	6 MB
Velocidad de reloj	2.5 GHz
Núcleos	8
Tipo de chipset	Móvil Intel HM87 Express
Velocidad turbo máxima de chipset	3.5 GHz
Velocidad de memoria RAM	1600 MHz
Tecnología de memoria RAM	DDR3L SDRAM
Memoria RAM	24 GB
Procesador de gráficos	NVIDIA GeForce GTX 980M

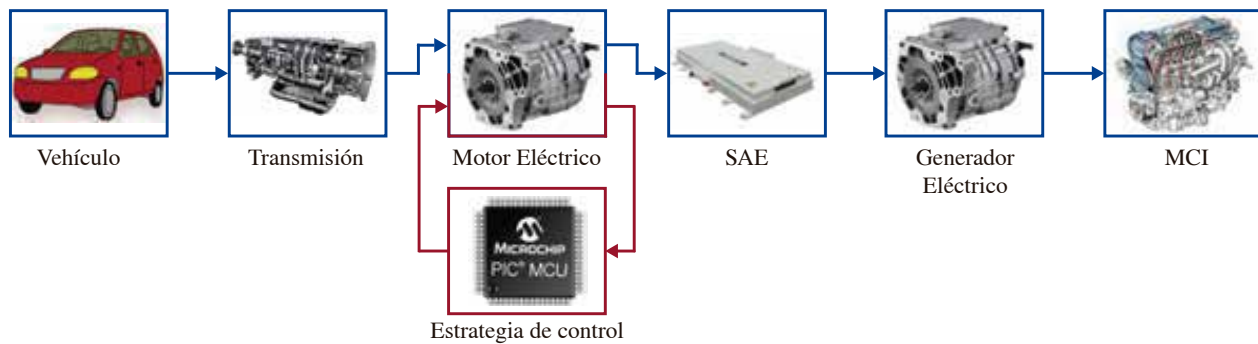


Figura 5.1. Acoplamiento entre modelo cuasi-estático de VEH y estrategia de control DTC.

Para realizar la validación del funcionamiento de la estrategia de control DTC, se requiere hacer uso del protocolo de comunicación entre el sistema embebido y la computadora. Posteriormente, es necesario llevar a cabo un análisis de resultados, que contemple el tiempo de procesamiento computacional de la simulación y de la implementación.

5.2. Selección del dispositivo programable para el sistema embebido

Para llevar a cabo la selección de un dispositivo programable para el sistema embebido se deben considerar aspectos como el rango de alimentación, el número de bits, la capacidad de la memoria de programa y la velocidad de transferencia de la información. Debido a ello, se realiza una comparación de algunas familias de dispositivos programables, que son empleadas para el desarrollo de sistemas embebidos, Tabla 5.2.

Tabla. 5.2. Características de dispositivos programables empleados por un sistema embebido.

Características	Alimentación (V)	Número de bits	Memoria de programa (Kb)	UART (Mbps)
PIC18F4550	2.0 - 5.0	8	32	2.5
PIC24FJ256GA406	2.0 - 3.6	16	64	2.5
PIC32MZ2048ECM144	2.3 - 3.6	32	2048	25

Sin embargo, es necesario considerar la ejecución de la estrategia de control DTC en el dispositivo programable del sistema embebido, por lo tanto, se propone contemplar el tipo de multiplicador, la precisión de los datos, la velocidad del procesador y el tamaño/número de temporizadores, Tabla 5.3.

Tabla. 5.3. Características de dispositivos programables considerando la implementación de una estrategia de control directo de torque.

Características	Multiplicador de un ciclo (bits)	Precisión (Decimales)	Velocidad (MHz)	Temporizador
PIC18F4550	8*8	6	48	1 de 8/16 bits y 3 de 16 bits
PIC24FJ256GA406	17*17	15	32	5 de 16 bits
PIC32MZ2048ECM144	32*32	15	200	9 de 16 bits o 4 de 32 bits

A partir de Tabla 5.2 y Tabla 5.3, se plantea hacer uso del dispositivo programable PIC32MZ2048ECM144 para el desarrollo del sistema embebido, debido a que opera con 32 bits, es capaz de realizar operaciones de $32 * 32$ bits, tiene una precisión de 15 decimales y presenta una velocidad de procesamiento de 200 MHz .

5.3. Diseño del sistema embebido

Con la finalidad de llevar a cabo la implementación de la estrategia de control directo de torque basada en controladores de histéresis, se propone realizar el desarrollo de una placa de circuito impreso (PCI) considerando el dispositivo programable PIC32MZ2048ECM144.

Debido a ello, se plantea hacer uso del circuito mínimo del dispositivo programable (Figura 5.2), en donde se contemplan los voltajes requeridos para llevar a cabo su alimentación. Además, en el circuito se consideran elementos eléctricos tipo RLC (resistencia, inductor y capacitor), que se encargan de realizar el funcionamiento de rechazo a ruido.

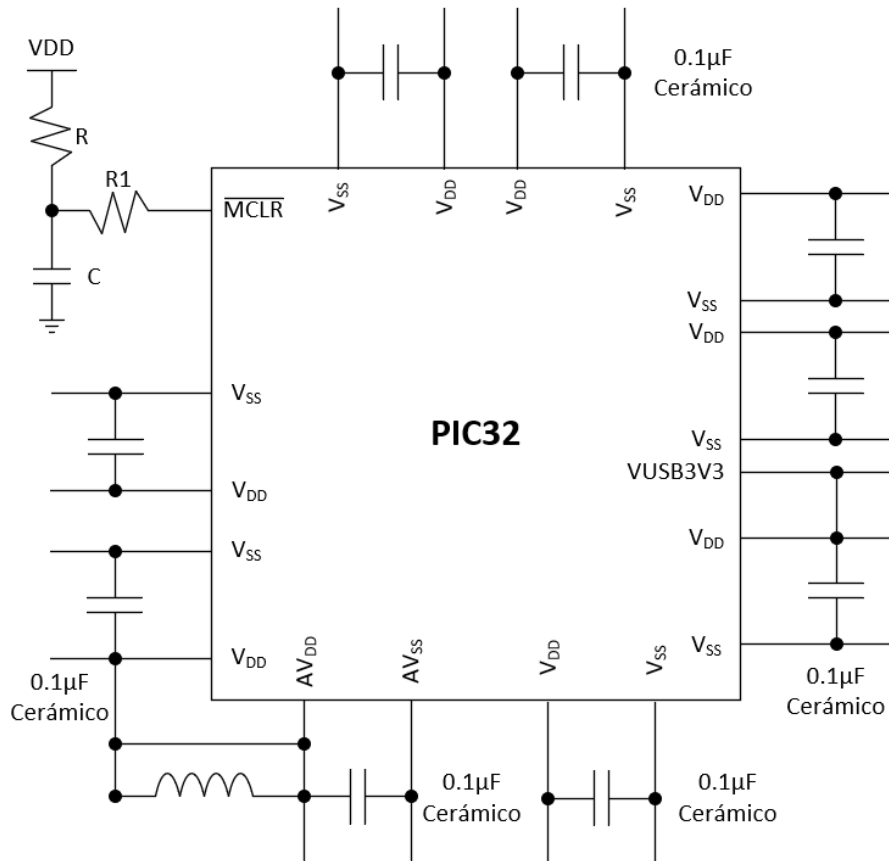


Figura 5.2. Circuito mínimo del dispositivo programable PIC32MZ2048ECM144.

Sin embargo, en el circuito mínimo del dispositivo no se contemplan pines de entrada/salida, en consecuencia, se realiza un diagrama esquemático en un software de diseño asistido por computadora, Figura 5.3. El diagrama esquemático dispone de un protocolo *ICSP* para realizar la programación del dispositivo, de pines de entrada/salida, de un sistema de reinicio y de un reloj para el procesador.

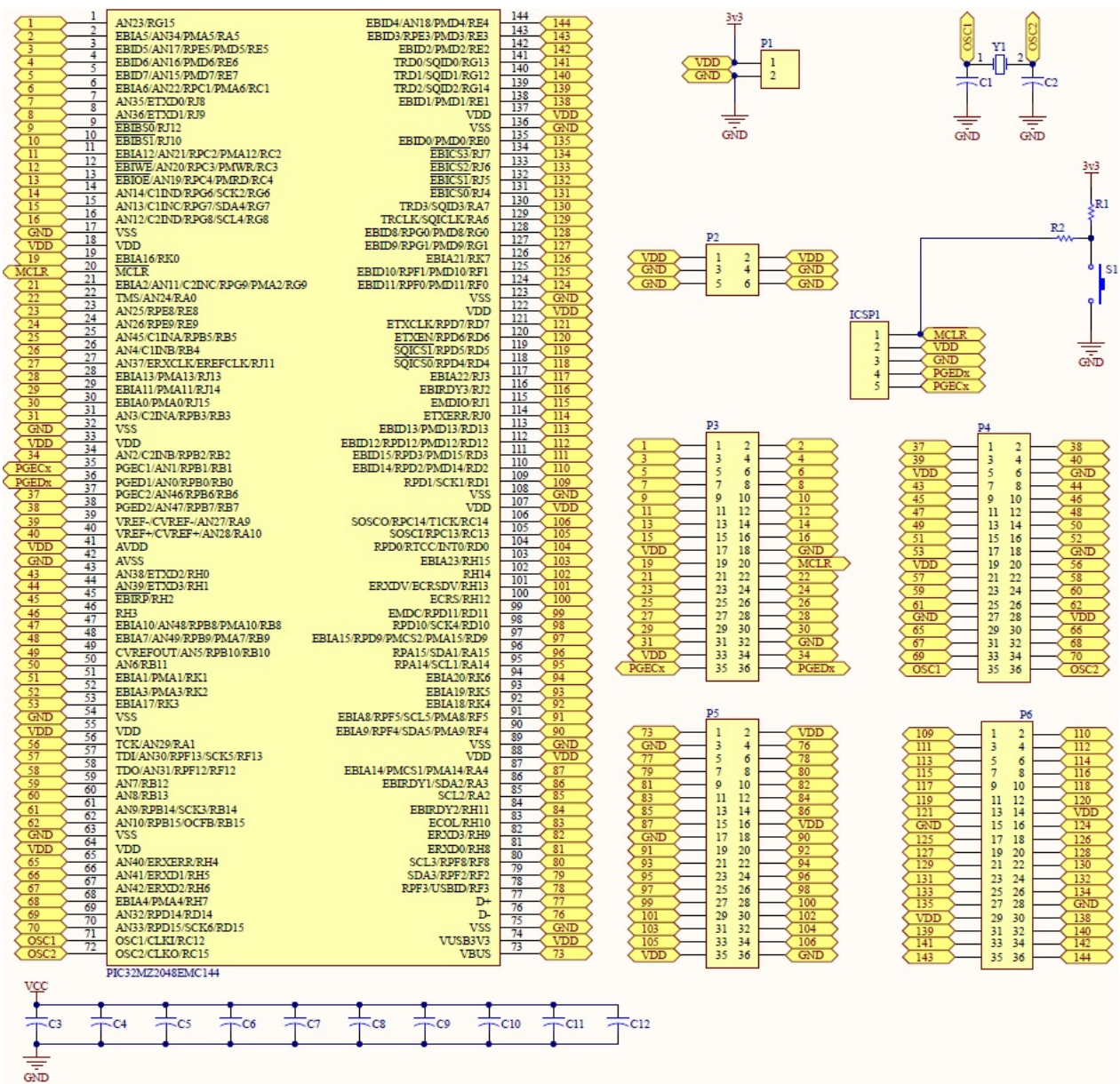


Figura 5.3. Diagrama esquemático del sistema embebido realizado en un software de diseño asistido por computadora.

Posteriormente, se realiza el diseño de la placa de circuito impreso y la ubicación de las pistas, que permiten llevar a cabo la conexión entre dispositivos electrónicos, interfaces de entrada/salida y el dispositivo programable en el sistema embebido, Figura 5.4.

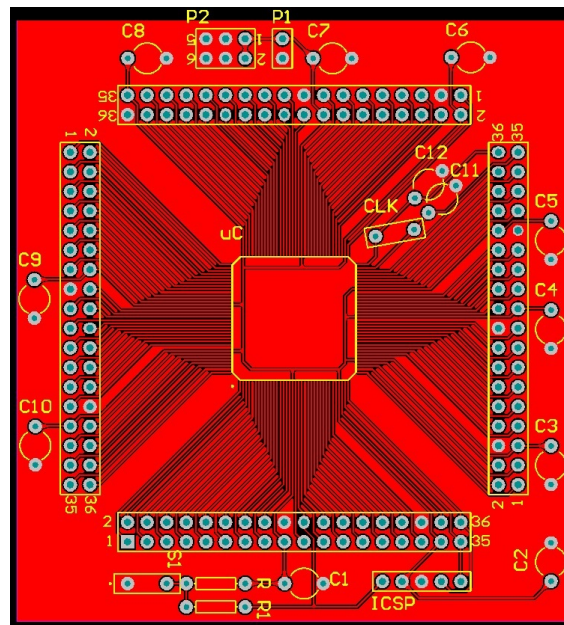


Figura 5.4. Diseño de placa de circuito impreso para el sistema embebido.

En Figura 5.5 es posible observar la placa de circuito impreso fabricada, considerando un determinado dispositivo programable, el protocolo *ICSP*, pines de entrada/salida, un reinicio del sistema, voltajes de alimentación y un circuito para el rechazo a ruido.

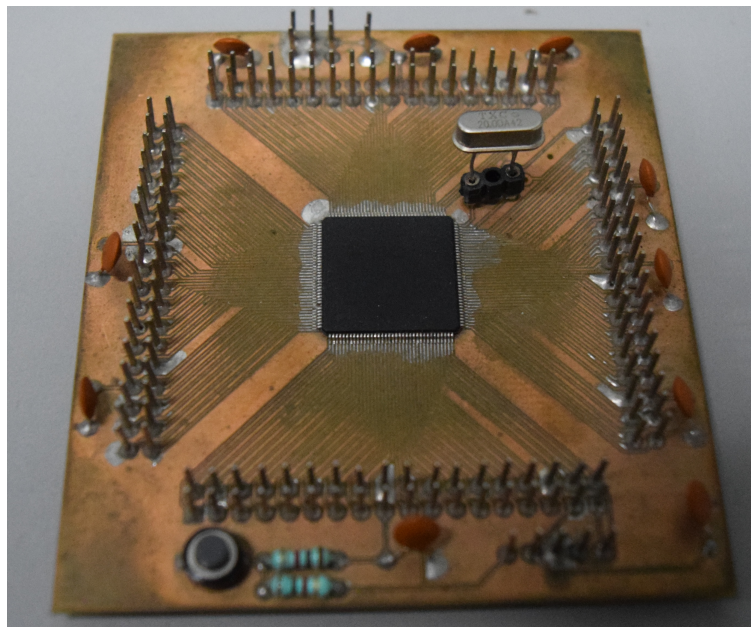


Figura 5.5. Placa de circuito impreso para el desarrollo del sistema embebido.

Después de realizar la fabricación del sistema embebido, es necesario llevar a cabo la programación de la estrategia de control directo de torque basada en controladores de histéresis, debido a ello, se procede con la etapa de codificación.

5.4. Representación de la estrategia de control mediante un lenguaje de programación

Para llevar a cabo la implementación de la estrategia de control directo de torque es necesario transformar el diseño realizado en el software Simulink[®] (Figura 4.14 - 4.17) a un lenguaje de programación, que pueda ser interpretado y posteriormente ejecutado por el dispositivo programable del sistema embebido.

Debido a ello, se requiere realizar la representación de cada uno de los elementos que conforman la estrategia de control DTC, por lo tanto, se plantea describir el funcionamiento del elemento *controlador de velocidad* (Figura 4.14) a través del Pseudocódigo 1.

```

Entrada: n, n*, magC
Salida: Torque*, Flux*, Ctrl
1 inicio
2   rate = 0; yDek = 0; yDel = 0; yDeN = 0; u = 0; k = 1;
3   R = 1800; F = -1800; S = 0; P = 0; Q = 0; R = 0; W = 0;
4   Torque*; Flux*; Ctrl;
5   u := n* · magC; rate := funcionRate(u);
6   si rate > 1800 entonces
7     | yDel = funcionYDel(R)
8   si no, si rate < -1800 entonces
9     | yDel = funcionYDel(F)
10  en otro caso
11    | yDel = funcionUDel()
12  fin
13  yDek = funcionYDek(x,a,T); u = yDek + yDel;
14  uEntrada = (u · 8); yDeN = funcionYDeN(uEntrada, k);
15  si yDen > 10 entonces
16    | yDeN = 10
17  si no, si yDeN < -10 entonces
18    | yDeN = -10
19  fin
20  uEntrada = (u · 0.7); S = yDeN + uEntrada;
21  si S > 10 entonces
22    | P = 10
23  si no, si S < -10 entonces
24    | P = 0.10
25  en otro caso
26    | P = S
27  fin
28  Torque* = P; Q = n; R = ABS(Q);
29  si R < 1800 entonces
30    | W = 1800
31  si no, si yDeN < -10 entonces
32    | W = R
33  fin
34  Flux* = (1800 · 0.3)/W; Ctrl = muxFuncion (Torque*, Flux*, u , yDel);
35 fin

```

Pseudocódigo 1: Descripción del funcionamiento del *controlador de velocidad*.

Con el objetivo de llevar a cabo la programación del *control de histéresis* para torque y flujo (Figura 4.15a y Figura 4.15b), se procede a desarrollar un algoritmo (Pseudocódigo 2) para el sistema embebido.

```

Entrada: Torquereferencia, Torqueretroalimentacion, Flujoreferencia,
           Flujoretroalimentacion
Salida: Gates
1 inicio
2   si
3     |  $A > \frac{T_{bw}}{2} \rightarrow P = 1$ 
4     |  $A < -\frac{T_{bw}}{2} \rightarrow P = 0$ 
5   fin
6   si
7     |  $A > 0 \rightarrow q = 0$ 
8     |  $A < -\frac{T_{bw}}{2} \rightarrow q = 3$ 
9   fin
10  si
11   |  $P = 0$  y  $q = 0 \rightarrow r = 1$ 
12   |  $P = 0$  y  $q = 1 \rightarrow r = 0$ 
13   |  $P = 1$  y  $q = 0 \rightarrow r = 0$ 
14   |  $P = 1$  y  $q = 0 \rightarrow r = 0$ 
15  fin
16  Ganancia = 2
17  u = r · Ganancia
18  devolver Torque = p+q+u
19  si
20   |  $B > \frac{F_{bw}}{2} \rightarrow X = 1$ 
21   |  $A < -\frac{F_{bw}}{2} \rightarrow X = 2$ 
22  fin
23  devolver Flujo = X
24  devolver Flujoestator = Flujoretroalimentacion
25 fin

```

Pseudocódigo 2: Descripción del funcionamiento del *control de histéresis*.

Además, se propone llevar a cabo la representación de los bloques empleados para realizar el funcionamiento del elemento *tabla de conmutación* (Figura 4.16) a través del Pseudocódigo 3, que posteriormente es programado en el sistema embebido.

```

Entrada: Generador de pulsos, HPhi, HTe, Sector, Flujoestator
Salida: Gates
1 inicio
2   si
3     HTe = 1 Y Sector = 1 → A = 2, B= 3
4     HTe = 1 Y Sector = 2 → A = 3, B= 4
5     HTe = 1 Y Sector = 3 → A = 4, B= 5
6     HTe = 1 Y Sector = 4 → A = 5, B= 6
7     HTe = 1 Y Sector = 5 → A = 6, B= 1
8     HTe = 1 Y Sector = 6 → A = 1, B= 2
9     HTe = 2 Y Sector = 1 → A = 0, B= 7
10    HTe = 2 Y Sector = 2 → A = 7, B= 0
11    HTe = 2 Y Sector = 3 → A = 0, B= 7
12    HTe = 2 Y Sector = 4 → A = 7, B= 0
13    HTe = 2 Y Sector = 5 → A = 0, B= 7
14    HTe = 2 Y Sector = 6 → A = 7, B= 0
15    HTe = 3 Y Sector = 1 → A = 6, B= 5
16    HTe = 3 Y Sector = 2 → A = 1, B= 6
17    HTe = 3 Y Sector = 3 → A = 2, B= 1
18    HTe = 3 Y Sector = 4 → A = 3, B= 2
19    HTe = 3 Y Sector = 5 → A = 4, B= 3
20    HTe = 3 Y Sector = 6 → A = 5, B= 4
21  fin
22  si
23    HPhi = 1 → Salida = A; HPhi = 2 → Salida = B;
24  fin
25  Error = Salida - 1
26  si
27    Error = 1 → ST2 = V1; Error = 2 → ST2 = V2;
28    Error = 3 → ST2 = V3; Error = 4 → ST2 = V4;
29    Error = 5 → ST2 = V5; Error = 6 → ST2 = V6;
30    Error = 7 → ST2 = V7; Error = 8 → ST2 = V8;
31  fin
32  T = 0.5 · retenedorOrdenCero()
33  si
34    Flujoestator ≥ T → S = 1; Flujoestator < T → S = 0;
35  fin
36  si
37    S = 1 → Qn = 1; S = 0 → Qn = Qn-1;
38  fin
39  V9 = generadorPulsos() · retenedorOrdenCero()
40  si
41    V9 > 0.5 → Mvector = V10; V9 < 0.5 → Mvector = V11;
42  fin
43  si
44    Q = 1 → Gates = ST2; Q = 0 → Gates = Mvector;
45  fin
46 fin

```

Pseudocódigo 3: Descripción del funcionamiento de la *tabla de conmutación*.

Con la finalidad de realizar la programación del funcionamiento del elemento *observador* (Figura 4.17) en el sistema embebido, se requiere representar cada uno de los bloques que conforman al elemento mediante el Pseudocódigo 4.

Entrada: voltaje _q , voltaje _d , corriente _q , corriente _d	
Salida: Torque, Flujo, Angulo	
1	inicio
2	$n_1 = 0$
3	$n_2 = 0$
4	$\pi = 0$
5	Torque = 0
6	Flujo = 0
7	Angulo = 0
8	$n_1 = \text{voltaje}_q - (\text{corriente}_q \cdot 0.435)$
9	$n_2 = \text{voltaje}_d - (\text{corriente}_d \cdot 0.435)$
10	Torque = ((funcionYdeN · corriente _q) - (funcionYdeN() · corriente _d) · 3)
11	Flujo = ((funcionYdeN() ²) + (funcionYdeN() ²)) ^{0.5}
12	Angulo = atan(funcionYdeN()/funcionYdeN()) * (180/π)
13	fin

Pseudocódigo 4: Descripción del funcionamiento del *observador*.

Después de realizar la descripción del funcionamiento de cada uno de los elementos que conforman a la estrategia de control directo de torque mediante pseudocódigo, se procede con la etapa de programación en el sistema embebido seleccionado.

5.5. Implementación de la estrategia de control DTC

Con el objetivo de realizar una reducción en el tiempo de procesamiento de la estrategia de control directo de torque basada en controladores de histéresis, se plantea llevar a cabo la etapa de implementación de la estrategia en un determinado sistema embebido.

Debido a ello, es necesario realizar la programación del funcionamiento de cada uno de los bloques de la estrategia de control DTC, además, se requiere establecer un método que permita realizar el intercambio de información entre los bloques.

Sin embargo, se requiere verificar que la descripción del funcionamiento de los bloques mediante un lenguaje de programación genere un resultado similar a la simulación, en consecuencia, se propone analizar precisión de la respuesta proporcionada por un determinado bloque de la estrategia de control.

Por otra parte, es necesario examinar el tiempo de procesamiento computacional empleado para llevar a cabo la ejecución de un código específico, debido a ello, se plantea analizar la respuesta de un determinado bloque de la estrategia de control DTC en diferentes dispositivos.

5.5.1. Análisis de la precisión en la respuesta de la estrategia de control DTC

Con el objetivo de analizar la precisión de la respuesta generada por un determinado bloque de la estrategia de control directo de torque basada en controladores de histéresis, se propone realizar una comparación entre los resultados obtenidos en una simulación y en una implementación.

No obstante, se requiere seleccionar un bloque de la estrategia de control DTC que incorpore una cantidad reducida de elementos, con la finalidad de comprobar los resultados de forma manual. Asimismo, el bloque seleccionado debe considerar valores mínimos y máximos (aproximadamente de 1×10^{-10} a 1×10^4) para verificar las limitaciones de la precisión del dispositivo.

En consecuencia, se propone emplear el algoritmo del bloque *control de histéresis de torque* (Pseudocódigo 2), con el objetivo de ejecutarlo en una computadora y en diferentes dispositivos, Tabla 5.4.

Tabla. 5.4. Comparación de la respuesta generada por el procesamiento del *control de histéresis* entre diferentes sistemas.

Método	Sistema	Número de decimales
Simulación	Computadora	32
Implementación	PIC18F4550	6
Implementación	PIC24FJ256GA406	15
Implementación	PIC32MZ2048ECM144	15

Los resultados expuestos en Tabla 5.4 muestran que la precisión de una computadora es superior, sin embargo, los dispositivos PIC24FJ256 y PIC32MZ2048 cubren los requisitos (manejo de valores mínimos y máximos) de la estrategia de control directo de torque.

5.5.2. Análisis del tiempo de procesamiento en la respuesta de la estrategia de control DTC

Con la finalidad de verificar el tiempo de procesamiento de un bloque de la estrategia de control directo de torque basado en controladores de histéresis, se plantea llevar a cabo una medición de tiempos y comparar los resultados obtenidos entre una simulación y la implementación realizada en diferentes dispositivos.

Debido a ello, se propone emplear el bloque *control de histéresis de torque* (Pseudocódigo 2), que ha sido implementado para el análisis de la precisión en diferentes sistemas. La comparación del tiempo de procesamiento computacional empleado para ejecutar el código del *control de histéresis de torque* se lleva a cabo en una computadora (Tabla 4.9) y en diferentes dispositivos programables, Tabla 5.5.

Tabla. 5.5. Comparación del tiempo de procesamiento computacional para el *control de histéresis* entre diferentes sistemas.

Método	Sistema	Tiempo de procesamiento (s)
Simulación	Computadora	123.328
Implementación	PIC18F4550	501.8*
Implementación	PIC24FJ256GA406	751.4*
Implementación	PIC32MZ2048ECM144	96.7*

* No se considera el tiempo de comunicación.

A partir de Tabla 5.5 es posible observar que el dispositivo PIC32MZ2048ECM144 presenta una mayor velocidad de procesamiento, lo que permite realizar la ejecución del código en un menor tiempo. Por otra parte, el dispositivo tiene como finalidad llevar a cabo una tarea específica, por ello, es capaz de realizar el procesamiento del código en un período de tiempo inferior que una computadora.

5.6. Validación de la estrategia de control DTC a través de la implementación

Para llevar a cabo la validación de la implementación de la estrategia de control directo de torque basada en controladores de histéresis en un sistema embebido, se propone emplear determinados valores estáticos y hacer uso de un conjunto de valores dinámicos.

Los valores estáticos son constantes asignadas a la entrada de la estrategia de control, en cambio, el conjunto de valores dinámicos es proporcionado por el ciclo de conducción real del vehículo eléctrico híbrido como entrada para la estrategia de control durante su ejecución.

Por otra parte, es necesario establecer un flujo de datos entre el sistema embebido y la computadora, con el objetivo de modificar el comportamiento del motor síncrono de imanes permanentes en función de los datos procesados por la estrategia de control DTC.

5.6.1. Protocolo de comunicación

Se propone establecer un protocolo de comunicación entre una computadora y el sistema embebido, con la finalidad de llevar a cabo el intercambio de información entre el modelo cuasi-estático del vehículo eléctrico híbrido y la estrategia de control directo de torque.

Debido a ello, se plantea hacer uso del protocolo de comunicación UART (Transmisor-Receptor Asíncrono Universal) integrado en el dispositivo programable del sistema embebido (Figura 5.6), ya que permite realizar una transferencia de datos a una velocidad de 25 *Mbps*.

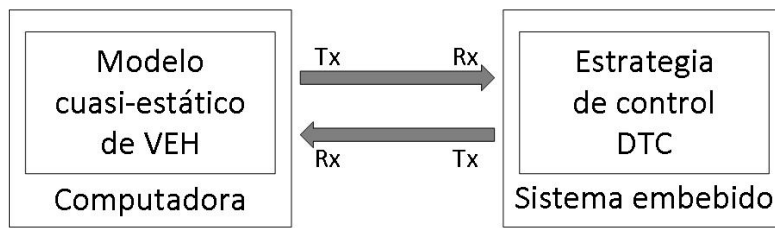


Figura 5.6. Protocolo de comunicación UART entre computadora y sistema embebido.

El protocolo de comunicación UART se encarga de convertir datos en formato paralelo a formato serie, con la finalidad de realizar una transmisión a través de un sólo buffer. Además, para eliminar la posibilidad de una colisión de datos, se propone que el protocolo disponga de etapas independientes para la recepción y para la transmisión, Figura 5.7.

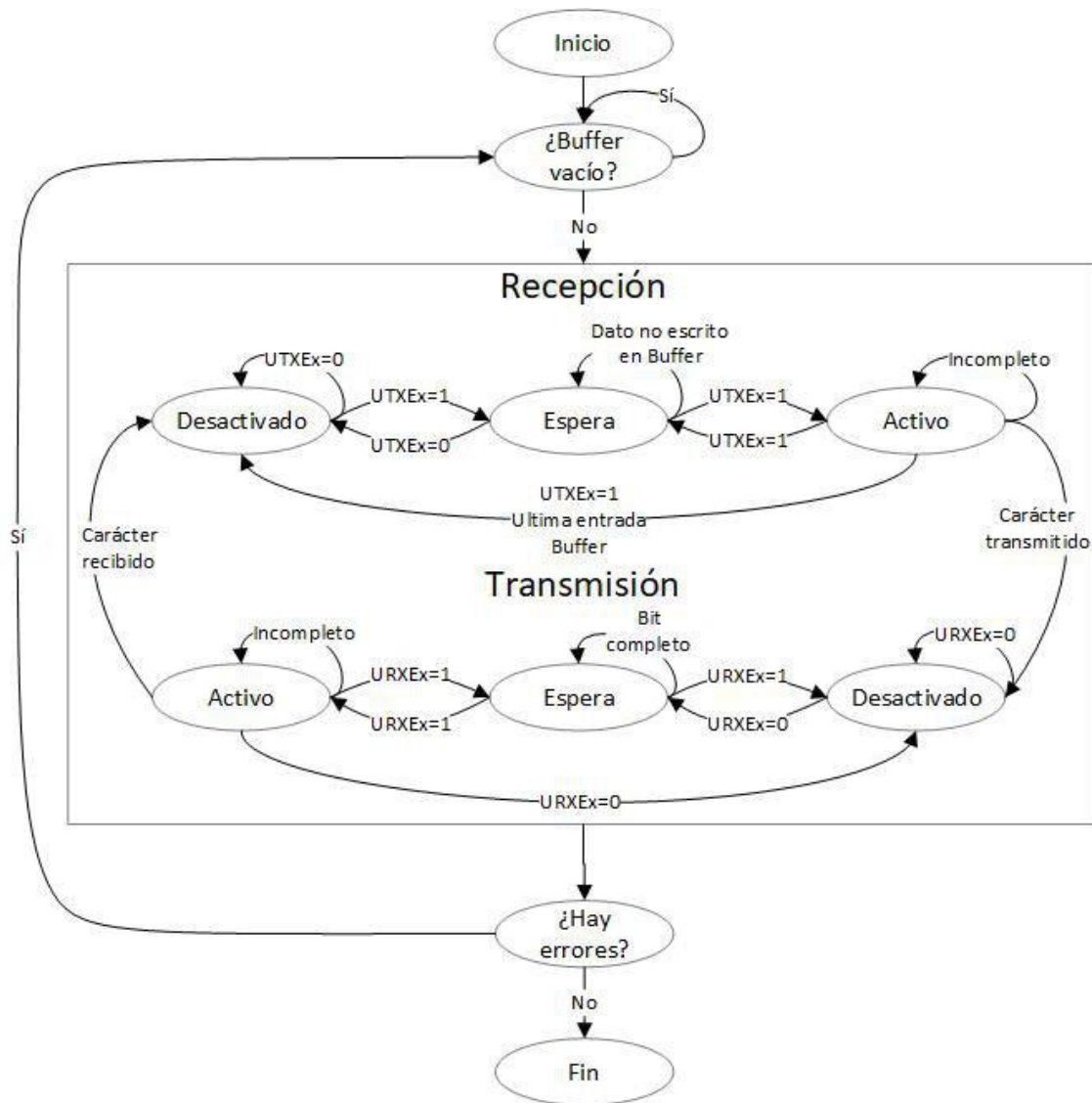


Figura 5.7. Protocolo de comunicación UART.

Después de establecer un diagrama para la recepción/transmisión de datos del protocolo de comunicación UART entre el sistema embebido y la computadora, es necesario proceder con una etapa que permita verificar si existe una pérdida de información.

5.6.2. Verificación por redundancia cíclica

Con la finalidad de llevar a cabo la detección de errores durante la transmisión y recepción de datos entre el sistema embebido y las simulaciones realizadas en una computadora, se propone emplear una etapa de verificación por redundancia cíclica (VRC).

La etapa de verificación VRC consiste en realizar una división de polinomios, que genera un valor de verificación adjunto (residuo de la operación). Además, es posible emplear la función *OR exclusiva* para llevar a cabo la división (Figura 5.8), ya que el código opera con el sistema de numeración binario.

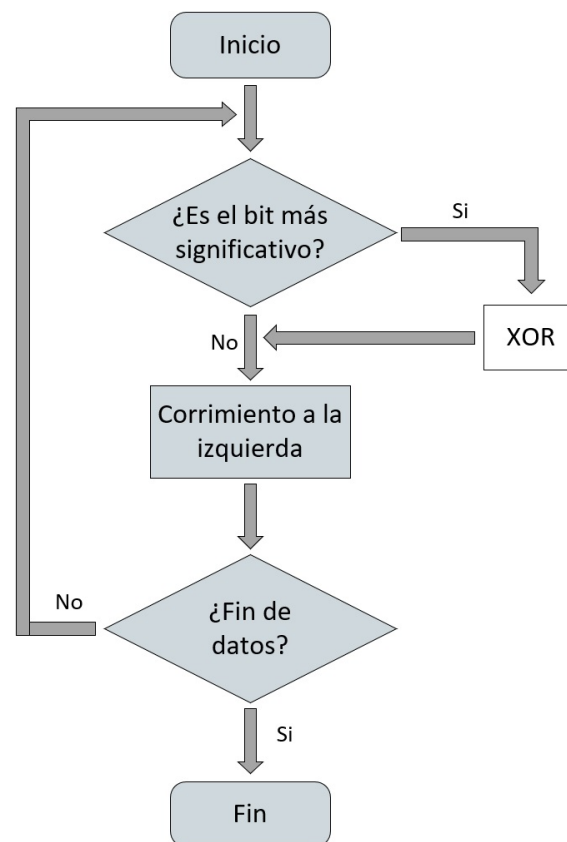


Figura 5.8. Diagrama del funcionamiento de la verificación por redundancia cíclica.

El algoritmo de verificación por redundancia cíclica es aplicado a los datos antes de ser transmitidos y después de ser recibidos, con el propósito de generar dos valores de verificación adjuntos. Posteriormente, los valores de verificación son comparados para comprobar si existe una pérdida de datos (valores diferentes) o una transmisión completa (valores iguales).

Es necesario establecer una VRC para los datos generados en Simulink® y para los datos recibidos en el sistema embebido, con la finalidad de verificar si existen errores de transmisión antes de ejecutar la estrategia de control DTC. Después, se requiere realizar otra verificación a los datos procesados por el sistema embebido y a los datos recibidos en el software, con el objetivo de comprobar si la información fue transmitida correctamente para proceder con la simulación.

En consecuencia, se plantea llevar a cabo la implementación del algoritmo VRC en el sistema embebido, debido a ello, se establece un diagrama de flujo que considera la inicialización de variables, la carga de la trama de datos, la división de polinomios, la revisión de registros y el proceso para finalizar el VRC, Figura 5.9.

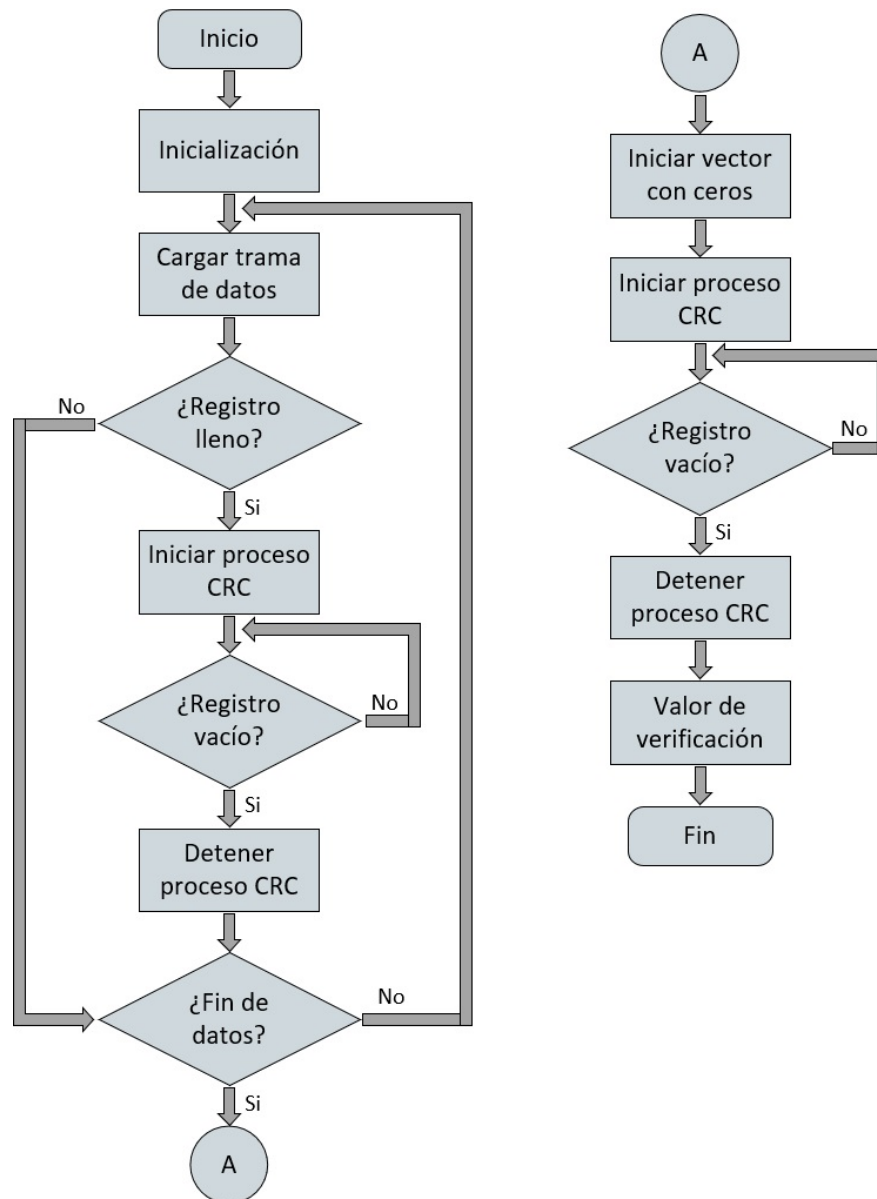


Figura 5.9. Diagrama de flujo para la implementación del algoritmo VRC.

Después de establecer el diagrama del algoritmo VRC para verificar la integridad de los datos a través de una comparación de los valores de verificación adjuntos, es posible proceder con la simulación del funcionamiento de la estrategia de control DTC basada en controladores de histéresis.

5.6.3. Funcionamiento de la estrategia de control DTC considerando valores estáticos

Para verificar el funcionamiento de la estrategia de control directo de torque en un sistema embebido, se propone emplear los valores estáticos mostrados en Tabla 4.6. Asimismo, es necesario realizar una comparación entre los resultados mostrados en Figura 4.20 y los resultados generados por el sistema embebido, sin embargo, se requiere emplear un solucionador diferente en el software Simulink[®] para llevar a cabo la simulación.

Los resultados de la simulación con valores estáticos fueron generados a partir de un solucionador de tipo continuo, además, se obtuvo un rizado en el torque de salida de ± 0.5 Nm (valores mínimos y máximos reportados en la literatura consultada). Por otra parte, el sistema embebido opera de manera discreta debido a su naturaleza, en consecuencia, se propone hacer uso de un solucionador de tipo discreto en Simulink[®].

Además, para reducir el rizo en el torque de salida (Figura 5.10) se propone modificar el tiempo de muestreo y los parámetros de la red snubber del convertidor de potencia CD-CA (corriente directa - corriente alterna), que permite modificar el comportamiento del motor síncrono de imanes permanentes.

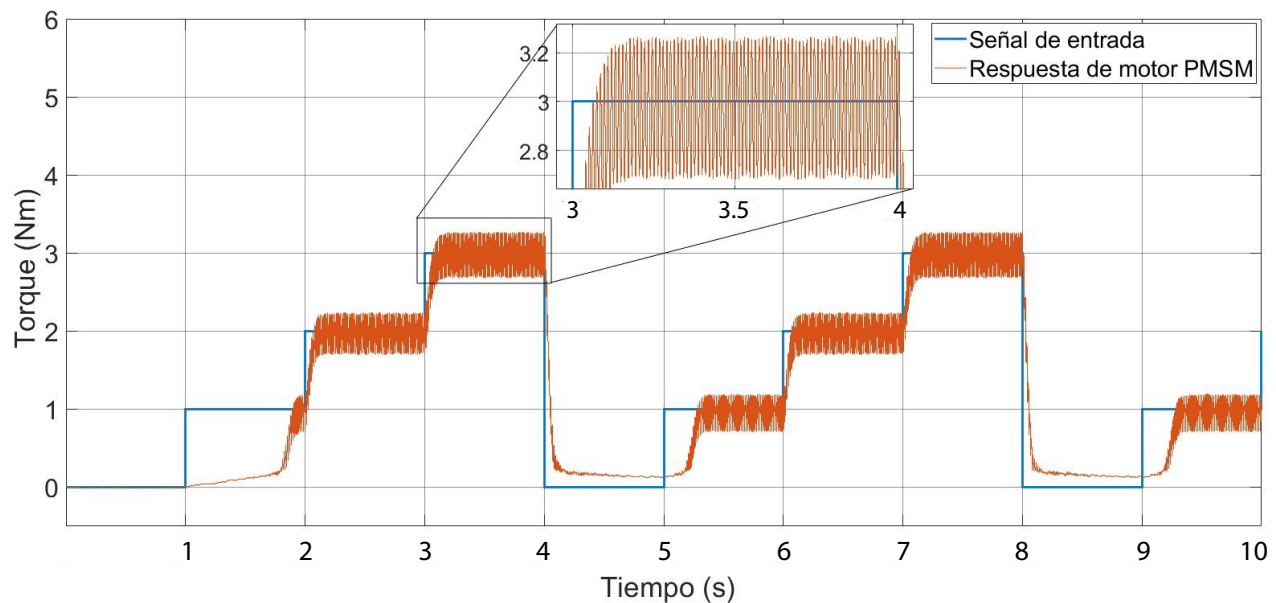


Figura 5.10. Respuesta del MSIP (con solucionador de tipo discreto) ante la estrategia de control DTC diseñada aplicando una señal de torque de tipo escalón.

En Figura 5.10 se presenta una disminución en el rizo del torque de salida del MSIP de ± 0.5 Nm (Figura 4.20) a ± 0.3 Nm, lo que representa una reducción del 40 % en comparación con los resultados generados a partir de un solucionador de tipo continuo.

Por otra parte, en Figura 5.11 se presentan los resultados de la ejecución de la estrategia de control directo de toque en el sistema embebido, que muestran un error relativo menor al 10 % en comparación con los datos obtenidos a partir de la simulación efectuada en el software Simulink® (Figura 5.10).

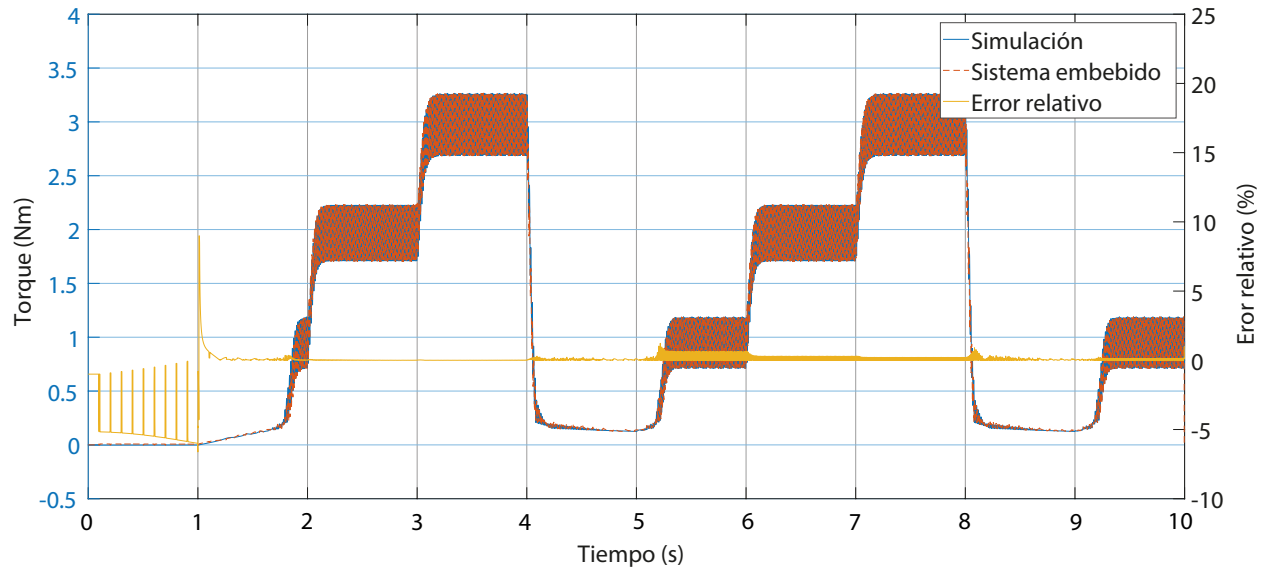


Figura 5.11. Respuesta del MSIP ante la estrategia de control DTC aplicando una señal de torque de tipo escalón.

A partir de los resultados mostrados en Figura 5.11, es posible determinar que el desempeño de la estrategia de control es satisfactorio, ya que se presenta una reducción en el nivel de rizado del torque de salida del MSIP y un menor tiempo de procesamiento computacional. Debido a ello, se plantea verificar el funcionamiento de la estrategia de control DTC ante un conjunto de valores dinámicos, a través de la *velocidad* y el *torque* de un vehículo eléctrico híbrido proporcionados por un ciclo de conducción real.

5.6.4. Funcionamiento de la estrategia de control DTC considerando valores dinámicos (ciclo de conducción real)

Con la finalidad de comprobar el funcionamiento de la estrategia de control directo de torque ante una elevada cantidad de datos, se propone hacer uso del ciclo de conducción real de un vehículo de recolección de basura Iveco Stralis GNC 270 RCV. El ciclo de conducción del vehículo proporciona un conjunto de valores cada 0.1 segundos (Figura 4.22), tiempo que fue empleado para llevar a cabo el muestreo de los datos.

En consecuencia, es necesario hacer uso del modelo cuasi-estático del vehículo eléctrico híbrido, que permite realizar el acoplamiento entre el ciclo de conducción real y la estrategia de control DTC implementada en el sistema embebido.

Sin embargo, no es posible utilizar el ciclo de conducción como entrada directa para la estrategia de control directo de torque, debido a ello, en el modelo cuasi-estático se obtienen los valores de torque (Figura 4.23) y de velocidad angular (Figura 4.24) a partir de una *transmisión*, Figura 5.12.

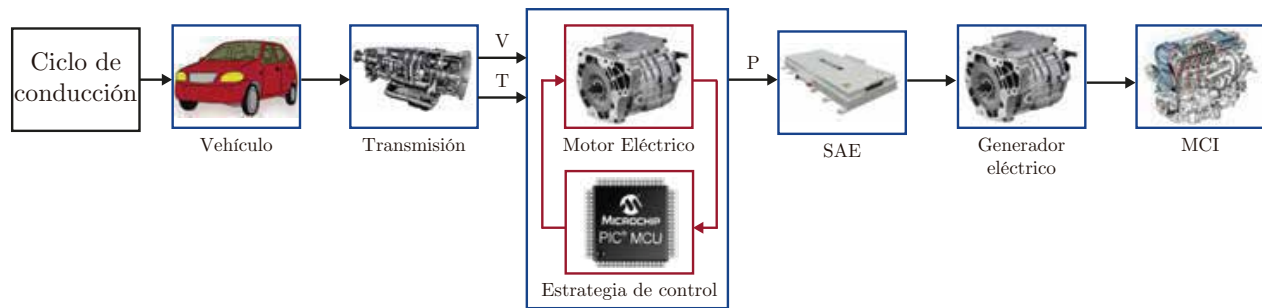


Figura 5.12. Ciclo de conducción real conectado al modelo cuasi-estático de un VEH considerando la implementación de la estrategia de control DTC.

En el modelo cuasi-estático (Figura 4.2) el *motor eléctrico* recibe un torque y una velocidad angular para generar una potencia de salida, que es un porcentaje fijo del producto de las entradas. Por otra parte, cuando se aplica la estrategia de control DTC para manipular el comportamiento del MSIP dentro del modelo cuasi-estático, es posible obtener una potencia de salida que se aproxima al producto de las señales de entrada, Figura 5.13.

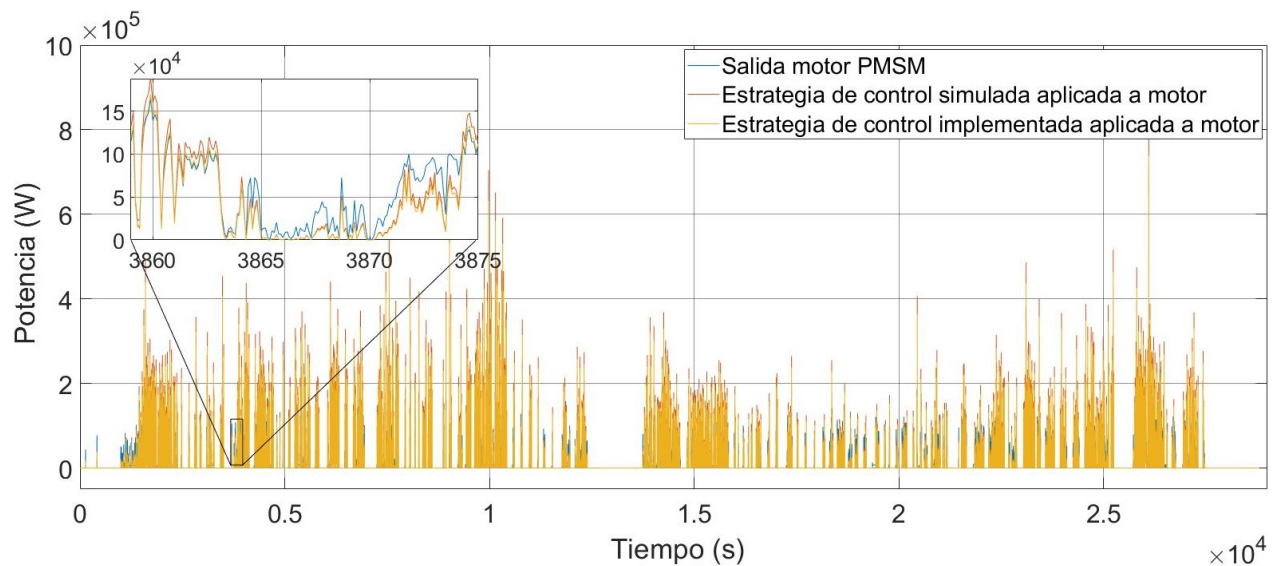


Figura 5.13. Respuesta del MSIP acoplado a la estrategia de control DTC (a nivel implementación) ante un ciclo de conducción real.

Con la finalidad de llevar a cabo un análisis de resultados del funcionamiento de la estrategia de control directo de torque basada en controladores de histéresis, se propone hacer una comparación del tiempo de procesamiento computacional entre la implementación en el sistema embebido y la simulación en el software Simulink®, Tabla 5.6.

Tabla. 5.6. Comparación del tiempo de procesamiento entre la simulación y la implementación.

Bloque	Tiempo de procesamiento (s)	
	Computadora	Sistema embebido
Estrategia de control DTC	14,598.94	10,761.27

En consecuencia, es posible establecer que la implementación de la estrategia de control directo de torque basada en controladores de histéresis en un sistema embebido presenta un buen desempeño, ya que reduce el tiempo de procesamiento en un 26.28 % respecto a la simulación.

Además, los resultados entre el acoplamiento de la estrategia de control DTC y el modelo cuasi-estático permitirán mejorar el diseño de vehículos eléctricos híbridos, ya que es posible definir un comportamiento por parte del motor síncrono de imanes permanentes cercano a la realidad.

5.7. Conclusiones

En el presente capítulo se realizó la selección de un dispositivo programable para el diseño de un sistema embebido, además, se llevó a cabo el diseño y fabricación de una placa de circuito impreso para realizar la implementación de la estrategia de control directo de torque basada en controladores de histéresis.

Por otra parte, se llevó a cabo la descripción mediante pseudocódigo de los bloques que conforman a la estrategia de control DTC, con la finalidad de definir el funcionamiento de la estrategia de control en el sistema embebido. Además, se seleccionó un código de un bloque de la estrategia para verificar la precisión y el tiempo de procesamiento, debido a ello, se emplearon diferentes dispositivos programables.

Posteriormente, se realizó la validación de la estrategia de control considerando valores estáticos, con el propósito de verificar el nivel de rizado del motor síncrono de imanes permanentes. Seguidamente, se propuso validar la estrategia de control DTC acoplada al modelo cuasi-estático, considerando un ciclo de conducción real.

Finalmente, se obtuvo que la implementación de la estrategia de control directo de torque basada en controladores de histéresis en un sistema embebido reduce el tiempo de procesamiento en un 26.28 % respecto a la simulación.

Conclusiones generales y trabajo futuro

Como resultado del trabajo de tesis *Desarrollo una estrategia de control en un sistema embebido para un motor eléctrico de un vehículo eléctrico híbrido*, fue posible llevar a cabo lo siguiente:

- Se logró emplear la topología serie para el tren de potencia de un vehículo eléctrico híbrido (VEH), debido a que presenta un mayor rendimiento durante una conducción intermitente debido a sus características.
- Se propuso emplear el modelo cuasi-estático de un VEH, ya que permite establecer una relación entre todos los elementos del tren de potencia. Asimismo, el modelo cuasi-estático es capaz de favorecer el análisis de un vehículo eléctrico híbrido, evitando la necesidad de contar con el vehículo de manera física.
- Se realizó la selección del motor de corriente alterna síncrono de imanes permanentes (MSIP), ya que exhibe una mayor eficiencia y presenta un desempeño elevado en comparación con el motor de inducción (MI) y el motor síncrono de reluctancia conmutada (MSRC). Adicionalmente, se obtuvo el modelo matemático del motor, que describe su comportamiento eléctrico y su comportamiento mecánico mediante ecuaciones diferenciales.
- Se planteó llevar a cabo la manipulación del comportamiento del motor MSIP a través de una estrategia de control para incrementar el rango de operación torque-velocidad del VEH, debido a ello, se seleccionó la estrategia de control directo de torque (DTC) basada en controladores de histéresis.
- Se desarrolló mediante bloques en el software Simulink[®] el diseño de la estrategia de control DTC, que es capaz de modificar el comportamiento del motor síncrono de imanes permanentes en función de determinados parámetros de entrada.
- Se logró llevar a cabo el acoplamiento del modelo cuasi-estático de un VEH con la estrategia de control directo de torque, lo que permitió recibir valores del ciclo de conducción real para asignarlos a los parámetros de entrada de la estrategia a nivel simulación.
- Se realizó la selección de un dispositivo programable para el diseño de un sistema embebido, además, se llevó a cabo el diseño y fabricación de una placa de circuito impreso para realizar la implementación de la estrategia de control directo de torque basada en controladores de histéresis.

- Se llevó a cabo la descripción mediante pseudocódigo de los bloques que conforman a la estrategia de control DTC, con la finalidad de definir el funcionamiento de la estrategia de control en el sistema embebido. Además, se seleccionó un código de un bloque de la estrategia para verificar la precisión y el tiempo de procesamiento, debido a ello, se emplearon diferentes dispositivos programables.
- Se realizó la validación de la estrategia de control considerando valores estáticos, con el propósito de verificar el nivel de rizado del motor síncrono de imanes permanentes. Adicionalmente, se propuso validar la estrategia de control DTC acoplada al modelo cuasi-estático, considerando un ciclo de conducción real.
- Se obtuvo que la implementación de la estrategia de control directo de torque basada en controladores de histéresis en un sistema embebido reduce el tiempo de procesamiento en un 26.28 % respecto a la simulación.

Con el propósito de mejorar el desempeño de la implementación de la estrategia de control directo de torque basada en controladores de histéresis, se han propuesto los siguientes puntos a través de un **trabajo futuro**:

- Trabajar en la reducción del nivel de rizado del torque de salida del motor síncrono de imanes permanentes.
- Llevar a cabo la programación del funcionamiento del convertidor de potencia CD-CA y del MSIP en el sistema embebido.
- Seleccionar un nuevo dispositivo programable para llevar a cabo el desarrollo de un sistema embebido con una mayor velocidad y una mayor capacidad, con la finalidad de mejorar el procesamiento computacional.
- Implementar la estrategia de control directo de torque basada en modulación por espacio de vectores en un sistema embebido.

Referencias

- [1] H. Li and K. W. Klontz. An investigation of current harmonic influence on induction motor in hybrid electric vehicle application. In *2017 IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*, pages 1–6, May 2017.
- [2] R. Bhattacharjee. Switched reluctance motor applications to ev and hev: Torque control issues. In *2014 1st International Conference on Non Conventional Energy (ICONCE 2014)*, pages 324–328, Jan 2014.
- [3] G. S. Lakshmi. Ipmsm for hybrid electric vehicle using dsp based three-level diode clamped inverter. In *2017 IEEE Region 10 Symposium (TENSymp)*, pages 1–5, July 2017.
- [4] R. Bojoi, E. Armando, M. Pastorelli, and K. Lang. Efficiency and loss mapping of ac motors using advanced testing tools. In *2016 XXII International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, pages 1043–1049, Sep. 2016.
- [5] F. Karbakhsh, M. Amiri, and H. Abootorabi Zarchi. Two-switch flyback inverter employing a current sensorless mppt and scalar control for low cost solar powered pumps. *IET Renewable Power Generation*, 11(5):669–677, 2017.
- [6] O. Saadaoui, A. Khlaief, M. Abassi, A. Chaari, and M. Boussak. Sensorless foc of pmsm drives based on full order smo. In *2016 17th International Conference on Sciences and Techniques of Automatic Control and Computer Engineering (STA)*, pages 663–668, Dec 2016.
- [7] R. Cai, R. Zheng, M. Liu, and M. Li. Optimal selection of pi parameters of foc for pmsm using structured h infinity-synthesis. In *IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pages 8602–8607, Oct 2017.
- [8] D. Mohan, X. Zhang, and G. H. B. Foo. A simple duty cycle control strategy to reduce torque ripples and improve low-speed performance of a three-level inverter fed dtc ipmsm drive. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 64(4):2709–2721, April 2017.
- [9] M. Koç, J. Wang, and T. Sun. An inverter nonlinearity-independent flux observer for direct torque-controlled high-performance interior permanent magnet brushless ac drives. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 32(1):490–502, Jan 2017.
- [10] T. Ahmed, A. Das, and K. K. Halder. Comparison of dtc and foc for fstep inverter fed ipmsm drives. In *2013 International Conference on Electrical Information and Communication Technology (EICT)*, pages 1–5, Feb 2014.
- [11] Ernest Cortez, Manuel Moreno-Eguilaz, and Francisco Soriano. Advanced methodology for the optimal sizing of the energy storage system in a hybrid electric refuse collector vehicle using real routes. *Energies*, 11(12), 2018.

- [12] Valero Verdu Segio, Miralles Pastor Roberto, Senabre Blanes Carolina, and López Sánchez Demetrio. Análisis de la viabilidad de recarga de vehículos eléctricos con módulos fotovoltaicos. *La Revista*, (110):4–11, 2013.
- [13] Durán Fonseca Miguel Ángel. *Control de la Operación de un Vehículo Eléctrico con un Uso Eficiente de la Energía*. PhD thesis, Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico, Morelos, México, Febrero 2013.
- [14] Raga Arroyo María del Carmen. *Dimensionamiento, modelado e implementación de sistemas de distribución de potencia aplicados a Vehículos Eléctricos Híbridos basados en Pilas de Combustible*. PhD thesis, Universidad Carlos III de Madrid, Leganés, España, Junio 2015.
- [15] Martínez Cerros Juan Luis. Control del sistema de tracción de un vehículo eléctrico. Master's thesis, Universidad Autónoma de Nuevo León, Nuevo León, México, Abril 2011.
- [16] García García Israel. *Análisis de factores económicos, tecnológicos y políticos en el futuro mercado del vehículo eléctrico en España mediante dinámica de sistemas*. PhD thesis, Universidad de Valladolid, Valladolid, España, 2012.
- [17] EIA. International energy outlook 2017. Technical report, U. S. Energy Information Administration, 1000 Independence Ave., SW Washington, DC, Septiembre 2017.
- [18] Chávez Baeza Carlos. *Estudio Energético-Ambiental del Sector Transporte en la Zona Metropolitana del Valle de México*. PhD thesis, UNAM, México, D.F, 6 2014.
- [19] M. S. A. Chowdhury, K. A. A. Mamun, and A. M. Rahman. Modelling and simulation of power system of battery, solar and fuel cell powered hybrid electric vehicle. In *2016 3rd International Conference on Electrical Engineering and Information Communication Technology (ICEEICT)*, pages 1–6, Sep. 2016.
- [20] Z. Shengzhe, W. Kai, and X. Wen. Fuzzy logic-based control strategy for a battery/supercapacitor hybrid energy storage system in electric vehicles. In *2017 Chinese Automation Congress (CAC)*, pages 5598–5601, Oct 2017.
- [21] Laboratorio Nacional de Energía Renovable (NREL). Vehículos eléctricos híbridos y enchufables. Technical report, U.S. Department Energy, Estados Unidos, Oficina de Eficiencia Energética y Energía Renovable, Agosto 2015.
- [22] N. Bhiwapurkar and V. Ganti. Comparison of on-board charging strategies for range-extender hybrid vehicles with lead-acid batteries. In *2013 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, pages 1–5, Oct 2013.
- [23] M. R. Rade. Design and development of hybrid energy storage system for electric vehicle. In *2018 International Conference on Information , Communication, Engineering and Technology (ICICET)*, pages 1–5, Aug 2018.
- [24] P. Shetty and S. Dawnee. Modeling and simulation of the complete electric power train of a hybrid electric vehicle. In *2014 Annual International Conference on Emerging Research Areas: Magnetics, Machines and Drives (AICERA/iCMMD)*, pages 1–5, July 2014.

- [25] Z. Yang, F. Shang, I. P. Brown, and M. Krishnamurthy. Comparative study of interior permanent magnet, induction, and switched reluctance motor drives for ev and hev applications. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 1(3):245–254, Oct 2015.
- [26] M. Arata, Y. Kurihara, D. Misu, and M. Matsubara. Ev and hev motor development in toshiba. In *2014 International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE ASIA)*, pages 1874–1879, May 2014.
- [27] A. M. Lulhe and T. N. Date. A technology review paper for drives used in electrical vehicle (ev) amp; hybrid electrical vehicles (hev). In *2015 International Conference on Control, Instrumentation, Communication and Computational Technologies (ICCICCT)*, pages 632–636, Dec 2015.
- [28] H. Kärkkäinen, L. Aarniovuori, M. Niemelä, J. Pyrhönen, and J. Kolehmainen. Technology comparison of induction motor and synchronous reluctance motor. In *IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pages 2207–2212, Oct 2017.
- [29] R. K. Edke and R. H. Adware. Improvement in dynamic performance of an three phase induction motor by using ultra capacitor. In *2017 Third International Conference on Advances in Electrical, Electronics, Information, Communication and Bio-Informatics (AEEICB)*, pages 515–519, Feb 2017.
- [30] P. Bogusz, M. Korkosz, and J. Prokop. Current harmonics analysis as a method of electrical faults diagnostic in switched reluctance motors. In *2007 IEEE International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives*, pages 426–431, Sep. 2007.
- [31] Z. Qianfan, C. Shumei, and T. Xinjia. Hybrid switched reluctance motor applied in electric vehicles. In *2007 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, pages 359–363, Sep. 2007.
- [32] S. Sharifan, S. Ebrahimi, A. Oraee, and H. Oraee. Performance comparison between brushless pm and induction motors for hybrid electric vehicle applications. In *2015 Intl Aegean Conference on Electrical Machines Power Electronics (ACEMP), 2015 Intl Conference on Optimization of Electrical Electronic Equipment (OPTIM) 2015 Intl Symposium on Advanced Electromechanical Motion Systems (ELECTROMOTION)*, pages 719–724, Sep. 2015.
- [33] E. Cortez, M. Moreno-Eguilaz, F. Soriano, and E. S. Cardoso. Estimation of fuel consumption in a hybrid electric refuse collector vehicle using a real drive cycle. In *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pages 4407–4412, Oct 2016.
- [34] M. Novak, J. Novak, Z. Novak, J. Chysky, and O. Sivkov. Efficiency mapping of a 100 kw pmsm for traction applications. In *2017 IEEE 26th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, pages 290–295, June 2017.

- [35] E. Trancho, E. Ibarra, A. Arias, I. Kortabarria, J. Jurgens, L. Marengo, A. Fricassè, and J. V. Gragger. Pm-assisted synchronous reluctance machine flux weakening control for ev and hev applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 65(4):2986–2995, April 2018.
- [36] K. Zeb, W. Uddin, M. A. Khan, Ayesha, A. Haider, and H. J. Kim. A comparative assessment of scalar controlled induction motor using pi, adaptive sliding mode, and flc based on sd controllers. In *2017 First International Conference on Latest trends in Electrical Engineering and Computing Technologies (INTELLECT)*, pages 1–6, Nov 2017.
- [37] M. Bechar, A. Hazzab, and M. Habbab. Real-time scalar control of induction motor using rt-lab software. In *2017 5th International Conference on Electrical Engineering - Boumerdes (ICEE-B)*, pages 1–5, Oct 2017.
- [38] P. Vladimir and S. Dmitry. To issue of designing scalar closed-loop controllers for frequency controlled induction motor drives. In *2018 17th International Ural Conference on AC Electric Drives (ACED)*, pages 1–4, March 2018.
- [39] P. Verma, R. Saxena, A. Chitra, and R. Sultana. Implementing fuzzy pi scalar control of induction motor. In *2017 IEEE International Conference on Power, Control, Signals and Instrumentation Engineering (ICPCSI)*, pages 1674–1678, Sep. 2017.
- [40] Souad Rafa, Abdelkader Larabi, Linda Barazane, Malik Manceur, Najib Essounbouli, and Abdelaziz Hamzaoui. Implementation of a new fuzzy vector control of induction motor. *ISA Transactions*, 53(3):744 – 754, 2014.
- [41] Y. User and N. Tabanli. Development of induction motor torque control algorithm for electric vehicles on inclined roads. In *2017 International Conference on Electromechanical and Power Systems (SIELMEN)*, pages 472–477, Oct 2017.
- [42] M. Abassi, A. Khlaief, O. Saadaoui, A. Chaari, and M. Boussak. Performance analysis of foc and dtc for pmsm drives using svpwm technique. In *2015 16th International Conference on Sciences and Techniques of Automatic Control and Computer Engineering (STA)*, pages 228–233, Dec 2015.
- [43] F. Korkmaz, İ. Topaloğlu, M. F. Çakir, and R. Gürbüz. Comparative performance evaluation of foc and dtc controlled pmsm drives. In *4th International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives*, pages 705–708, May 2013.
- [44] H. Celik and T. Yigit. Field-oriented control of the pmsm with 2-dof pi controller tuned by using pso. In *2018 International Conference on Artificial Intelligence and Data Processing (IDAP)*, pages 1–4, Sep. 2018.
- [45] F. Yusivar, N. Hidayat, R. Gunawan, and A. Halim. Implementation of field oriented control for permanent magnet synchronous motor. In *2014 International Conference on Electrical Engineering and Computer Science (ICEECS)*, pages 359–362, Nov 2014.
- [46] T. Inoue, Y. Inoue, S. Morimoto, and M. Sanada. Maximum torque per ampere control of a direct torque-controlled pmsm in a stator flux linkage synchronous frame. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 52(3):2360–2367, May 2016.

- [47] H. Moghbeli, M. Zarei, and S. S. Mirhoseini. Transient and steady states analysis of traction motor drive with regenerative braking and using modified direct torque control (svm-dtc). In *The 6th Power Electronics, Drive Systems Technologies Conference (PEDSTC2015)*, pages 615–620, Feb 2015.
- [48] H. Mesloub, R. Boumaaraf, M.T. Benchouia, A. Goléa, N. Goléa, and K. Srairi. Comparative study of conventional dtc and dtc-svm based control of pmsm motor — simulation and experimental results. *Mathematics and Computers in Simulation*, 2018.
- [49] Weijie Lin, Dongliang Liu, Qiuxuan Wu, Qiang Lu, Lili Cui, and Jian Wang. Comparative study on direct torque control of interior permanent magnet synchronous motor for electric vehicle. *IFAC-PapersOnLine*, 48(11):65 – 71, 2015. 1st IFAC Conference onModelling, Identification andControl of Nonlinear SystemsMICNON 2015.
- [50] and and and. The research on energy regeneration of permanent magnet synchronous motor used for hybrid electric vehicle. In *2008 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, pages 1–4, Sep. 2008.
- [51] Y. Yue, R. Zhang, B. Wu, and W. Shao. Direct torque control method of pmsm based on fractional order pid controller. In *2017 6th Data Driven Control and Learning Systems (DDCLS)*, pages 411–415, May 2017.
- [52] A. Jain, T. Nueesch, C. Naegele, P. M. Lassus, and C. H. Onder. Modeling and control of a hybrid electric vehicle with an electrically assisted turbocharger. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 65(6):4344–4358, June 2016.
- [53] A. Muntaser, H. Elwarfalli, J. Kumar, and G. Subramanyam. Development of advanced energy storage system using fuzzy control. In *2016 IEEE National Aerospace and Electronics Conference (NAECON) and Ohio Innovation Summit (OIS)*, pages 179–182, July 2016.
- [54] M. Cook, J. Bower, M. Shahverdi, B. Falahati, and D. Blekhman. Mpc-based power management strategy to reduce power loss in energy storage system of a hev. In *2017 IEEE Conference on Technologies for Sustainability (SusTech)*, pages 1–5, Nov 2017.
- [55] T. Mesbahi, N. Rizoug, P. Bartholomeüs, and P. Le Moigne. A new energy management strategy of a battery/supercapacitor hybrid energy storage system for electric vehicular applications. In *7th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2014)*, pages 1–7, April 2014.
- [56] P. Kollmeyer, M. Wootton, J. Reimers, T. Stiene, E. Chemali, M. Wood, and A. Emadi. Optimal performance of a full scale li-ion battery and li-ion capacitor hybrid energy storage system for a plug-in hybrid vehicle. In *2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pages 572–577, Oct 2017.
- [57] M. Awadallah, P. Tawadros, P. Walker, N. Zhang, and J. Tawadros. A system analysis and modeling of a hev based on ultracapacitor battery. In *2017 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, pages 792–798, June 2017.

- [58] H. Van Khang, W. Pawlus, and K. G. Robbersmyr. Investigation and reduction of losses on inverter-fed induction motors. In *2017 19th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'17 ECCE Europe)*, pages P.1–P.9, Sep. 2017.
- [59] Zhao Yulong, Xiang Changle, Wang Weida, and Huang Kun. Research for electric power flow observation of electro-mechanical transmission (emt). In *2014 IEEE Conference and Expo Transportation Electrification Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific)*, pages 1–5, Aug 2014.
- [60] M. Shahverdi, M. S. Mazzola, Q. Grice, and M. Doude. Pareto front of energy storage size and series hev fuel economy using bandwidth-based control strategy. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 2(1):36–51, March 2016.
- [61] M. Meradji, C. Cecati, G. Wang, and D. Xu. Dynamic modeling and optimal control for hybrid electric vehicle drivetrain. In *2016 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, pages 1424–1429, March 2016.
- [62] C. Mayet, A. Bouscayrol, J. Pouget, W. Lhomme, and T. Letrouvé. Different models of an energy storage subsystem for a hybrid locomotive. In *2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, pages 1–10, Sept 2013.
- [63] T. Jahns. Getting rare-earth magnets out of ev traction machines: A review of the many approaches being pursued to minimize or eliminate rare-earth magnets from future ev drivetrains. *IEEE Electrification Magazine*, 5(1):6–18, March 2017.
- [64] J. Zheng, Z. Wang, D. Wang, B. Wang, and M. Li. Diagnostic strategy and modeling of pmsm stator winding fault in electric vehicles. In *2017 Chinese Automation Congress (CAC)*, pages 3870–3874, Oct 2017.
- [65] F. Giri. *AC Electric Motors Control: Advanced Design Techniques and Applications*. Wiley, 2013.
- [66] A. Wilk and M. Michna. The dynamic model of magnetic hysteresis. In *2015 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, pages 840–843, March 2015.
- [67] João P. Trovão, Paulo G. Pereirinha, Humberto M. Jorge, and Carlos Henggeler Antunes. A multi-level energy management system for multi-source electric vehicles – an integrated rule-based meta-heuristic approach. *Applied Energy*, 105:304 – 318, 2013.
- [68] H. K. Roy, A. McGordon, and P. A. Jennings. A generalized powertrain design optimization methodology to reduce fuel economy variability in hybrid electric vehicles. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 63(3):1055–1070, March 2014.
- [69] H. Perez and J. J. Gutiérrez. Enabling data-centric distribution technology for partitioned embedded systems. *IEEE Transactions on Parallel and Distributed Systems*, 27(11):3186–3198, Nov 2016.
- [70] A. Suliman and N. Nazri. A new hybrid model of software engineering and systems engineering for embedded system development methodology. In *Proceedings of the 6th International Conference on Information Technology and Multimedia*, pages 346–350, Nov 2014.