

**PONTIFICIA UNIVERSIDAD  
CATÓLICA DEL PERÚ**

**Escuela de Posgrado**



**Desarrollo de Control Predictivo de Torque de Motor de  
Inducción aplicado a Tracción Vehicular**

Tesis para obtener el grado académico de Maestro en Ingeniería de  
Control y Automatización que presenta:

*Alvaro Alonso Arenas Oviedo*

Asesor:

*Dr. Carlos Gustavo Pérez Zúñiga*


Lima, 2025

## INFORME DE SIMILITUD

Yo, Carlos Gustavo Pérez Zuñiga, docente de la Escuela de Posgrado de la Pontificia Universidad Católica del Perú, asesor de la tesis titulada Desarrollo de Control Predictivo de Torque de Motor de Inducción aplicado a Tracción Vehicular, del autor Alvaro Alonso Arenas Oviedo, dejo constancia de lo siguiente:

- El mencionado documento tiene un índice de puntuación de similitud de **15%**. Así lo consigna el reporte de similitud emitido por el software Turnitin el **14/04/2025**.
- He revisado con detalle dicho reporte y confirmo que cada una de las coincidencias detectadas no constituyen plagio alguno.
- Las citas a otros autores y sus respectivas referencias cumplen con las pautas académicas.

Lugar y fecha: Lima, 14 de abril del 2025

|   |  |
|---|--|
| Apellidos y nombres del asesor: Carlos Gustavo Pérez Zuñiga |  |
| DNI: 41864666   | Firma:  |
| ORCID: 0000-0001-5946-1395                                  |  |

## AGRADECIMIENTOS

Agradezco a mis padres y a mi hermano por haberme acompañado y brindado su apoyo incondicional a lo largo de esta etapa tanto profesional como personal. Su fortaleza y aliento han sido el motor detrás de este logro.

Agradezco a mi asesor, el Dr. Carlos Gustavo Pérez Zúñiga, por su guía constante y valiosas orientaciones, que fueron clave para el desarrollo y culminación de esta tesis.



## RESUMEN

En los últimos años, los vehículos eléctricos han ganado relevancia en la industria automotriz gracias a avances tecnológicos que han mejorado su diseño, eficiencia y desempeño. Esto ha generado nuevas exigencias para los controladores de motores eléctricos, como alta eficiencia energética, rápida respuesta dinámica y máximo aprovechamiento de las prestaciones del motor. Estas demandas han impulsado la investigación y desarrollo de nuevos esquemas de control para optimizar el rendimiento del sistema y mejorar la experiencia de conducción.

En el ámbito del control de tracción vehicular, los algoritmos más utilizados son el Control Directo de Torque (DTC) y el Control de Campo Orientado (FOC), cada uno con ventajas y desventajas. Sin embargo, los avances en microprocesadores han incrementado el interés por el Control Predictivo Basado en Modelos (MPC) aplicado a la electrónica de potencia, que ofrece beneficios en comparación de los algoritmos clásicos utilizados

Este trabajo se enfoca en el Control Predictivo de Torque (PTC), una variante del MPC, que se caracteriza por su buena respuesta dinámica y la facilidad para implementar restricciones en el sistema. Adicionalmente, se analiza una mejora del PTC considerando la optimización del ciclo de trabajo, lo que permite disminuir ondulación de torque y distorsión de corriente. Además, se incorpora el Control Activo por Rechazo de Perturbaciones (ADRC) para robustecer el control de velocidad, mejorando la respuesta ante perturbaciones y variaciones en los parámetros del sistema.

Como parte del estudio, se realiza el modelado longitudinal del vehículo eléctrico Mitsubishi i-MiEV y modelado del motor de inducción, posteriormente se desarrolla y compara las técnicas de control predictivo con FOC aplicado a la tracción vehicular

Finalmente, se propone la implementación de un banco de pruebas experimental para motores de inducción basado en FPGA, equipado con inversores, sensores de corriente y velocidad, y un sistema de adquisición de datos para validar los algoritmos desarrollados.

## ABSTRACT

In recent years, electric vehicles have gained relevance in the automotive industry thanks to technological advances that have improved their design, efficiency and performance. This has generated new demands for electric motor controllers, such as high energy efficiency, fast dynamic response and maximum use of engine performance. These demands have driven the research and development of new control schemes to optimize system performance and improve the driving experience.

In the field of vehicle traction control, the most widely used algorithms are Direct Torque Control (DTC) and Field Oriented Control (FOC), each with advantages and disadvantages. However, advances in microprocessors have increased interest in Model-Based Predictive Control (MPC) applied to power electronics, which offers benefits compared to the classical algorithms used

This work focuses on Predictive Torque Control (PTC), a variant of MPC, which is characterized by its good dynamic response and the ease of implementing restrictions in the system. Additionally, an improvement of the PTC is analyzed considering the optimization of the work cycle, which allows to reduce torque ripple and current distortion. In addition, Active Disturbance Rejection Control (ADRC) is incorporated to strengthen speed control, improving the response to disturbances and variations in system parameters.

As part of the study, longitudinal modeling of the Mitsubishi i-MiEV electric vehicle and modeling of the induction motor are carried out, subsequently predictive control techniques are developed and compared with FOC applied to vehicular traction.

Finally, the implementation of an experimental test bench for induction motors based on FPGA is proposed, equipped with inverters, current and speed sensors, and a data acquisition system to validate the developed algorithms.

## INDICE DE CONTENIDO

|   |    |
|---|----|
| INFORME DE SIMILITUD .....  | ii |
| AGRADECIMIENTOS .....   | ii |
| RESUMEN .....   | iv |
| ABSTRACT .....  | v  |
| INDICE DE FIGURAS .....   | xi |
| INDICE DE TABLAS.....   | xv |
| INTRODUCCIÓN .....  | 1  |
| CAPITULO 1: ESTUDIO DEL ESTADO DEL ARTE .....   | 5  |
| 1.1. Introducción .....   | 5  |
| 1.2. Problemática en el control de motores aplicado a tracción vehicular<br>.....                 | 5  |
| 1.3. Estudio del estado del arte de los vehículos eléctricos .....                                | 7  |
| 1.3.1. Clasificación de los vehículos eléctricos.....   | 7  |
| 1.3.2. Vehículo eléctrico de batería (BEV).....   | 7  |
| 1.3.3. Configuración general de un vehículo eléctrico.....  | 7  |
| 1.4. Batería en vehículo eléctrico .....  | 8  |
| 1.5. Convertidor de potencia en vehículos Eléctricos .....  | 10 |
| 1.5.1. Convertidor CC-CC .....  | 10 |
| 1.5.2. Inversor .....   | 10 |
| 1.6. Sistema de carga de vehículos eléctricos.....  | 11 |
| 1.7. Estudio del estado del arte de motores de tracción para vehículos<br>eléctricos .....        | 12 |
| 1.7.1. Características de torque-velocidad para vehículos eléctricos con<br>motor eléctrico ..... | 12 |
| 1.7.2. Motores eléctricos en vehículos eléctricos .....   | 13 |
| 1.7.3. Motor de inducción en vehículos eléctricos .....   | 13 |
| 1.8. Comparativo de vehículos eléctricos de importantes fabricantes del<br>mercado .....          | 14 |
| 1.9. Estudio del estado del arte de técnicas de control de motores<br>eléctricos.....             | 15 |
| 1.9.1. Control de campo orientado (FOC).....  | 16 |
| 1.9.2. Control directo de torque (DTC).....   | 17 |
| 1.9.3. Control predictivo basado en modelos (MPC).....  | 18 |

|   |           |
|---|-----------|
| 1.10. Estudio del estado del arte de control motores eléctricos de tracción de un vehículo eléctrico.....   | 19        |
| <b>CAPITULO 2: CONTROL PREDICTIVO DE TORQUE DE MOTOR DE INDUCCIÓN APLICADO A TRACCIÓN DE VEHÍCULO ELÉCTRICO .....</b>                                   | <b>23</b> |
| 2.1. Modelo matemático de motor de inducción .....  | 23        |
| 2.2. Topología de Inversor para motor de inducción.....   | 24        |
| 2.3. Introducción de control predictivo basado en modelos (MPC) .....   | 26        |
| 2.4. Estructura de MPC .....  | 26        |
| 2.4.1. Modelo matemático de la planta .....   | 26        |
| 2.4.2. Restricciones en MPC .....   | 27        |
| 2.4.3. Optimización y función de costo .....  | 27        |
| 2.4.4. Principio de horizonte de retroceso.....   | 28        |
| 2.4.5. Principio de operación de FCS-MPC .....  | 29        |
| 2.5. Control predictivo de torque de motor de inducción .....   | 30        |
| 2.5.1. Estimaciones de flujos del rotor y estator .....   | 31        |
| 2.5.2. Predicción de flujo y torque.....  | 32        |
| 2.5.3. Función de costo (optimización) .....  | 32        |
| 2.5.4. Compensación de retardo.....   | 33        |
| 2.5.5. Algoritmo del control predictivo de torque (PTC) .....   | 34        |
| 2.5.6. Limitaciones del control predictivo de torque .....  | 35        |
| 2.6. Control predictivo de torque con optimización del ciclo de trabajo .....   | 36        |
| 2.6.1. Principio del PTC con control óptimo de ciclo de trabajo .....   | 36        |
| 2.6.2. Determinación del tiempo óptimo del ciclo del trabajo .....  | 37        |
| 2.6.3. Generación de pulso.....   | 38        |
| 2.6.4. Algoritmo de control de predictivo de torque con optimización del ciclo de trabajo.....  | 39        |
| 2.7. Observador de orden completo simplificado para estimar el flujo del estator .....  | 40        |
| 2.8. Control lineal por rechazo activo de perturbaciones (LADRC) para el control de velocidad de motor de inducción aplicado a vehículo eléctrico ..... | 41        |
| 2.8.1. Control lineal por rechazo activo de perturbaciones .....  | 42        |
| 2.8.2. Sintonización de las ganancias LADRC.....  | 43        |
| 2.8.3. Guía para la implementación del algoritmo LADRC .....  | 45        |
| 2.8.4. Implementación del LADRC en el control de velocidad .....  | 45        |

|  |           |
|--|-----------|
| 2.9. Control vectorial o control indirecto de campo orientado (IFOC) de un motor de inducción .....                    | 46        |
| 2.9.1. Diagrama de bloques de FOC .....  | 49        |
| <b>CAPÍTULO 3: MODELADO DE VEHÍCULO ELÉCTRICO Y MOTOR DE INDUCCIÓN .....</b>   | <b>51</b> |
| 3.1. Modelado de un vehículo eléctrico .....   | 51        |
| 3.2. Resistencias de vehículos .....   | 51        |
| 3.2.1. Resistencia aerodinámica .....  | 51        |
| 3.2.2. Resistencia a la rodadura .....   | 52        |
| 3.2.3. Resistencia de ascenso .....  | 52        |
| 3.2.4. Ecuaciones de inercia, de masa y dinámicas .....  | 52        |
| 3.2.5. Fuerza de tracción .....  | 53        |
| 3.3. Sistema de propulsión de vehículo eléctrico .....   | 53        |
| 3.4. Modos de operación del vehículo eléctrico .....   | 55        |
| 3.4.1. Modo de Torque constante .....  | 55        |
| 3.4.2. Modo de Potencia constante .....  | 55        |
| 3.4.3. Modo de Velocidad constante .....   | 56        |
| 3.5. Parámetros de vehículo eléctrico .....  | 56        |
| 3.6. Modos de operación de vehículo eléctrico MITSUBISHI I-MIEV .....  | 58        |
| 3.7. Ciclos de conducción para modelado y pruebas .....  | 59        |
| 3.7.1. Simulación de modelo ciclos de conducción para modelado y pruebas de vehículo eléctrico MITSUBISHI I-MIEV ..... | 59        |
| 3.8. Modelo del motor de inducción .....   | 61        |
| 3.8.1. Modelo matemático del motor de inducción en marco de referencia trifásico .....                                 | 62        |
| 3.8.2. Ecuaciones de vectores espaciales para máquinas de inducción trifásicas .....                                   | 64        |
| 3.8.3. Sistema de ecuaciones vectoriales en un marco de referencia común .....   | 67        |
| 3.8.4. Ecuaciones de máquinas de inducción con variables de rotor referidas al estator .....                           | 68        |
| 3.8.5. Ecuación de torque electromagnético .....   | 69        |
| 3.9. Parámetros de motor de inducción .....  | 71        |
| 3.9.1. Evaluación de comportamiento del motor de inducción mediante simulación .....                                   | 71        |

|   |           |
|---|-----------|
| 3.9.2. Consideraciones para el diseño de motor eléctrico de vehículo eléctrico .....  | 73        |
| <b>CAPITULO 4: DISEÑO DE CONTROL PREDICTIVO DE TORQUE DE MOTOR DE INDUCCIÓN APLICADO A LA TRACCIÓN DE UN VEHÍCULO ELÉCTRICO .....</b> | <b>74</b> |
| 4.1. Diseño de control predictivo de torque convencional .....  | 74        |
| 4.1.1. Controlador de velocidad .....   | 74        |
| 4.1.2. Control predictivo de torque y flujo .....   | 76        |
| 4.1.3. Ajuste del factor de ponderación de PTC convencional.....  | 77        |
| 4.1.4. Restricciones de frecuencia de conmutación y corriente .....   | 77        |
| 4.1.5. Ajuste del factor de ponderación de PTC convencional.....  | 78        |
| 4.2. Diseño de control predictivo de torque con optimización de ciclo de trabajo .....  | 79        |
| 4.2.1. Generador de pulso .....   | 79        |
| 4.2.2. Ajuste del factor de ponderación de PTC con optimización de ciclo de trabajo.....  | 80        |
| 4.3. Observador de estado completo de corriente y flujo del estator.....  | 80        |
| 4.4. Diseño de control activo por rechazo de perturbaciones para el control de velocidad .....  | 80        |
| 4.5. Diseño de control de campo de orientado .....  | 84        |
| 4.6. Análisis comparativo de las técnicas de control propuestas.....  | 86        |
| 4.6.1. Criterios de evaluación .....  | 87        |
| 4.6.2. Comparación de PTC convencional y PTC con optimización de ciclo de trabajo.....  | 87        |
| 4.6.3. Comparación de FOC y PTC mejorado .....  | 89        |
| 4.6.4. Estado estable .....   | 89        |
| 4.6.5. Respuesta Transitoria .....  | 90        |
| 4.6.6. Control de velocidad control activo por rechazo de perturbaciones para control de velocidad .....                              | 92        |
| 4.7 Comparación de sensibilidad de parámetros .....   | 94        |
| 4.8. Aplicación de control predictivo de torque a ciclo de conducción FTP75 ..  | 95        |
| 4.9. Resumen de análisis comparativo.....   | 96        |
| <b>CAPITULO 5: PROPUESTA DE IMPLEMENTACIÓN DE CONTROL PREDICTIVO DE TORQUE DE MOTOR DE INDUCCIÓN .....</b>                            | <b>98</b> |
| 5.1. Computadoras digitales para procesamiento de señales y control en tiempo real aplicados en el control de motores eléctricos..... | 98        |

|   |     |
|---|-----|
| 5.2. Propuesta de implementación de banco de pruebas experimentales .....                 | 98  |
| 5.3. Diseño basado en modelos y Simulación HIL .....                                      | 102 |
| 5.4. Propuesta de diseño de controlador basado en XSG .....                               | 104 |
| 5.4.1. Controlador de velocidad .....   | 104 |
| 5.4.2. Estimación y predicción .....  | 104 |
| 5.4.3. Función de costo .....   | 105 |
| 5.4.4. Optimización de la función de costo y selección del vector de<br>conmutación ..... | 106 |
| 5.4.5. Consideraciones para implementación del sistema basado en FPGA<br>.....            | 106 |
| CONCLUSIONES.....   | 108 |
| TRABAJOS FUTUROS .....  | 109 |
| BIBLIOGRAFÍA .....  | 110 |
| ANEXOS .....  | 116 |



## INDICE DE FIGURAS

|  |    |
|--|----|
| <b>Figura 1. 1</b> Venta global de vehículos eléctricos (en miles) (Fuente: Referencia [7]) .....  | 5  |
| <b>Figura 1. 2</b> Comparación de las estrategias de control más utilizadas respecto al MPC (Fuente: Referencia [8,9]).....  | 6  |
| <b>Figura 1. 3</b> Configuraciones del sistema de propulsión de los vehículos eléctricos a batería (BEV).....  | 7  |
| <b>Figura 1. 4</b> Configuración general de un vehículo eléctrico .....  | 8  |
| <b>Figura 1. 5</b> Esquema simple de batería de litio (Fuente: Referencia [13]).....   | 9  |
| <b>Figura 1. 6</b> Configuración que combina convertidor CC boost (elevador) y un inversor de 2 niveles (Fuente: Referencia [14]) .....                                | 11 |
| <b>Figura 1. 7</b> Región de operación de motor eléctrico.....   | 13 |
| <b>Figura 1. 8</b> Componentes de motor inducción: (a) Corte de motor Tesla. (b) Rotor de cobre fundido a presión (Fuente: Referencia [19]).....                       | 14 |
| <b>Figura 1. 9</b> Coches eléctricos “Mitsubishi i-MiEV”, “Nissan LEAF” y “Tesla Roadster” .....   | 14 |
| <b>Figura 1. 10</b> Clasificación de métodos de control de motor de inducción.....   | 15 |
| <b>Figura 1. 11</b> Esquema de control de campo orientado (FOC) (Fuente: Referencia [22]).....   | 17 |
| <b>Figura 1. 12</b> Esquema de control directo de torque (Fuente: Referencia [22])   | 18 |
| <b>Figura 1. 13</b> Principio de funcionamiento MPC .....  | 18 |
| <b>Figura 2.1</b> Convertidor de potencia para control de motor de tracción (Referencia [28])  | 24 |
| <b>Figura 2. 2</b> Distribución espacial de todos los vectores de tensión admisibles de un 2L-VSI (Referencia [34]). .....   | 25 |
| <b>Figura 2. 3</b> ejemplo de un sistema controlado por MPC con $N_p=6$ .....  | 29 |
| <b>Figura 2. 4</b> Estructura del FCS-MPC aplicado a electrónica de potencia.....  | 29 |
| <b>Figura 2. 5</b> Principio del FCS-MPC para un $N_p=1$ .....   | 30 |
| <b>Figura 2. 6</b> Esquema de control predictivo de torque (PTC) convencional.....   | 31 |
| <b>Figura 2. 7</b> Caso ideal sin retardo .....  | 33 |
| <b>Figura 2. 8</b> Caso real sin compensación de retardo (Referencia:[37]) .....   | 33 |
| <b>Figura 2. 9</b> Caso real con compensación de retardo.....  | 34 |
| <b>Figura 2. 10</b> Diagrama de bloques de control predictivo de torque de motor de inducción aplicado a vehículo eléctrico .....                                      | 35 |
| <b>Figura 2. 11</b> Resolución temporal de los métodos FS-MPC en comparación con PWM (Referencia:[40]).....  | 36 |
| <b>Figura 2. 12</b> Principio básico de técnica de optimización de ciclo de trabajo ..   | 37 |
| <b>Figura 2. 13</b> Diagrama de bloques de control predictivo de torque con optimización de ciclo de trabajo de motor de inducción aplicado a vehículo eléctrico ..... | 39 |

|  |    |
|--|----|
| <b>Figura 2. 14</b> Diagrama de flujo: a) Control predictivo de torque convencional b) Control predictivo de torque con optimización de ciclo de trabajo .....   | 40 |
| <b>Figura 2. 15</b> Lazo de control por rechazo activo de perturbaciones (Referencia:[42]) .....   | 42 |
| <b>Figura 2. 16</b> Sistema coordinado de referencia basado en la posición del vector de flujo de rotor.....   | 46 |
| <b>Figura 2. 17</b> Diagrama básico de IFOC .....  | 49 |
| <b>Figura 2. 18</b> Diagrama de bloques de control vectorial de motor de inducción aplicado a vehículo eléctrico.....  | 50 |
| <b>Figura 3.1</b> Componentes típicos de la fuerza motriz de un vehículo.....  | 51 |
| <b>Figura 3.2</b> Sistema de transmisión de vehículo eléctrico.....  | 53 |
| <b>Figura 3.3</b> Vehículo eléctrico MITSUBISHI I-MIEV.....  | 58 |
| <b>Figura 3.4</b> Comportamiento de las variables de velocidad, torque y potencia según su modo de operación de vehículo eléctrico MITSUBISHI I-MIEV .....       | 59 |
| <b>Figura 3.5</b> Simulación de ciclo de conducción FTP75 en simulink.....   | 60 |
| <b>Figura 3.6</b> Ciclo de conducción FTP-75 .....   | 60 |
| <b>Figura 3.7</b> Torque durante ciclo de conducción FTP-75 .....  | 60 |
| <b>Figura 3.8</b> Potencia durante ciclo de conducción FTP-75 .....  | 61 |
| <b>Figura 3.9</b> El modelo real de la máquina de inducción trifásica con tres devanados de estator y tres devanados de rotor.....                               | 62 |
| <b>Figura 3.10</b> Sistema actual en una coordenada de tres ejes (a,b,c) .....   | 64 |
| <b>Figura 3.11</b> Modelo de la máquina de inducción trifásica con un devanado de estator y un devanado de rotor ficticios (notaciones de vector espacial) ..... | 65 |
| <b>Figura 3.12</b> Transformación en un marco de referencia arbitrario .....   | 67 |
| <b>Figura 3.13</b> Modelado de motor de inducción en marco estacionario ( $\omega_k=0$ ) .   | 72 |
| <b>Figura 3.14</b> Variación de velocidad a lo largo del tiempo .....  | 72 |
| <b>Figura 3.15</b> Variación de torque a lo largo del tiempo .....   | 72 |
| <b>Figura 3.16</b> Variación de corrientes del estator a lo largo del tiempo.....  | 72 |
| <b>Figura 4.1</b> Lazo de control de velocidad.....  | 75 |
| <b>Figura 4.2</b> Lugar de raíz utilizando para el diseño del control de velocidad ...   | 76 |
| <b>Figura 4.3</b> Evaluación de diferentes valores de $\lambda_0$ .....  | 79 |
| <b>Figura 4.4</b> Selección de $\lambda_0$ mas apropiado.....  | 79 |
| <b>Figura 4.5</b> Ubicación de polos de modelo y observador propuesto de motor de inducción .....  | 80 |
| <b>Figura 4.6</b> Diagrama de bloques del sistema de lazo abierto de motor de inducción .....  | 81 |
| <b>Figura 4.7</b> Respuesta al escalón de lazo abierto del motor de inducción. La entrada está dada con un valor de $1.5T^*nom$ .....                            | 82 |
| <b>Figura 4.8</b> rama de bloques del sistema en lazo cerrado con ADRC .....   | 82 |
| <b>Figura 4.9</b> Resultados de torque y velocidad para $\omega_c=1000$ rad/seg y comparativa de ADRC con control PI.....  | 83 |

|  |    |
|--|----|
| <b>Figura 4.10</b> Resultados de respuesta de torque y velocidad para $\omega_c=100$ rad/seg y comparativa de respuesta de torque con control PI.....  | 83 |
| <b>Figura 4.11</b> Resultados de torque y velocidad para $\omega_c=250$ rad/seg y comparativa de torque con control PI.....  | 84 |
| <b>Figura 4.12</b> Parámetros de LADRC.....  | 84 |
| <b>Figura 4.13</b> Diagrama de bloque en lazo de control cerrado del motor de inducción .....  | 84 |
| <b>Figura 4.14</b> Lugar de raíz utilizando para el diseño del control de corriente ...  | 86 |
| <b>Figura 4.15</b> Entrada de velocidad para algoritmo de control en km/h y RPM ..   | 86 |
| <b>Figura 4.16</b> Torque de carga .....   | 87 |
| <b>Figura 4.17</b> Respuesta a torque: a) PTC convencional b) PTC con optimización de ciclo de trabajo .....   | 87 |
| <b>Figura 4.18</b> Ondulación de torque: a) PTC convencional b) PTC con optimización de ciclo de trabajo .....   | 88 |
| <b>Figura 4.19</b> Corrientes de estator: a) PTC convencional b) PTC con optimización de ciclo de trabajo .....  | 88 |
| <b>Figura 4.20</b> Espectro de distorsión armónica total (THD) para la corriente de fase isa del estator: a) PTC convencional b) PTC con optimización de ciclo de trabajo.....   | 88 |
| <b>Figura 4.21</b> Análisis comparativo de velocidad, torque y corriente en técnicas de control FOC y PTC .....  | 89 |
| <b>Figura 4.22</b> Ondulación de torque: a) FOC b) PTC con optimización de ciclo de trabajo.....   | 90 |
| <b>Figura 4.23</b> Corrientes de estator: a) FOC b) PTC con optimización de ciclo de trabajo.....  | 90 |
| <b>Figura 4.24</b> Espectro de distorsión armónica total (THD) para la corriente de fase isa del estator: a) FOC b) PTC con optimización de ciclo de trabajo .....   | 90 |
| <b>Figura 4.25</b> Respuesta al escalón de torque de algoritmo de control FOC .....  | 91 |
| <b>Figura 4.26</b> Respuesta al escalón de torque de algoritmo de control PTC mejorado.....  | 91 |
| <b>Figura 4.27</b> Análisis comparativo entre velocidad y torque de PTC con optimización de ciclo de trabajo y ADRC aplicado al control de velocidad en PTC .....  | 92 |
| <b>Figura 4.28</b> Comparación de respuesta de torque electromagnético de ADRC - PTC .....   | 93 |
| <b>Figura 4.29</b> Respuesta al escalón de torque de algoritmo de control FOC .....  | 93 |
| <b>Figura 4.30</b> Comparación de respuesta de velocidad entre PI-PTC y ADRC - PTC .....   | 94 |
| <b>Figura 4.31</b> Análisis comparativo entre velocidad, torque ante cambio de parámetros internos del motor de inducción: de PTC con optimización de ciclo de trabajo y ADRC aplicado al control de velocidad en PTC..... | 95 |
| <b>Figura 4.32</b> Velocidad de vehículo siguiendo ciclo de conducción FTP75 .....   | 95 |

|  |     |
|--|-----|
| <b>Figura 4.33</b> Torque de vehículo siguiendo ciclo de conducción FTP75.....                       | 96  |
| <b>Figura 5.1</b> Banco de pruebas experimentales.....   | 99  |
| <b>Figura 5.2</b> Inversor trifásico de 2 niveles STEVAL-IHM023V3.....                               | 99  |
| <b>Figura 5.3</b> Puente de diodos S15VT60-4000.....   | 100 |
| <b>Figura 5.4</b> Sensor de corriente de efecto hall ACS723.....                                     | 100 |
| <b>Figura 5.5</b> ADC Digilent PmodAD1.....  | 100 |
| <b>Figura 5.6</b> Aislador ADuM3440.....   | 101 |
| <b>Figura 5.7</b> DAC Digilent PmodDA4.....  | 101 |
| <b>Figura 5.8</b> Encoder incremental Hohner Serie 59.....   | 101 |
| <b>Figura 5.9</b> FPGA ARTY Z7-XC7Z020.....  | 102 |
| <b>Figura 5.10</b> “Diagrama de flujo de co-simulación HIL usando FPGA”<br>(Referencia: [59]).....   | 103 |
| <b>Figura 5.11</b> Diseño del bucle de control de velocidad basado en XSG.....                       | 104 |
| <b>Figura 5.12</b> Bucle de estimación de flujos basado en XSG.....                                  | 105 |
| <b>Figura 5.13</b> Bucle de predicciones de flujo y torque basado en XSG.....                        | 105 |
| <b>Figura 5.14</b> Función de costo basado en XSG.....   | 106 |
| <b>Figura 5.15</b> Minimización de la función de costo y selección del vector de<br>conmutación..... | 106 |
| <b>Figura 5. 16</b> Diagrama de tiempos del bucle de control.....                                    | 107 |
| <b>Figura 5.17</b> Implementación del controlador en el FPG.....                                     | 107 |

## INDICE DE TABLAS

|  |    |
|--|----|
| <b>Tabla 1.1</b> Características dinámicas y operaciones de vehículos eléctricos<br>(Fuente: Referencia [20])..... | 15 |
| <b>Tabla 2.1</b> Vectores de voltaje de 2L-VSI .....   | 25 |
| <b>Tabla 3.1</b> Especificaciones técnicas del MITSUBISHI I-MIEV.....  | 57 |
| <b>Tabla 3.2</b> Parámetros de diseño del MITSUBISHI I-MIEV .....  | 58 |
| <b>Tabla 3.3.</b> Parámetros de motor de inducción de vehículo eléctrico.....                                      | 71 |
| <b>Tabla 4.1</b> Valores de ITAE aplicado a torque.....  | 91 |
| <b>Tabla 4.2</b> Comparativo de características de algoritmos de control .....                                     | 96 |
| <b>Tabla 4.3</b> Valores obtenidos de análisis comparativo .....   | 97 |



## INTRODUCCIÓN

La industria automotriz se ha convertido en una de las más importantes a nivel mundial, no solo por su impacto económico, sino también en términos de investigación y desarrollo. Cada vez se incorporan más elementos tecnológicos en los vehículos con el objetivo de mejorar la seguridad de los pasajeros y los peatones.

En la actualidad, la revolución de la movilidad eléctrica se ha acelerado debido a las crecientes preocupaciones sobre la contaminación ambiental y la creciente dependencia de los combustibles convencionales para el transporte. Los avances tecnológicos en electrónica de potencia, microprocesadores y baterías han sido cruciales para esta revolución, permitiendo cumplir con los objetivos de sostenibilidad y eficiencia.

El interés en la investigación relacionada con la movilidad eléctrica ha crecido considerablemente. Los temas más relevantes incluyen: los sistemas de control del tren motriz, la gestión de baterías, la recuperación de energía, la estabilidad y seguridad, la autonomía y la eficiencia energética.

Se anticipa que para 2040, las ventas anuales de vehículos eléctricos a batería (BEV) y vehículos eléctricos híbridos (HEV) superarán las ventas de vehículos de gasolina y diésel, con un valor estimado de 48 millones de unidades por año.[1]

Los vehículos eléctricos (EV) destacan por su capacidad de emisiones cero, ya que no generan contaminantes como dióxido de carbono (CO<sub>2</sub>) o dióxido de nitrógeno (NO<sub>2</sub>) [2]. Aunque su producción, especialmente de baterías de litio, implica altas emisiones de CO<sub>2</sub>, ofrecen ventajas como un mantenimiento más económico y una mayor fiabilidad debido a su diseño simple y la ausencia de componentes complejos como sistema de refrigeración, cambio de marcha y el embrague.

En cuanto al costo, aunque la inversión inicial para adquirir un vehículo eléctrico (EV) suele ser mayor, a largo plazo, los gastos de mantenimiento y el costo de la electricidad son significativamente menores que los de un vehículo de combustión convencional. Además, la eficiencia energética de los EV es

notablemente superior, con una conversión de energía eléctrica en potencia que oscila entre el 60% y el 75%, en comparación con el 20% al 30% de los vehículos de combustión interna (ICE) [3].

Dada la importancia y las necesidades actuales en el campo de los EV, es esencial el desarrollo continuo de sus tecnologías, abarcando desde su diseño mecánico hasta su sistema de baterías y el tren motriz.

En el campo de investigación enfocado en la optimización de la electrificación del tren motriz de los vehículos eléctricos (EV), se pueden lograr mejoras significativas en eficiencia y alcance. Esto incluye:

1. La tecnología de baterías y accionamiento eléctrico del motor, que es una parte central de los sistemas utilizados en un tren motriz de vehículos eléctricos.
2. Las máquinas eléctricas (motores eléctricos), que tienen requisitos de rendimiento más exhaustivos en comparación con las aplicaciones industriales. La investigación en motores eléctricos para EV está en constante desarrollo, siendo los motores de inducción y de imanes permanentes los más comúnmente utilizados en EV/HEV en la actualidad.
3. Los sistemas de control para el sistema de tracción, que son esenciales en el tren motriz, con técnicas de control necesarias para el funcionamiento óptimo de los motores.

Las aplicaciones de propulsión eléctrica vehicular generan demandas específicas para los controladores de motores, que van más allá del simple control de velocidad. Estas demandas incluyen alta eficiencia energética, rápida respuesta dinámica y la habilidad de explotar las capacidades de conducción del motor al máximo. Estos requisitos han llevado al desarrollo y la investigación detallada de nuevos esquemas de control, evaluando sus características, beneficios y limitaciones.

El control directo de torque (DTC) y el control de campo orientado (FOC) son las principales técnicas avanzadas utilizadas en control de tracción de vehículos eléctricos para lograr un control preciso del torque y la velocidad. El DTC destaca por su rápida respuesta dinámica y estructura de control sencilla, aunque sufre

de alta ondulación de torque. Por otro lado, el FOC proporciona un control más preciso, pero es más sensible a las variaciones de los parámetros del motor y tiene una respuesta dinámica más lenta [4]. Las mejoras recientes en ambas técnicas han logrado reducir la ondulación del torque y aumentar la robustez frente a variaciones en los parámetros del motor.

Una alternativa a estas técnicas de control, que ha estado en constante desarrollo en las últimas décadas, es la implementación de control predictivo (MPC) en la electrónica de potencia. Este progreso ha sido facilitado no solo por el significativo aumento de la potencia computacional disponible en el hardware de los controladores, sino también por los constantes avances en los accionamientos electrónicos (componentes, topologías, eficiencia, etc.) que requieren algoritmos de control sofisticados [5]. Asimismo, los requisitos impuestos a los sistemas electrónicos de potencia se han vuelto más estrictos y, en el mundo globalizado, las empresas enfrentan una considerable presión para mantener o recuperar una ventaja competitiva sobre sus competidores.

Por lo explicado, este trabajo pretende contribuir a la investigación mediante el desarrollo de un controlador predictivo para un motor de inducción aplicado a la tracción de un vehículo eléctrico.

A continuación se describen los objetivos específicos que se buscan lograr en esta tesis:

### **Objetivo General**

Desarrollar el diseño de control predictivo de torque robusto de motor de inducción aplicado a tracción de vehículo eléctrico.

### **Objetivos secundarios**

- Desarrollar de modelado matemático detallado y cálculo de fuerza de tracción de vehículo eléctrico.
- Desarrollar el modelado de motor de inducción.
- Desarrollar de control predictivo de torque (PTC) convencional para motor de inducción aplicado a tracción vehicular.

- Desarrollar el control predictivo de torque (PTC) con control óptimo de ciclo de trabajo para reducción de ondulación de torque de motor de inducción.
- Desarrollar de control por rechazo activo de perturbaciones (ADRC) para mejorar control de velocidad y torque.
- Análisis comparativo de rendimiento de PTC con ADRC para control de velocidad, PTC convencional, PTC con control óptimo de ciclo de trabajo y control de campo orientado (FOC) de motor de inducción.
- Proponer la implementación de control predictivo de torque en un motor de inducción



# CAPITULO 1: ESTUDIO DEL ESTADO DEL ARTE

## 1.1. Introducción

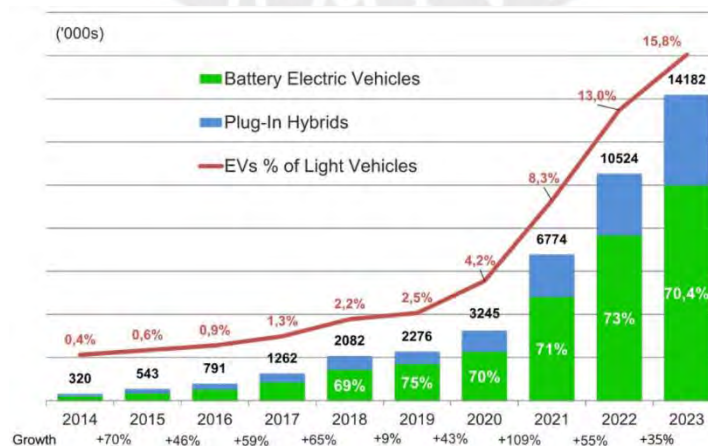
Este capítulo explora los desafíos del control de motores en la tracción de vehículos eléctricos, analizando los diferentes tipos de vehículos eléctricos y sus principales componentes. Se examinan las estrategias de control más empleadas en el control de motores eléctricos. Además, se establecen claramente los objetivos principales de la tesis.

## 1.2. Problemática en el control de motores aplicado a tracción vehicular

El transporte electrificado está ganando impulso en la industria actual debido a sus grandes beneficios en comparación con el transporte convencional (ICE).

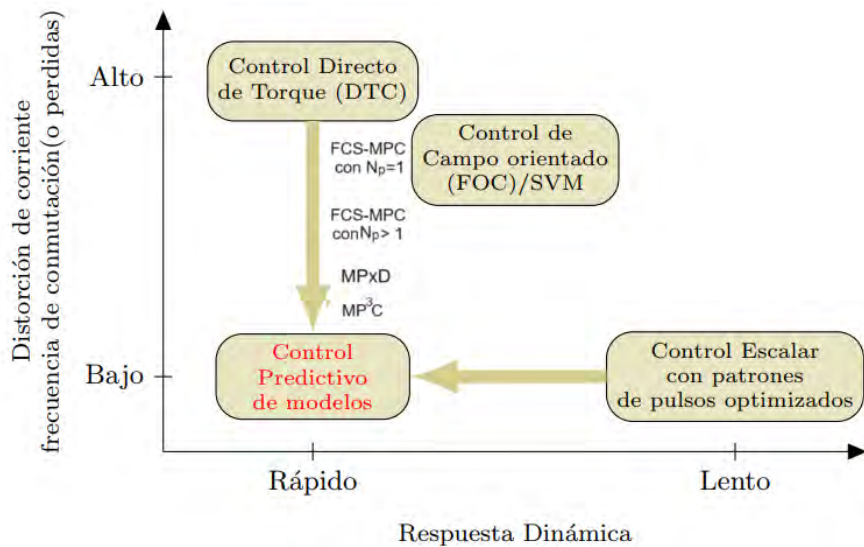
Como se muestra en la figura 1.1, las ventas globales de vehículos eléctricos han crecido significativamente en los últimos años, durante 2023 se entregaron un total de 14,2 millones de vehículos eléctricos de batería (BEV) e híbridos enchufables (PHEV) nuevos, incrementándose un 35% en 2023 respecto año 2022 [6]. China es el principal mercado de vehículos eléctricos, seguido de Europa y Estados Unidos [7]. Actualmente, el transporte electrificado ha atraído mucha atención de los gobiernos y partes interesadas privadas, quienes buscan avanzar hacia la neutralidad de carbono en 2040 a través de políticas de apoyo consistentes, incentivos y subsidios.

Es por eso, que los vehículos eléctricos están en constante innovación y existen varios campos de investigación.



**Figura 1. 1** Venta global de vehículos eléctricos (en miles) (Fuente: Referencia [7])

Uno de los problemas que presentan las técnicas tradicionales de control de motores eléctricos es la posibilidad de pérdidas por conmutación, la distorsión armónica en la corriente y una respuesta dinámica lenta. Según estudios recientes, la introducción del Control Predictivo de Modelos (MPC) puede aumentar la eficiencia y reducir significativamente estos problemas. En la figura 1.2, se muestra las diferentes variantes del MPC que pueden ayudar a mejorar el rendimiento del control de motores.



**Figura 1. 2** Comparación de las estrategias de control más utilizadas respecto al MPC (Fuente: Referencia [8,9])

En la Figura 1.2 se presenta una comparación de las estrategias de control más utilizadas, así como algunas variantes del MPC. En particular, se destacan las siguientes variantes: el FCS-MPC con  $N_p=1$ , que representa el control predictivo de estado finito con un horizonte de predicción corto; el FCS-MPC con  $N_p > 1$ , que se refiere al control predictivo de estado finito con un horizonte de predicción largo; el MPxD es control predictivo directo,  $MP^3C$ , que se basa en modelos de patrones de pulsos. Como se puede observar, el objetivo ideal es lograr una rápida respuesta dinámica con baja distorsión de corriente y mínimas pérdidas por conmutación, aspectos que el MPC puede ofrecer mejoras significativas.

### 1.3. Estudio del estado del arte de los vehículos eléctricos

#### 1.3.1. Clasificación de los vehículos eléctricos

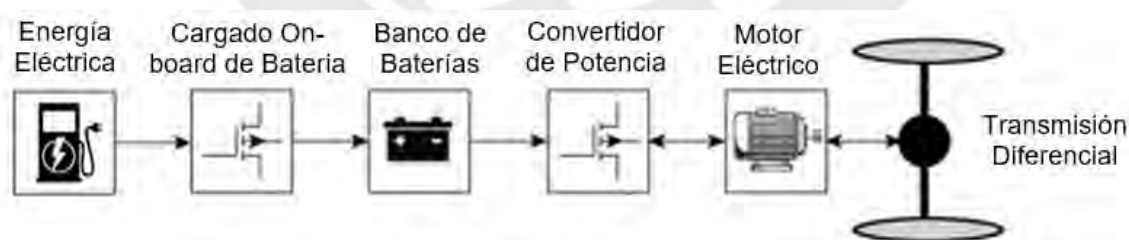
Los vehículos eléctricos son vehículos que funcionan parcial o totalmente con energía eléctrica.

Los vehículos eléctricos han sido clasificados según la siguiente terminología en: vehículo eléctrico de batería (BEV), vehículo Eléctrico Híbrido (HEV), vehículo eléctrico híbrido enchufable (PHEV), vehículo eléctrico de pila de combustible (FCEV). En esta tesis se ahondará en el estudio de BEV

#### 1.3.2. Vehículo eléctrico de batería (BEV)

Los BEV son vehículos eléctricos que funcionan exclusivamente con energía de baterías recargables, sin motor de combustión interna ni uso de combustibles líquidos. Sus principales componentes incluyen el motor de tracción eléctrico, convertidores electrónicos de potencia, un sistema de almacenamiento de energía (ESS) y el controlador del tren motriz. La autonomía típica de un BEV varía entre 160 y 250 km, aunque algunos pueden alcanzar hasta 500 km con una sola carga. [2]

La principal ventaja es cero emisiones, menor mantenimiento, sin impuestos y el costo de funcionamiento es bajo. De manera similar, los principales inconvenientes son la duración de la batería, elevado tiempo de recarga y la escasa infraestructura para carga [10].



**Figura 1. 3** Configuraciones del sistema de propulsión de los vehículos eléctricos a batería (BEV)

#### 1.3.3. Configuración general de un vehículo eléctrico

Un vehículo eléctrico consta de tres subsistemas principales; el subsistema de fuente de energía, el subsistema auxiliar y el subsistema de propulsión eléctrica. El subsistema de propulsión eléctrica se compone del controlador electrónico, el convertidor de potencia, la transmisión mecánica y el motor eléctrico [11].

En un EV, solo hay una parte móvil, el motor que puede ser controlado por diferentes arreglos y técnicas de control.

El subsistema de fuente de energía incluye la fuente, su sistema de recarga y el sistema de gestión de energía. El subsistema auxiliar está compuesto por la fuente de alimentación auxiliar, el sistema de control de temperatura y la unidad de dirección asistida. Estos subsistemas se muestran en la figura 1.4.

Las flechas indican el flujo de los enlaces. Se puede crear un flujo de potencia hacia atrás mediante acciones regenerativas como el frenado regenerativo. La fuente de energía tiene que ser receptiva para almacenar la energía devuelta por las acciones regenerativas.

Este trabajo de tesis se centra en el subsistema de propulsión eléctrica y su sistema de control

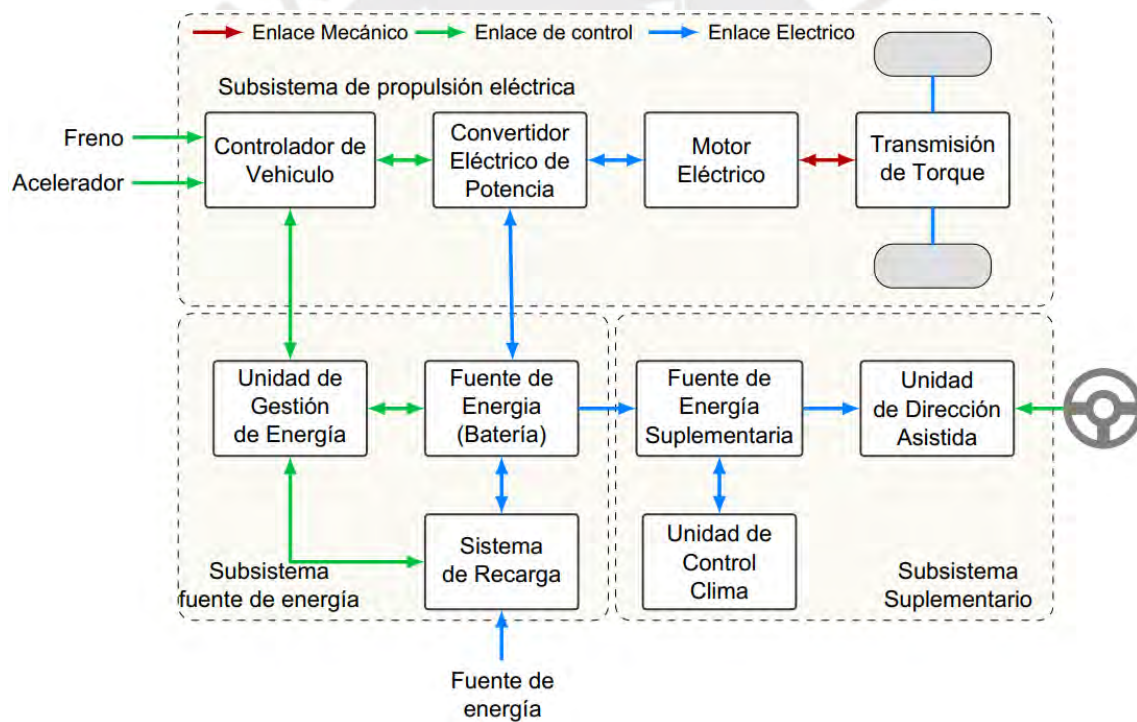


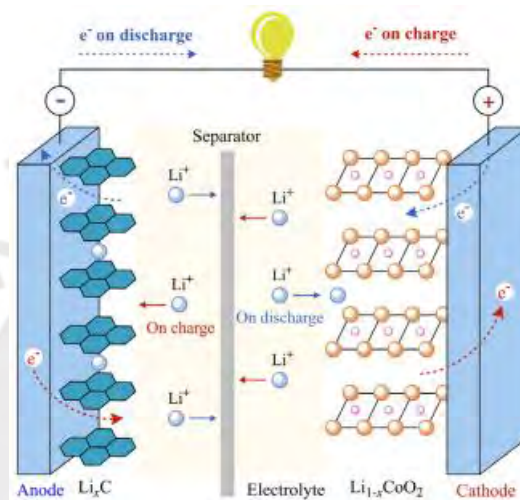
Figura 1. 4 Configuración general de un vehículo eléctrico

#### 1.4. Batería en vehículo eléctrico

La mayoría de los vehículos eléctricos utilizan baterías de iones de litio (LIB) en la actualidad, debido a su superioridad, intrínseca energía, seguridad y vida útil, que ha ido mejorando durante las últimas décadas. Una celda LIB consta de tres partes principales: ánodo, cátodo y electrolito (incluido el separador), y las

innovaciones electroquímicas se centran en estas tres partes para mejorar cada vez más los KPI de la batería.

La Figura 1.5 muestra el esquema de una celda de batería de iones de litio (LIB), en la que los iones de litio se desplazan entre los dos electrodos durante la carga y descarga [13]. Mientras tanto, el circuito externo conduce los electrones, permitiendo la transferencia de energía. La alta densidad de energía y la energía específica se logran mediante un diseño optimizado tanto del material como de la batería [12].



**Figura 1. 5** Esquema simple de batería de litio (Fuente: Referencia [13])

Las características clave a considerar en una batería incluyen [2]:

- Capacidad de almacenamiento (Ah): Duración antes de recargar.
- Estado de carga (SoC): Nivel de carga respecto al 100% de capacidad
- Densidad de energía (Wh/L): Energía por volumen.
- Energía específica (Wh/kg): Energía por masa.
- Poder específico (W/kg): Potencia por peso.
- Ciclo de carga: Tiempo necesario para una carga completa.
- Vida útil: Número de ciclos de carga de batería antes de degradación.
- Resistencia interna: Oposición al flujo eléctrico en batería
- Eficiencia: Energía útil en relación con la cargada

Actualmente, las baterías son el principal obstáculo para una adopción más amplia de los vehículos eléctricos. El desarrollo de baterías mejores, más baratas y de mayor capacidad ampliará la autonomía de los vehículos, y los usuarios las ven como una auténtica alternativa a los vehículos con motor de combustión interna.

## **1.5. Convertidor de potencia en vehículos Eléctricos**

Los convertidores de electrónica de potencia (PEC) desempeñan un papel importante en la fabricación de vehículos eléctricos que realizan la operación de conversión de energía, tanto los convertidores de corriente continua CC-CC como inversores son necesarios para el funcionamiento óptimo de estos vehículos, permitiendo una adecuada distribución y utilización de la energía eléctrica.

### **1.5.1. Convertidor CC-CC**

Los vehículos eléctricos requieren un voltaje específico para operar eficientemente. Si el voltaje es demasiado alto, puede dañar el motor y otros componentes electrónicos, mientras que un voltaje insuficiente impide su funcionamiento adecuado. Para solucionar estos problemas, se utilizan convertidores DC-DC, que ajustan el voltaje a los niveles óptimos necesarios para el vehículo.

En vehículos eléctricos, las baterías y supercondensadores operan entre 150-400 V, mientras que los motores eléctricos requieren 400-950 V, lo que hace necesario un convertidor CC-CC elevador. Estos convertidores deben ser eficientes, compactos, con baja interferencia electromagnética (EMI), ondulación mínima de corriente, peso-volumen reducidos y capacidad de regular el flujo energético ante fluctuaciones [15]. Los convertidores no aislados, como el buck-boost, son los más comunes, que puede aumentar o disminuir el voltaje de entrada, proporcionando un voltaje de salida ajustado según sea necesario.

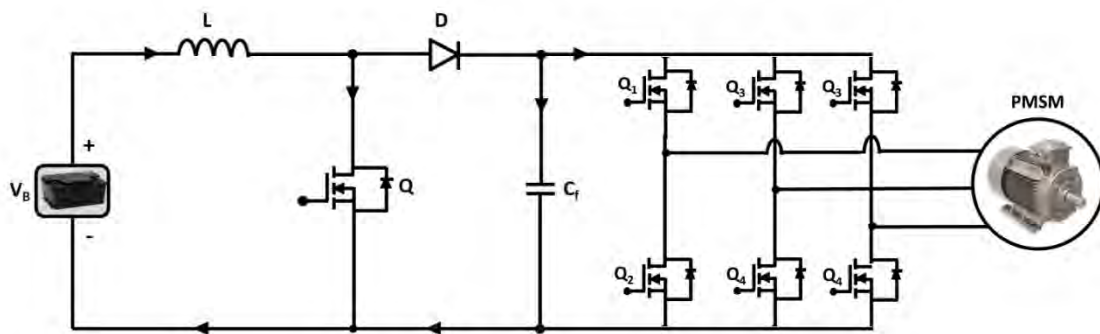
### **1.5.2. Inversor**

El inversor es esencial en los vehículos eléctricos, ya que convierte la corriente continua (CC) del bus CC en corriente alterna (CA) trifásica para impulsar el motor eléctrico. La mayoría de los vehículos eléctricos actuales utilizan

inversores de fuente de voltaje (VSI) trifásicos basados en transistores bipolares de puerta aislada (IGBT) debido a su alta eficiencia y bajo costo. Los inversores se dividen en dos categorías principales: de dos niveles y multinivel [14].

- **Inversor de dos niveles (TLI):** Este tipo de inversor tiene seis dispositivos de conmutación conectados en tres patas, cada una con dos interruptores en serie y un diodo antiparalelo. Al controlar estos interruptores, el inversor puede generar ocho estados diferentes.
- **Inversor multinivel (MLI):** Ofrece menores distorsiones armónicas, menos estrés de voltaje en los dispositivos, alta eficiencia y baja interferencia electromagnética (EMI). Aunque son más beneficiosos para aplicaciones específicas debido a su modularidad y tolerancia a fallas, los MLI presentan desafíos como la supresión de corrientes circulantes, la reducción de la confiabilidad por el mayor número de componentes, y el equilibrio de voltaje en los capacitores.

En la Figura 1.6 se muestra una configuración típica de un convertidor CC Boost (elevador) acoplado a un inversor de dos niveles, comúnmente utilizada en vehículos eléctricos alimentados por baterías. La salida del convertidor se conecta a un motor de imanes permanentes (PMSM), optimizando así el rendimiento del sistema de tracción.



**Figura 1. 6** Configuración que combina convertidor CC boost (elevador) y un inversor de 2 niveles (Fuente: Referencia [14])

## 1.6. Sistema de carga de vehículos eléctricos

El sistema de carga de los vehículos eléctricos desempeña un papel importante en el desarrollo de los vehículos eléctricos. Para los usuarios de vehículos eléctricos es fundamental contar con un despliegue de infraestructura que

permita una carga tan rápida como sencilla. Esto implica cargar en los hogares y la creación de estaciones de carga eléctrica que proporcionen cargas rápidas durante los largos desplazamientos.

A la hora de cargar vehículos eléctricos podemos encontrar diferentes estándares, que vienen determinados, principalmente, por la región en la que se utilizan o aplican. Más concretamente, en Norteamérica, y en la zona del Pacífico, se utiliza la norma SAE-J1772 para la carga de vehículos eléctricos. Sin embargo, en China se utiliza el estándar GB/T 20234, mientras que en Europa se introdujo el estándar IEC-62196 [16].

## **1.7. Estudio del estado del arte de motores de tracción para vehículos eléctricos**

El motor eléctrico es el componente más importante de los vehículos eléctricos. En esta clase de vehículos, el torque necesario para hacer girar las ruedas lo produce un motor eléctrico, por lo que el rendimiento de los vehículos eléctricos depende principalmente de sus motores, que deben tener las siguientes características:

El motor eléctrico debe tener una alta densidad de potencia, es decir, debe ser capaz de generar mucha potencia en un tamaño compacto. Además, su eficiencia debe mantenerse alta en un amplio rango de velocidades y niveles de torque. También es necesario que responda rápidamente a los cambios en la demanda de potencia y que sea confiable en diferentes condiciones de operación. Otro aspecto importante es que debe ofrecer un amplio rango de operación tanto en la región de torque constante como en la de potencia constante, torque elevado a bajas velocidades y una alta potencia a altas velocidades. Por último, su costo debe ser razonable para garantizar su viabilidad comercial. [17].

### **1.7.1. Características de torque-velocidad para vehículos eléctricos con motor eléctrico**

Un motor eléctrico de vehículo eléctrico debe tener las características ideales de velocidad y de torque que se observa en la figura 10. Estas características

incluyen dos regiones; región de torque constante y región de potencia constante.

Como se puede observar en la figura 1.7, el motor funciona a un torque constante durante todo el rango de velocidad hasta que se alcanza la velocidad nominal. Después de alcanzar la velocidad nominal, el motor reduce el par en una proporción de la velocidad y, por lo tanto, mantiene una potencia constante hasta la velocidad máxima. Cuando la velocidad es superior a la velocidad máxima, la región de potencia constante eventualmente se degrada a velocidades más altas. En esta región, el torque disminuye en proporción al cuadrado de la velocidad [18].

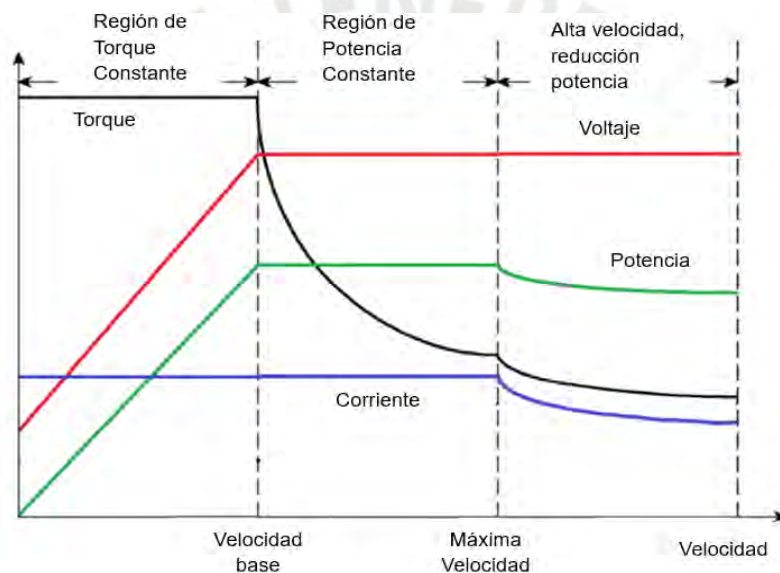


Figura 1. 7 Región de operación de motor eléctrico

### 1.7.2. Motores eléctricos en vehículos eléctricos

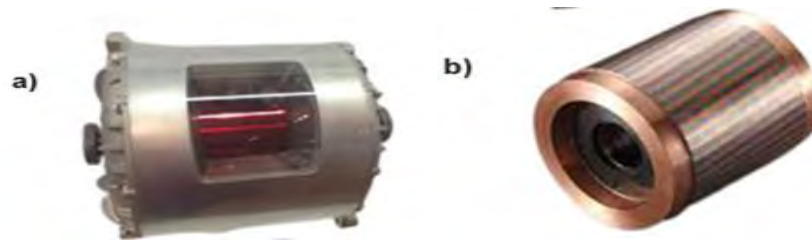
Hay una gran variedad de tipos de motores utilizados en vehículos eléctricos, siendo los más utilizados: motor brushless CC (BLCD), motor de inducción (IM), motor síncrono de imanes permanentes de CA (PMSM), motor de reluctancia síncrono (SynRM)

En esta tesis se estudiará el motor de inducción, ya que es uno de los motores más utilizados en vehículos eléctricos y en la industria

### 1.7.3. Motor de inducción en vehículos eléctricos

Este motor es conocido por su alto torque máximo, fuerte capacidad de respuesta dinámica y requisitos mínimos de mantenimiento. En motores de

inducción, su capacidad de alto rendimiento puede ser demostrada por el Tesla Model S, ya que es el mejor ejemplo para demostrarlo en comparación con sus homólogos.



**Figura 1. 8** Componentes de motor inducción: (a) Corte de motor Tesla. (b) Rotor de cobre fundido a presión (Fuente: Referencia [19])

### 1.8. Comparativo de vehículos eléctricos de importantes fabricantes del mercado

El análisis comparativo de vehículos eléctricos (VE) permite identificar las fortalezas y características distintivas de los modelos producidos por los principales fabricantes. Se examinan tres de los modelos del mercado: el *Mitsubishi i-MiEV*, *Nissan LEAF* y *Tesla Roadster* (Figura 1.9). Estos vehículos destacan por su innovación tecnológica, diseño y contribución al desarrollo del sector eléctrico automotriz.



**Figura 1. 9** Coches eléctricos “Mitsubishi i-MiEV”, “Nissan LEAF” y “Tesla Roadster”

El *Mitsubishi i-MiEV* es un auto urbano diseñado para ofrecer una solución económica y eficiente en la movilidad eléctrica. Su tamaño compacto y su arquitectura optimizada lo hacen ideal para entornos metropolitanos. Este vehículo se centra en la eficiencia energética más que en la autonomía. Usa baterías de iones de litio.

El *Nissan LEAF* es un modelo familiar que combina diseño moderno, funcionalidad y mayor autonomía en comparación con otros vehículos eléctricos urbanos. Sus baterías de iones de litio de capas planas ofrecen una gestión térmica eficiente y una vida útil prolongada.

El *Tesla Roadster* es un auto deportivo de lujo ofreciendo una aceleración de 0 a 100 km/h en 3.7 segundo, además se caracteriza por su avanzada tecnología de baterías, que maximiza la autonomía y asegura un desempeño consistente incluso bajo condiciones exigentes.

A continuación, se presenta análisis comparativo de características dinámicas y operacionales

**Tabla 1.1** Características dinámicas y operaciones de vehículos eléctricos (Fuente: Referencia [20])

| Parámetros                   | Vehículo eléctrico |             |                |
|------------------------------|--------------------|-------------|----------------|
|                              | Mitsubishi i-MiEV  | Nissan LEAF | Tesla Roadster |
| Máxima velocidad (Km/h)      | 130                | 145         | 201            |
| Máxima potencia (KW)         | 49                 | 80          | 182            |
| Máximo torque (Nm)           | 190                | 280         | 375            |
| Máxima velocidad motor (RPM) | 6000               | 10390       | 14000          |
| Autonomía (Km)               | 150                | 175         | 400            |
| Tipo de motor eléctrico      | IM                 | PMSM        | IM             |
| Tipo de batería              | Litio              | Litio       | Litio          |
| Duración de carga (h)        | 6                  | 7           | 3.5            |

Este trabajo de tesis analizará el Mitsubishi i-MiEV, uno de los primeros vehículos eléctricos urbanos producidos en masa y objeto de investigaciones académicas y técnicas. El estudio se enfocará en las técnicas de control del motor eléctrico empleadas en este vehículo.

### 1.9. Estudio del estado del arte de técnicas de control de motores eléctricos

Las estrategias de control permiten maximizar el rendimiento de los motores eléctricos. La figura 1.10 muestra la clasificación básica de los métodos de control para motores de inducción, los cuales pueden dividirse en cinco categorías.

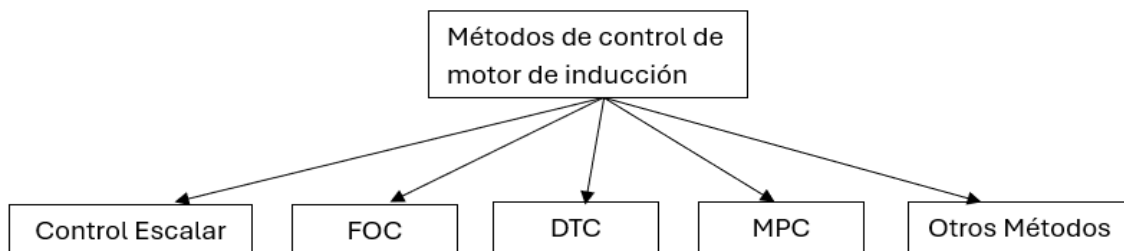


Figura 1. 10 Clasificación de métodos de control de motor de inducción

Sin embargo, en el caso de los vehículos eléctricos, el control de motores se considera una tecnología avanzada y se clasifica principalmente en tres enfoques: control de campo orientado (FOC), control directo del par (DTC) y control predictivo basado en modelos (MPC).

El control escalar, aunque es una de las estrategias más antiguas y sencillas, se limita a controlar la frecuencia y la amplitud de la tensión del estator. Debido a las limitaciones en la fuente de voltaje y la caída de tensión en el devanado del estator, esta estrategia no es adecuada para el control de tracción en vehículos eléctricos [21].

Existen otros métodos, como el control difuso, útil cuando el sistema o algunos parámetros son desconocidos, y el modo deslizante, que mejora la robustez del sistema al considerar la naturaleza de conmutación del convertidor de potencia. También existen técnicas como redes neuronales, control neurodifuso y algoritmos genéticos, pero aún presentan limitaciones

### **1.9.1. Control de campo orientado (FOC)**

El control de campo orientado (FOC) se basa en controlar un motor de inducción de manera similar a un motor de corriente continua con excitación separada, donde el torque y el campo magnético se gestionan de forma independiente. En el FOC, la corriente del estator es la variable de control, que se descompone en dos componentes ortogonales: uno asociado al flujo ( $i_d$ ) y otro al torque ( $i_q$ ) [22].

Existen dos variantes del FOC según la forma de calcular el ángulo de transformación: el FOC directo, que reconstruye el vector de flujo a partir de mediciones eléctricas, y el FOC indirecto, que estima el vector de flujo utilizando la velocidad medida y el deslizamiento. Un controlador FOC completo (figura 1.11) consiste en un lazo de control en cascada, con dos controladores PI de corriente internos y un controlador PI de velocidad ( $\omega$ ) externo. Dado que el inversor es un actuador discreto, la referencia de voltaje continuo ( $u_d, u_q$ ), se discretiza utilizando modulación de ancho de pulso (PWM) generando así los estados de conmutación ( $S_1, S_2, S_3$ ), siendo la técnica de modulación espacial por vectores (SVPWM) la más común en aplicaciones de motores de inducción.

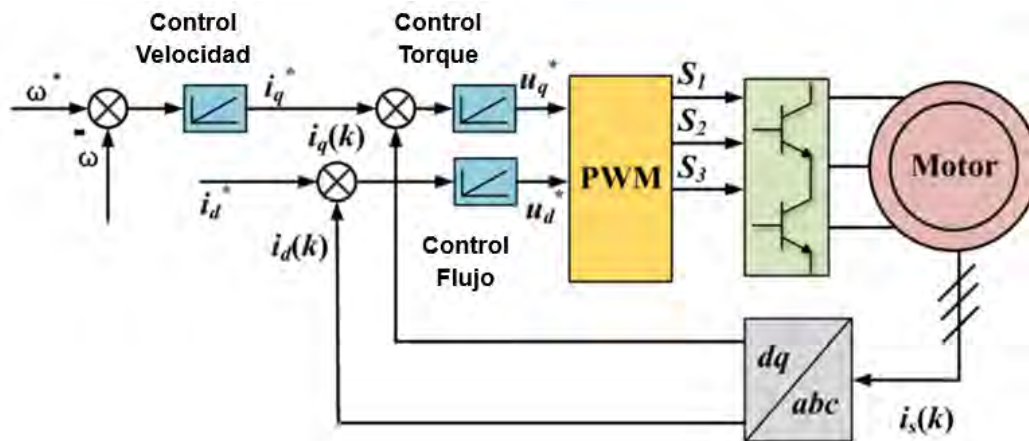


Figura 1. 11 Esquema de control de campo orientado (FOC) (Fuente: Referencia [22])

### 1.9.2. Control directo de torque (DTC)

A diferencia del FOC, el control directo de torque (DTC) regula el torque electromagnético controlando directamente los transistores del inversor, sin necesidad de modulación por ancho de pulso (PWM) [23]. El DTC utiliza dos controladores de histéresis para gestionar el torque y el flujo del estator, ofreciendo una estructura más simple y una respuesta de torque más rápida. Sin embargo, esta técnica presenta desventajas como altas ondulaciones de torque y frecuencias de conmutación variables.

En el DTC (Figura 1.12), a partir de un modelo matemático simple, se estiman el torque y el vector de flujo del estator. La amplitud y el ángulo del vector de flujo se determinan para identificar el sector de flujo correspondiente. Las variables controladas torque ( $T_e$ ) y flujo ( $\psi_s$ ) se comparan con sus referencias mediante controladores de histéresis, que tienen salidas discretas ( $H_T, H_\phi$ ): el controlador de flujo puede aumentar o disminuir el flujo, mientras que el controlador de torque puede aumentar, disminuir o mantener el torque. Luego, se selecciona el vector de conmutación óptimo de una tabla predefinida, aplicándose en el inversor de potencia para lograr el control deseado.

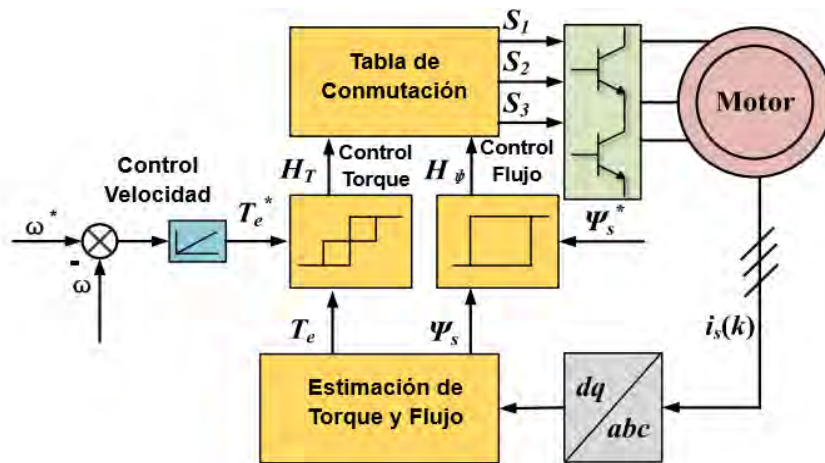


Figura 1. 12 Esquema de control directo de torque (Fuente: Referencia [22])

### 1.9.3. Control predictivo basado en modelos (MPC)

El principio predictivo basado en modelos se introdujo en la década de 1970. Sin embargo, se utilizó sólo en aplicaciones con grandes constantes de tiempo (en el rango de minutos), como en la industria química. En el ámbito del accionamiento eléctrico, las constantes de tiempo son mucho más cortas, por lo que la demanda informática es mayor y los cálculos deben realizarse mucho más rápido [20]. Por esta razón, el control predictivo basado en modelos aplicado en electrónica de potencia no podría haberse desarrollado hasta hace poco tiempo, gracias a los avances tecnológicos en microprocesadores.

El funcionamiento de un controlador basado en modelos se detalla en la figura 1.13 y se basa en predecir las variables controladas utilizando entradas y salidas pasadas, junto con un modelo preciso del sistema. Estas predicciones se comparan con las referencias deseadas para calcular un error futuro, que se evalúa mediante una función de coste. Esta función, que incluye criterios de optimización y posibles restricciones, selecciona la mejor entrada futura. La entrada óptima se aplica a la planta, reiniciando el ciclo.

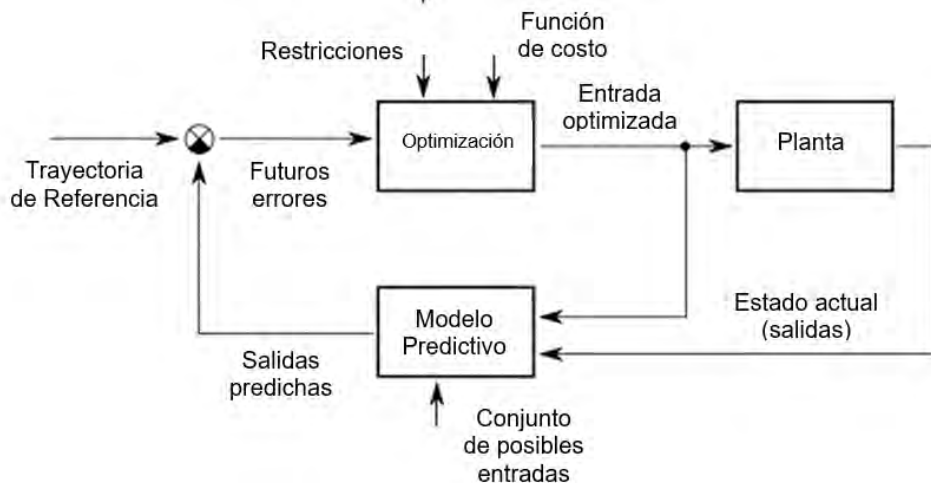


Figura 1. 13 Principio de funcionamiento MPC

Para el control del accionamiento de motores de inducción, se distinguen dos enfoques principales basados en Control Predictivo de Modelo (MPC): el Control Predictivo de Modelo de Conjuntos Finitos (FCS-MPC) y el Control Predictivo de Modelo de Conjuntos Continuos (CCS-MPC) [24]. El FCS-MPC evalúa un número limitado de candidatos. En un inversor de dos niveles (VSI-2L), los candidatos corresponden típicamente a los ocho vectores de voltaje básicos. Las variables de control se predicen un número finito de veces (ocho en el caso del VSI). Entre estos candidatos, se selecciona el más adecuado según una función de costos predefinida. La minimización de esta función es sencilla, ya que se evalúa directamente para cada uno de los vectores.

Por otro lado, el CCS-MPC considera un número infinito de candidatos, lo que implica un análisis más complejo. Tanto el modelo de predicción como la función de costos se expresan como funciones continuas, y la selección del candidato óptimo requiere minimizar analíticamente esta función. En el caso de un VSI, el vector de voltaje óptimo se implementa mediante un modulador PWM. Sin embargo, con sistemas más complejos, la formulación y minimización de esta función se vuelve considerablemente más complicada.

Otra clasificación dentro del control predictivo aplicado a motores de inducción se basa en la variable de control. Aquí se distinguen dos enfoques principales: el Control Predictivo de Corriente (PCC) y el Control Predictivo de Torque (PTC) [24]. Generalmente, debido a la menor carga computacional, ambos enfoques se implementan como FCS-MPC.

La diferencia entre estas dos estrategias radica en la variable controlada. En el PCC, el vector de corriente del estator se descompone en dos componentes mediante una transformación a coordenadas rotativas, las cuales son objeto de control. Este enfoque es equivalente al Control de Campo Orientado (FOC). Por su parte, el PTC controla directamente el torque y la magnitud del flujo del estator, lo que corresponde a la estrategia de Control Directo de Torque (DTC).

La técnica PTC ofrece una respuesta dinámica más rápida, lo cual es importante para las aplicaciones en vehículos eléctricos. Por esta razón, se ha seleccionado esta estrategia de control para su implementación en esta tesis.

#### **1.10. Estudio del estado del arte de control motores eléctricos de tracción de un vehículo eléctrico**

A continuación, se hará una breve descripción de los trabajos consultados

En [25], el objetivo es comparar dos metodologías de control de torque: el Control Predictivo de Torque (PTC) y el Control Orientado al Campo (FOC) para motores de inducción (IM) en un amplio rango de velocidades, aplicadas a un sistema de propulsión para vehículos eléctricos (EVDS). A partir de parámetros específicos de un vehículo eléctrico, se realizan simulaciones de ambas técnicas avanzadas

de control de motor. Los resultados destacan ventajas y desventajas en términos de respuesta dinámica, estabilidad, ondulación de torque y reducción en la tasa de descarga de la batería. El artículo concluye que, aunque ambos métodos tienen sus méritos, el PTC muestra una mejor adaptación a variaciones dinámicas y un rendimiento global superior en eficiencia y control de torque para aplicaciones en vehículos eléctricos.

En [26], se centra en el estudio de tres cuestiones relevantes del MPC: cálculo del factor de ponderación cuando se utilizan múltiples objetivos en la función de coste, optimización de la distorsión armónica de corriente/torque al reducir la frecuencia de conmutación del convertidor de potencia y mejora de la robustez bajo incertidumbres de parámetros. Por lo tanto, se pretende permitir una visión general más precisa y facilitar futuro trabajo de investigación en este campo. Se identifican los principales desafíos del MPC en el accionamiento de motores, incluyendo la mejora de la calidad de la corriente y el torque bajo baja frecuencia de conmutación, la correcta determinación del factor de ponderación en la función de costo para controlar múltiples variables simultáneamente, y la dependencia del MPC en la precisión del modelo y la sensibilidad a desajustes de parámetros. Además, se presentan diversas técnicas para calcular el factor de ponderación, como el uso de redes neuronales artificiales (ANN), el diseño de la función de adecuación, el método analítico de sintonización y la validación del diseño. También se comparan distintas estrategias de control predictivo, incluyendo el control predictivo clásico (FCS-MPC), el control predictivo multipasos, el control predictivo basado en patrones de pulso y el control predictivo de patrones de pulsos ( $MP^3C$ ). Los resultados destacan que el método  $MP^3C$  ofrece el mejor rendimiento en términos de eficiencia y respuesta dinámica.

El [27], está dedicada a la comparación del rendimiento del MPC con técnicas de control clásicas, como el control de campo orientado y el control directo del par. La comparación considera el comportamiento dinámico del variador y métricas de rendimiento en estado estable como pérdidas del inversor, distorsión de corriente en el motor y ruido acústico. La conclusión principal es que el MPC es muy competitivo en relación con los métodos de control clásicos al reducir las pérdidas del inversor y la distorsión de corriente con un ruido acústico comparable.

En [28], se desarrolla un modelo dinámico de un tren motriz de un vehículo eléctrico de batería única (BEV) que emplea un motor de inducción (IM) para capturar y controlar el comportamiento en estado estable y transitorio del sistema general. La novedad del modelo es que todos los componentes del vehículo eléctrico, incluida la aerodinámica del automóvil, el ciclo de conducción, la electrónica de potencia y la batería, están integrados, junto con su dinámica para modelar la respuesta del sistema, manteniendo al mismo tiempo la simplicidad y la viabilidad de la simulación. El mecanismo de control presentado garantiza los

modos de operación adecuados del BEV; la aceleración, el cruce y el frenado regenerativo. El controlador de gestión de potencia responde de manera eficiente a la potencia de tracción demandada, evitando al mismo tiempo el apagón o la descarga excesiva de la batería por debajo de un determinado nivel umbral. Además, el control indirecto orientado al campo (IFOC) implementado en el motor está prácticamente validado utilizando una máquina de inducción de jaula de ardilla de cuatro polos. Para el caso de estudios se considera el vehículo eléctrico Mitsubishi i-MiEV.

En [29], se propone un nuevo control PTC difuso aplicado a un vehículo eléctrico con batería de celda de combustible cuya tracción se asegura mediante un motor síncrono de imanes permanentes (PMSM). En el lado de la tracción, se utiliza el control predictivo directo de torque mediante modelos (MPDTC) para controlar el torque del PMSM. Se propone una estrategia de gestión de energía (EMS) basada en lógica difusa, que tiene como objetivo distribuir la energía entre las fuentes de energía de manera racional y satisfacer la demanda de energía de la carga. Para evaluar estas técnicas, se propone un ciclo de conducción en diferentes modos de funcionamiento, cruce, aceleración, ralentí y frenado regenerativo. Se desarrolla una simulación en tiempo real utilizando la plataforma RT LAB y los resultados obtenidos coinciden con los obtenidos en la simulación numérica utilizando MATLAB/Simulink.

En [30], se propone un control predictivo de torque (PTC) mejorado con control del ciclo de trabajo mediante la optimización de la selección del vector y su duración simultáneamente al minimizar los errores de torque y flujo. Como resultado, se logra un mejor rendimiento en estado estable tanto a bajas como a altas velocidades, incluso si la frecuencia de muestreo se reduce a la mitad. La eficacia del control predictivo de torque propuesto se verifica tanto mediante simulación como mediante resultados experimentales.

Luego de la simulación realizada se observa un mejor rendimiento de torque con una frecuencia de muestreo menor en el PTC propuesto a varias velocidades con o sin carga, especialmente en el rango de baja velocidad. Mientras tanto, se mantiene la respuesta dinámica rápida del PTC convencional. Se lleva a cabo un estudio comparativo con el PTC convencional y el PTC mejorado anterior con control de ciclo de trabajo. Tanto la simulación como los resultados experimentales confirman la eficacia del método propuesto.

En [31], se propone el desarrollo de un control predictivo de torque con el rechazo activo de perturbaciones (ADRC-PTC) que permitirá mejorar respuesta dinámica de velocidad y la compensación del error de seguimiento de torque en comparación de control predictivo de torque que utiliza un PI convencional (PI-PTC) para control de velocidad.

Se realiza una comparación simulada entre PI-PTC y ADRC-PTC donde los resultados muestran que ADRC-PTC tiene un mejor rendimiento tanto en estado

transitorio como estacionarios, y una mayor robustez frente a variaciones de parámetros. ADRC-PTC reduce el tiempo de recuperación de la velocidad, el rizado del torque y mejora la robustez de los parámetros en comparación con PI-PTC.

Se concluye que ADRC-PTC mejora significativamente la precisión y el rendimiento del control del torque en máquinas de inducción. El método propuesto es más robusto frente a Variación en parámetros y proporciona una mejor respuesta dinámica y estabilidad del sistema.

En [32], presenta una implementación basada en FPGA del control de corriente predictivo de un motor síncrono de imán permanente (PMSM). FCS-MPC del sistema de accionamiento PMSM se diseña e implementa utilizando el enfoque de integración de modelo digital proporcionado por el generador de sistema Xilinx (XSG) y la plataforma VIVADO. El cambio de paso en la perturbación de carga, así como la velocidad de referencia, se consideran para el análisis del controlador para el sistema de accionamiento del motor. Además, se considera el error de estado estable y la distorsión armónica en la corriente del motor para un análisis en profundidad del rendimiento del sistema correspondiente a diferentes frecuencias de muestreo.

Se presenta un sistema de accionamiento PMSM basado en FCS-MPC para la implementación de control en tiempo real basado en FPGA utilizando el simulador digital XSG integrado con MATLAB/Simulink.

Además, se logra un sistema de frecuencia de muestreo de 100 kHz para el FCS-MPC y su implementación utilizando FPGA.

Como se vieron en los trabajos mencionados, el control predictivo de torque ha demostrado ser una técnica avanzada y eficaz para el control de motores de inducción, superando en varios aspectos a las técnicas de control tradicionales como el FOC y el DTC. Los estudios revisados destacan varias ventajas clave del PTC, incluyendo una mejor respuesta dinámica, mayor eficiencia, y una reducción en las ondulaciones de torque y distorsión armónica.

La implementación de PTC con técnicas avanzadas como la optimización de ciclo de trabajo, el rechazo activo de perturbaciones, y la integración con estrategias de gestión de energía basadas en lógica difusa, ofrece un rendimiento superior en términos de estabilidad y precisión del control del torque. Estos avances sugieren que el PTC puede contribuir significativamente a mejorar la eficiencia energética y el rendimiento de los vehículos eléctricos.

## CAPITULO 2: CONTROL PREDICTIVO DE TORQUE DE MOTOR DE INDUCCIÓN APLICADO A TRACCIÓN DE VEHÍCULO ELÉCTRICO

### 2.1. Modelo matemático de motor de inducción

Una máquina de inducción puede describirse mediante un conjunto conocido de ecuaciones complejas utilizando un marco de referencia arbitrario con velocidad angular  $\omega_k$ , denotado por las siguientes ecuaciones [5]:

$$v_s = r_s \cdot i_s + \frac{d\psi_s}{dt} + j \cdot \omega_k \cdot \psi_s \quad (2.1)$$

$$0 = r_r \cdot i_r + \frac{d\psi_r}{dt} + j \cdot (\omega_k - \omega_r) \psi_r \quad (2.2)$$

$$\psi_s = L_s \cdot i_s + L_m \cdot i_r \quad (2.3)$$

$$\psi_r = L_r \cdot i_r + L_m \cdot i_s \quad (2.4)$$

$$T_e = \frac{3}{2} p \operatorname{Im}\{\psi_r i_r^*\} = \frac{3}{2} p \operatorname{Im}\{\psi_s^* i_s\} \quad (2.5)$$

donde:

$L_s, L_r$  y  $L_m$ : Inductancia de estator, rotor y magnetizante.

$r_s$  y  $r_r$ : Resistencias de estator y rotor.

$v_s$ : Vector de voltaje de estator.

$i_s$  y  $i_r$ : Vector de corriente de estator y rotor respectivamente.

$\psi_s$  y  $\psi_r$ : Vectores de flujo de estator y rotor.

$T_e$  y  $p$ : Torque electromagnético y número de pares de polos respectivamente.

$( )^*$ : Vector complejo conjugado.

La ecuación mecánica se expresa como:

$$J \frac{\partial \omega_r}{\partial t} = -B \omega_r + p(T_e - T_L) \quad (2.6)$$

donde  $J$  es el momento de inercia del motor eléctrico,  $\omega_r$  es velocidad eléctrica del rotor,  $B$  es el factor de viscosidad,  $p$  es el número de pares de polos,  $T_L$  es el torque de carga, Teniendo en cuenta que la velocidad mecánica  $\omega_m$  y  $\omega_r$  es

$$\frac{\partial \theta_r}{\partial t} = \omega_r \quad ; \quad \omega_m = \frac{\omega_r}{p}$$

La deducción de estas ecuaciones se abordará en detalle en el capítulo 3.

Para el desarrollar de la estrategia ha desarrollar, conviene escribir las ecuaciones de la máquina en términos de variables de estado. La corriente del estator  $i_s$  y los vectores de flujo del rotor  $\psi_r$  se seleccionan como variables de estado. La corriente del estator se selecciona especialmente porque es una variable medible. La deducción de las siguientes ecuaciones se verá en el capítulo 3.

$$i_s + \tau_\sigma \frac{di_s}{dt} = -j\omega_k \tau_\sigma i_s + \frac{k_r}{R_\sigma} \left( \frac{1}{\tau_r} - j\omega_r \right) \psi_r + \frac{v_s}{R_\sigma} \quad (2.7)$$

$$\psi_s = L_s \cdot i_s + L_m \cdot \frac{1}{L_r} (\psi_r - L_m \cdot i_s) \quad (2.8)$$

$$\psi_r + \tau_r \frac{d\psi_r}{dt} = L_m \cdot i_s - j \cdot (\omega_k - \omega_r) \cdot \tau_r \cdot \psi_r \quad (2.9)$$

Donde,  $\tau_s = \frac{L_s}{r_s}$ ,  $\tau_r = \frac{L_r}{r_r}$ ,  $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$ ,  $k_r = \frac{L_m}{L_r}$ ,  $k_s = \frac{L_m}{L_s}$ ,  $R_\sigma = r_s + r_r k_r^2$ ,  $\tau_\sigma = \frac{\sigma L_s}{R_\sigma}$

## 2.2. Topología de Inversor para motor de inducción

En el Capítulo 1 se describió el convertidor típico de un vehículo eléctrico, compuesta por un convertidor DC-DC (usualmente tipo Buck-Boost), un bus DC y un inversor (de dos niveles o multinivel), como se grafica en la figura 2.1.

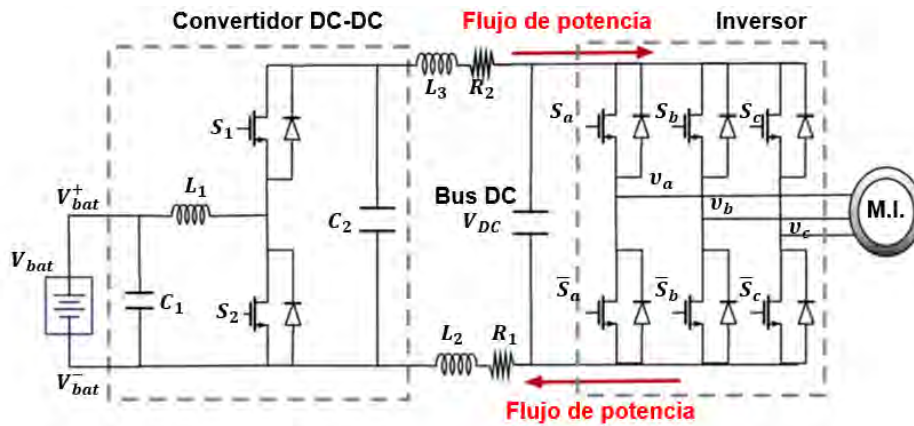


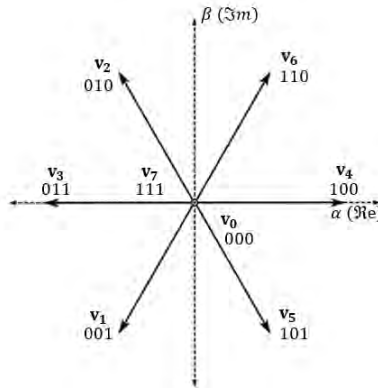
Figura 2. 1 Convertidor de potencia para control de motor de tracción (Referencia [28])

En la figura 2.1 se observa un sistema de conversión de potencia donde el inversor trifásico de dos niveles (2L-VSI) utiliza seis combinaciones de transistores de potencia (IGBT, MOSFET, etc.). Este inversor genera dos niveles de voltaje de salida (+Vdc y -Vdc) y las señales de conmutación para cada fase (a, b, c) son lógicas ('1' o '0'). Los estados de conmutación posibles se representan en términos de vectores de estado trifásicos.

$$S = \frac{2}{3} (S_a + a S_b + a^2 S_c) \quad (2.10)$$

donde  $a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$

Este inversor produce ocho vectores de tensión correspondientes a ocho vectores de estado diferentes, como se ilustra en la Figura 2.2.



**Figura 2. 2** Distribución espacial de todos los vectores de tensión admisibles de un 2L-VSI (Referencia [34]).

Los vectores de tensión generados se definen mediante:

$$v = S \cdot V_{DC} \quad (2.11)$$

Donde  $v_a, v_b$  y  $v_c$  son los voltajes de fase, S es el estado de conmutación y  $V_{DC}$  es el voltaje de bus DC que generalmente se calcula de la siguiente manera

$$V_{DC} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot V_{nom} \cdot \sqrt{3} \cdot 1.1 \quad (2.12)$$

Donde  $V_{nom}$  es el voltaje nominal

El 2L-VSI se considera un sistema discreto, donde los vectores de tensión discretos (como se muestra en la Tabla 2.1) son las únicas acciones de control utilizadas para accionar el motor.

**Tabla 2.1** Vectores de voltaje de 2L-VSI

| $v_n$ | $s=[s_a s_b s_c]$ | $v = Re + jIm$                   |
|-------|-------------------|----------------------------------|
| $v_0$ | 0 0 0             | 0                                |
| $v_1$ | 1 0 0             | $2/3V_{dc}$                      |
| $v_2$ | 1 1 0             | $1/3V_{dc} + j\sqrt{3}/3V_{dc}$  |
| $v_3$ | 0 1 0             | $-1/3V_{dc} + j\sqrt{3}/3V_{dc}$ |
| $v_4$ | 0 1 1             | $-2/3V_{dc}$                     |
| $v_5$ | 0 0 1             | $-1/3V_{dc} - j\sqrt{3}/3V_{dc}$ |
| $v_6$ | 1 0 1             | $1/3V_{dc} - j\sqrt{3}/3V_{dc}$  |
| $v_7$ | 1 1 1             | 0                                |

## 2.3. Introducción de control predictivo basado en modelos (MPC)

El control predictivo de modelos (MPC) se ha consolidado como una metodología de control prometedora en electrónica de potencia.

En la década de 1980, la comunidad de electrónica de potencia comenzó a explorar el potencial del control predictivo basado en modelos (MPC). Sin embargo, las limitaciones en los recursos computacionales de la época, junto con la ausencia de dispositivos semiconductores de potencia capaces de operar a altas frecuencias de conmutación, restringieron su aplicabilidad.

Después de una pausa en el desarrollo de algoritmos basados en MPC para sistemas electrónicos de potencia durante dos décadas, la potencia computacional cada vez mayor y la posterior llegada de potentes microprocesadores instigaron el resurgimiento del interés en MPC para la electrónica de potencia a inicios de la década de 2000 [33].

El MPC aplicado en el control de accionamientos de motores eléctricos puede clasificarse en dos principales grupos, en MPC continuo y MPC de estados finitos (FCS-MPC), también conocido como MPC directo.

Uno de los MPC continuos más conocido es el algoritmo GPC que fue propuesto en 1987. El controlador GPC utiliza el llamado modelo CARIMA, que se basa en la función de transferencia de la instalación. En el algoritmo se debe resolver una ecuación diofántica. Sin embargo, el diseño de GPC es complejo, no puede manejar fácilmente las restricciones y se requiere un modulador PWM, ya que proporciona un voltaje no cuantificado como solución [34].

En tanto, el FCS-MPC no necesita una variable de actuación continua y no tiene modulador, las acciones de conmutación se tienen en cuenta explícitamente como restricciones en la entrada de control del sistema. En consecuencia, no se requieren etapas de modulación (para manejar los interruptores del convertidor).

## 2.4. Estructura de MPC

En general los esquemas de control predictivos están basados en el modelo matemático de la planta para controlarlo y está formado por estos componentes

### 2.4.1. Modelo matemático de la planta

Modelo matemático que describe cómo el sistema responde a las entradas de control. A partir del estado actual, el modelo dinámico permite a MPC predecir la secuencia de estados y salidas futuras del sistema para una secuencia dada de variables manipuladas.

Las ecuaciones que determinan el comportamiento dinámico del sistema son:

$$x(k + 1) = Ax(k) + Bu(k) \quad (2.13a)$$

$$y(k) = Cx(k) \quad (2.13b)$$

Donde  $x(k)$  es el estado del sistema,  $u(k)$  es la entrada de control, y  $y(k)$  es la salida del sistema en el tiempo discreto  $k$ .  $A, B, C$  son matrices que describen la dinámica del sistema.

### 2.4.2. Restricciones en MPC

Una de las ventajas más importantes del MPC es la posibilidad de incluir restricciones en el modelo de la planta.

$$u(k) \in \mathcal{U} \subseteq R^{n_u} \quad (2.14a)$$

$$x(k) \in \mathcal{X} \subseteq R^{n_x} \quad (2.14b)$$

$$y(k) \in \mathcal{Y} \subseteq R^{n_y} \quad (2.14c)$$

En los sistemas de electrónica de potencia, la posición del interruptor del convertidor constituye la variable manipulada, que está restringida a un conjunto finito de números enteros. Un inversor de 2 niveles, por ejemplo, tiene ocho estados de conmutación [8]. Esta característica puede ser capturada por la restricción de entrada. En ocasiones se añaden restricciones a los estados para evitar que el sistema funcione fuera de sus límites operativos seguros. En los inversores, por ejemplo, se puede utilizar restricciones para evitar daños debido a sobrecorrientes.

### 2.4.3. Optimización y función de costo

La función de costos en MPC convierte los objetivos de control en un valor escalar que refleja el impacto de diferentes secuencias de variables manipuladas. Esta función permite evaluar y comparar escenarios futuros, seleccionando el que minimiza el costo y mejor cumple con los objetivos del sistema [35].

Una definición general de la función de costos es

$$J_{obj}(x(k), U(k)) = \sum_{l=k}^{k+N_p-1} P(x(l+1|k), u(l|k)) \quad (2.15)$$

donde  $P$  es una función de costo basada en la  $p$ -norma, que usualmente es lineal o cuadrática,  $l$  es un paso de tiempo discreto,  $N_p$  es el horizonte de predicción máximo. La función  $P$  es una evaluación de la diferencia que existe entre la respuesta del sistema y la referencia de control, ante una acción de control aplicada. La función de costo utiliza el vector de estado actual,  $x(k)$ , y la secuencia de variables manipuladas  $U(k)$

$$U(k) = [u(k)^T, u(k+1)^T, \dots, u(k+N_p-1)^T]^T \quad (2.16)$$

Durante el horizonte de predicción, se estiman los estados futuros y las variables controladas, aplicando penalizaciones en función de su desviación respecto a las referencias y del esfuerzo de control.

Minimizar la función de costo, considerando tanto la evolución del sistema dinámico en tiempo discreto como las restricciones, da lugar a un problema de control óptimo restringido en un horizonte de tiempo finito.

$$\begin{aligned} & \text{minimizar } J_{obj}(k) & (2.17) \\ & \text{sujeta a } x(l+1) = f(x(l), u(l)) \\ & x(l) \in X, \quad l = k, \dots, k + N_p \\ & u(l) \in U, \quad l = k, \dots, k + N_p - 1 \end{aligned}$$

Esto conlleva que la secuencia de control  $U^*(k)$  en el instante  $k$  sea minimizada como:

$$U_{opt}(k) = \operatorname{argmin} J_{obj}(x(k), U(k)) \quad (2.18)$$

El argumento del resultado es la secuencia óptima de variables manipuladas,  $U_{opt}(k)$ , que puede estar dada por

$$U_{opt}(k) = [u_{opt}(k)^T, u_{opt}(k+1)^T, \dots, u_{opt}(k+N_p-1)^T]^T \quad (2.19)$$

#### 2.4.4. Principio de horizonte de retroceso

El problema de optimización en cada instante  $k$  genera una secuencia óptima de variables manipuladas  $U_{opt}(k)$ . Solo se aplica el primer valor de esta secuencia,  $u_{opt}(k)$ , al sistema. En el instante  $k+1$ , se actualiza la estimación del estado y se resuelve nuevamente el problema de optimización considerando un horizonte desplazado, en un enfoque conocido como control de horizonte de retroceso [8].

La figura 2.3 ilustra este principio: el objetivo es seguir la trayectoria de referencia ( $Y^*$ ) durante un horizonte de predicción  $N_p$ . En cada instante  $k$ , se aplica únicamente la acción de control inicial  $u_{opt}(k)$ , se actualiza el horizonte de predicción y se replantea el problema de optimización.

Combinando los cuatro elementos mencionados, el algoritmo del MPC puede describirse mediante la siguiente secuencia.

- Se obtiene los valores de estado mediante mediciones o estimaciones
- Se resuelve el problema de optimización para  $x(k)$
- Se obtiene la secuencia óptima de control  $U_{opt}(k)$
- Se aplica solo acción inicial  $u_{opt}(k)$
- Incremento  $k = k + 1$
- Repetir proceso

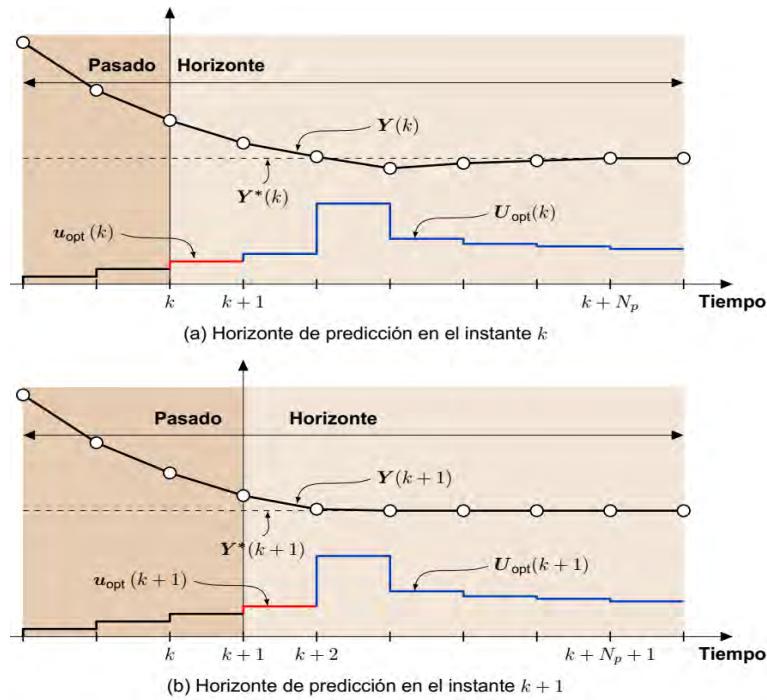


Figura 2. 3 Ejemplo de un sistema controlado por MPC con  $N_p=6$

#### 2.4.5. Principio de operación de FCS-MPC

La figura 2.4 muestra un diagrama de bloques de control simplificado de FCS-MPC aplicado a convertidores de potencia y accionamiento eléctrico de motor. El convertidor de potencia puede tener cualquier topología y número de fases, mientras que la carga genérica que se muestra en la figura puede representar una máquina eléctrica, la fuente de alimentación de la red eléctrica u otra carga activa o pasiva [37]. En este esquema, las variables medidas,  $x(k)$ , o modelo estimado, se utilizan para calcular el modelo de predicción,  $x(k + 1)$ , de las variables controladas para cada una de las  $n$  actuaciones posibles, es decir, estados de conmutación, vectores de voltaje o corriente. Estas predicciones se evalúan utilizando una función de costo, que implica los valores de referencia  $x^*(k)$ , y restricciones. Finalmente, se selecciona la actuación óptima y se aplica al convertidor.

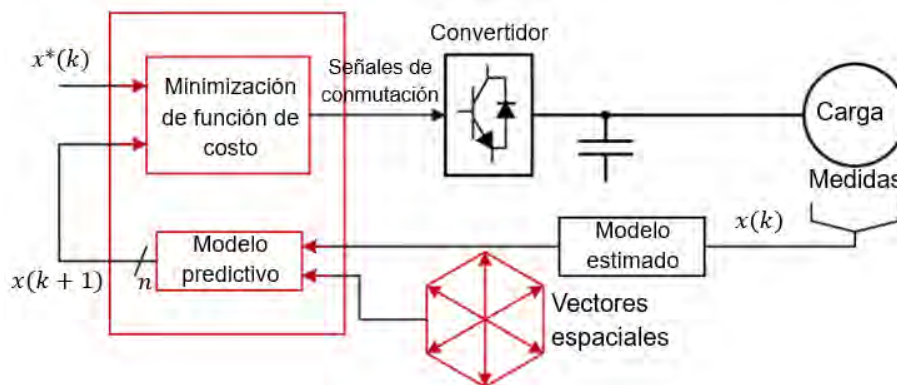
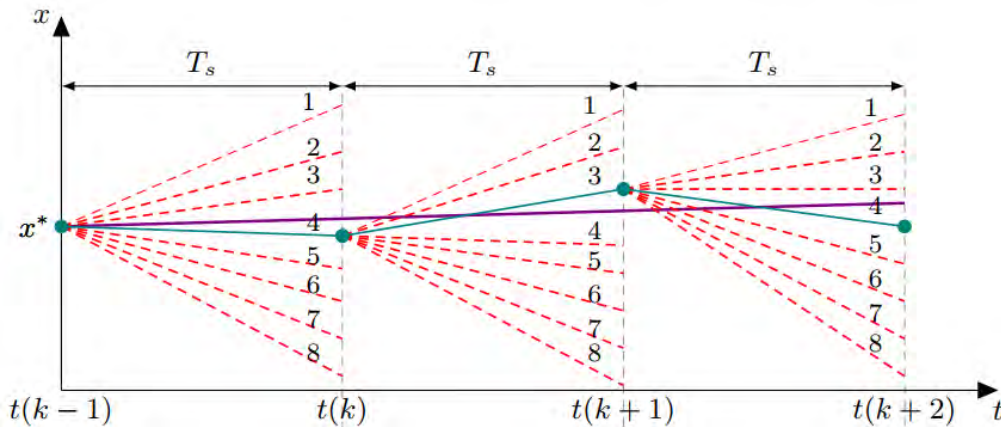


Figura 2. 4 Estructura del FCS-MPC aplicado a electrónica de potencia

El principio del FCS-MPC es mostrado en la figura 2.5 para el seguimiento de referencia, aplicado en un inversor de 2 niveles (8 estados) donde las líneas punteadas representan la predicción de las posibles trayectorias para cada uno de los posibles vectores espaciales (vectores de voltaje) del inversor; la línea vio representa la referencia  $x^*$ , la línea verde representa el vector de voltaje óptimo que reduce el error en cada periodo de muestreo  $T_s$



**Figura 2. 5** Principio del FCS-MPC para un  $N_p=1$

El proceso de optimización del FCS-MPC, aunque ofrece ventajas como menor distorsión armónica y menores pérdidas por conmutación, implica un alto costo computacional, especialmente con horizontes de predicción largos ( $N_p > 1$ ). Por ello, se han desarrollado técnicas para permitir horizontes más largos con costos computacionales viables.

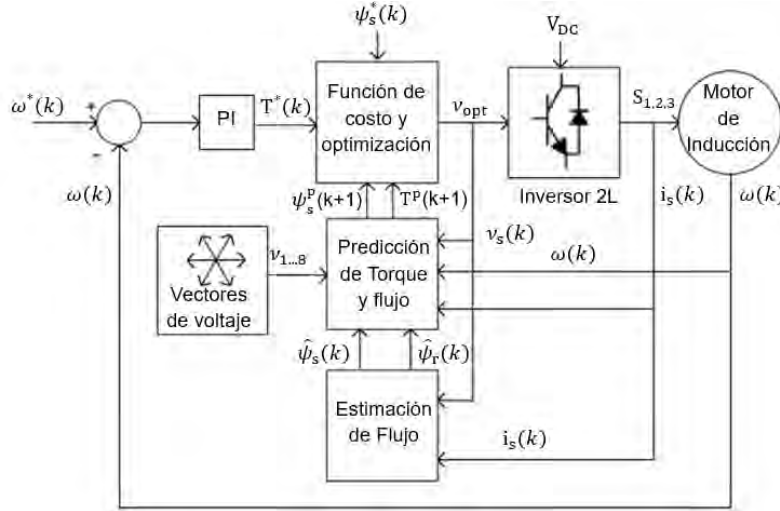
En la tesis actual se considera el horizonte de predicción corto ( $N_p = 1$ )

## 2.5. Control predictivo de torque de motor de inducción

El control predictivo de torque (PTC), basado en el enfoque FCS-MPC, ofrece ventajas significativas frente a métodos tradicionales como FOC y DTC. PTC integra las no linealidades y restricciones del sistema en el diseño del controlador. Similar al DTC, manipula directamente los estados de conmutación del inversor sin necesidad de un modulador, pero, a diferencia del DTC, no utiliza controladores de histéresis ni tablas de búsqueda [38]. En su lugar, aplica una función de costo basada en los errores de torque y flujo, seleccionando el estado óptimo mediante la evaluación de todos los vectores de voltaje admisibles.

El diagrama de bloques del PTC convencional se presenta en la figura 2.6 en vectores espaciales del sistema de referencia estacionario. El diagrama de bloques consta de dos bucles: el bucle exterior de control de velocidad ( $\omega$ ) y el bucle PTC interior. El bucle exterior utiliza un controlador PI simple y, en función del error de velocidad, genera un torque de referencia  $T^*$  para el bucle interior. Como se presenta en la figura 2.6, PTC está compuesto de tres operaciones, es

decir, estimación de flujos ( $\hat{\psi}_s, \hat{\psi}_r$ ), a través de variables medidas, predicción de variables controladas flujo y torque ( $\psi_s, T$ ) a través de variables estimadas y medidas ( $i_s, \omega$ ) y finalmente selección del vector de voltaje óptimo ( $v_{opt}$ ) u optimización de la función de costos.



**Figura 2. 6** Esquema de control predictivo de torque (PTC) convencional

En PTC, el sistema de coordenadas permanece fijo en el estator, o representadas en el sistema  $\alpha\beta$ , de esta manera  $\omega_k = 0$ , tomando en cuenta las ecuaciones (2.7) y (2.1), se obtiene:

$$i_s + \tau_\sigma \frac{di_s}{dt} = \frac{k_r}{R_\sigma} \left( \frac{1}{\tau_r} - j\omega_r \right) \psi_r + \frac{v_s}{R_\sigma} \quad (2.20)$$

$$\frac{d\psi_s}{dt} = v_s - r_s \cdot i_s \quad (2.21)$$

### 2.5.1. Estimaciones de flujos del rotor y estator

Las estimaciones del flujo del rotor y del estator se discretiza, utilizando la aproximación de Euler hacia atrás

$$\text{Aproximación hacia atrás.} \quad \frac{dx}{dt} \approx \frac{x(k) - x(k-1)}{T_s}$$

donde  $x$  es la variable de estado y  $T_s$  es el tiempo de muestreo.

La estimación del flujo del estator se obtiene a partir de la ecuación de voltaje del estator (2.21), mientras que la del rotor se deriva de las ecuaciones de enlace de flujo, sustituyendo la corriente del rotor obtenida de (2.3) en (2.4).

Las estimaciones del flujo del estator y del rotor en forma discreta se pueden expresar como

$$\hat{\psi}_s(k) = \hat{\psi}_s(k-1) + T_s v_s(k) - r_s T_s i_s(k) \quad (2.22)$$

$$\hat{\psi}_r(k) = \frac{L_r}{L_m} \hat{\psi}_s(k) + i_s(k) \left( L_m - \frac{L_r L_s}{L_m} \right) \quad (2.23)$$

### 2.5.2. Predicción de flujo y torque

La predicción se aplica a las variables controladas, en este caso el torque electromagnético  $T_e$  y el flujo del estator para el instante de muestreo  $k + 1$ . Se evalúan todos los posibles vectores de voltaje  $\{v_0 \cdot \cdot \cdot v_7\}$  para predecir los objetivos deseados. La ecuación de voltaje del estator (2.21) se utiliza para predecir el flujo del estator, y mediante aproximación de Euler.

$$\text{Aproximación hacia delante} \quad \frac{dx}{dt} \approx \frac{x(k+1) - x(k)}{T_s}$$

El modelo de voltaje en tiempo discreto se puede expresar como.

$$\psi_s(k+1) = \psi_s(k) + T_s v_s(k) - r_s T_s i_s(k) \quad (2.24)$$

Para predecir el torque electromagnético, también es necesario predecir la corriente del estator [38]. Las predicciones de la ecuación discretizada de corriente del estator se obtienen a partir de (2.20).

$$i_s(k+1) = \left( 1 + \frac{T_s}{\tau_\sigma} \right) i_s(k) + \frac{T_s}{\tau_\sigma + T_s} \left[ \frac{1}{R_\sigma} \left( \left( \frac{k_r}{\tau_r} - j k_r \omega_r \right) \psi_r(k) + v_s(k) \right) \right] \quad (2.25)$$

Luego, la predicción de torque depende directamente del flujo (2.24) y corriente del estator (2.25), considerando las predicciones de flujo y corriente del estator, se obtiene:

$$T(k+1) = \frac{3}{2} p \cdot \text{Im}[\psi_s(k+1) \cdot i_s(k+1)] \quad (2.26)$$

Una vez obtenidas las predicciones, se pasa a la etapa final, que es la etapa de optimización (función de costo) en el siguiente instante de muestreo

### 2.5.3. Función de costo (optimización)

Las variables predichas se evalúan mediante una función de costo (2.27) que minimiza los errores de torque y flujo, seleccionando el vector de voltaje que optimiza ambos controles. La función de costo se define como:

$$g_i = |T^* - T(k+1)_i| + \lambda_0 \cdot |\psi_s^* - \psi_s(k+1)_i| \quad (2.27)$$

Donde  $i$  representa el número de vector de voltaje ( $v_i$ ) utilizado para calcular las predicciones  $T(k+1)$  y  $\psi_s(k+1)$ . El parámetro  $\lambda_0$  es el factor de ponderación, el cual aumenta o reduce la relevancia relativa del control del torque en comparación al control de flujo o viceversa. Para asignar la misma relevancia a ambos objetivos, este factor se calcula dividiendo el valor nominal del torque  $T_n$  y de flujo de estator  $|\psi_{sn}|$  [34].

Por último, se realiza la optimización, y el vector de voltaje que minimiza se escoge como el estado de conmutación óptimo para el instante  $k + 1$ .

#### 2.5.4. Compensación de retardo

La estrategia FCS-MPC utiliza un algoritmo de optimización que requiere cálculos significativos en tiempo real. En simulaciones por computadora, estos cálculos son prácticamente instantáneos, permitiendo un análisis ideal. Según este enfoque, el estado de conmutación que minimiza el error en el instante  $(k+1)$  se calcula y aplica en el instante  $k$ , como se muestra en la figura 2.7.

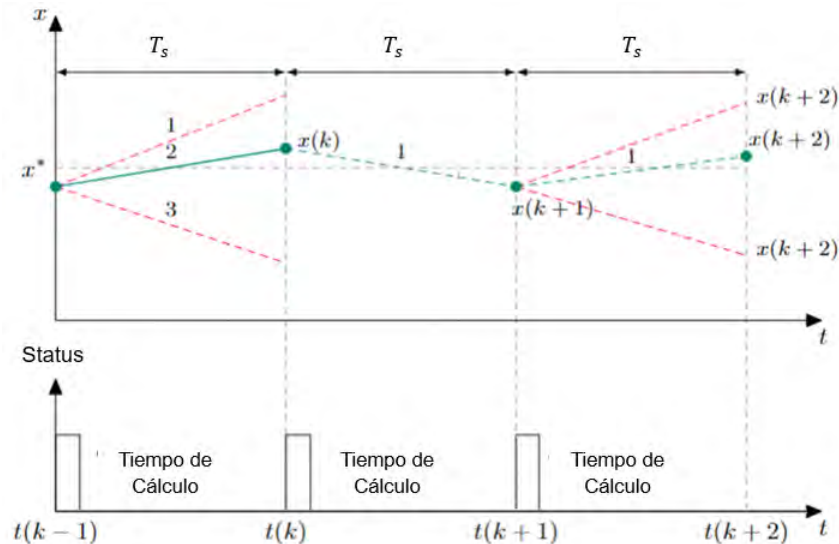


Figura 2. 7 Caso ideal sin retardo

Sin embargo, en aplicaciones en tiempo real, la carga computacional introduce retrasos considerables que pueden degradar el rendimiento del seguimiento de referencias, como se muestra en la figura 2.8.

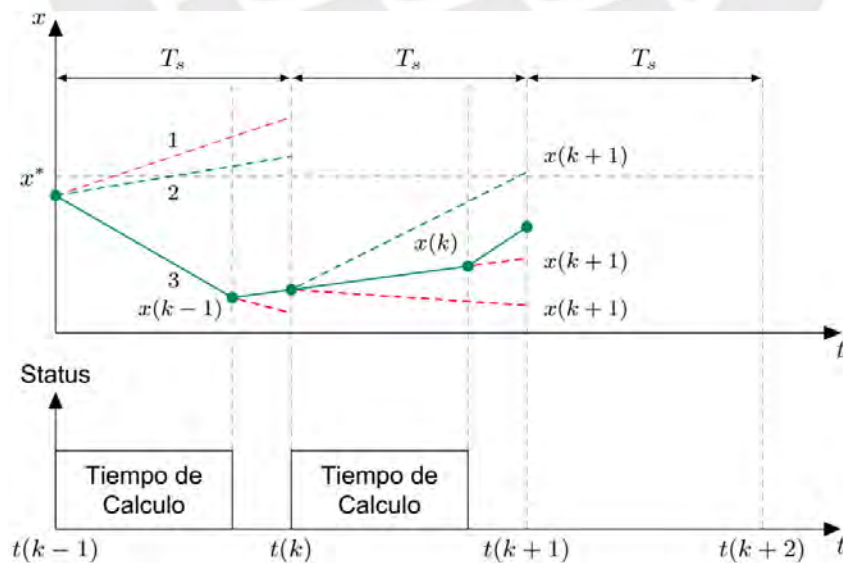
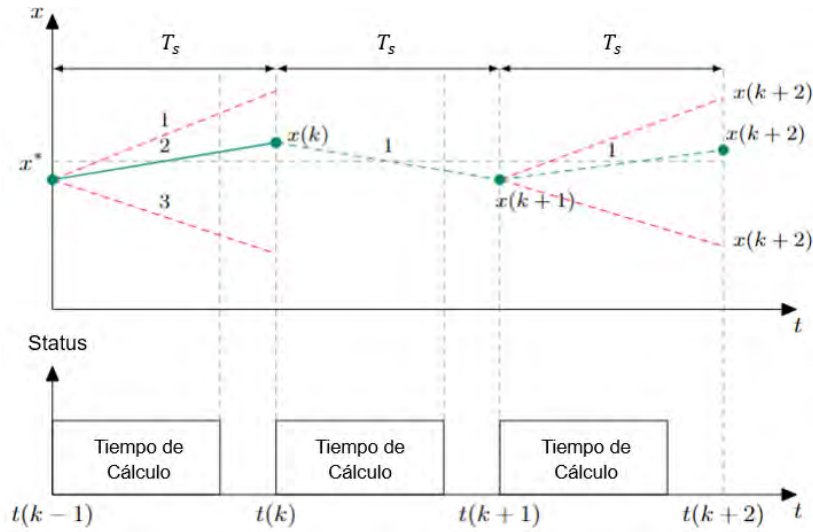


Figura 2. 8 Caso real sin compensación de retardo (Referencia:[37])

Para mitigar este problema, se puede anticipar el cálculo evaluando la función de costo para dos intervalos de muestreo futuros  $(k+2)$ . Esto permite utilizar un

intervalo para compensar el retraso del control y otro para el algoritmo de optimización. De esta manera, el estado de conmutación óptimo se aplica en el instante  $(k+1)$ , como se observa en la figura 2.9.



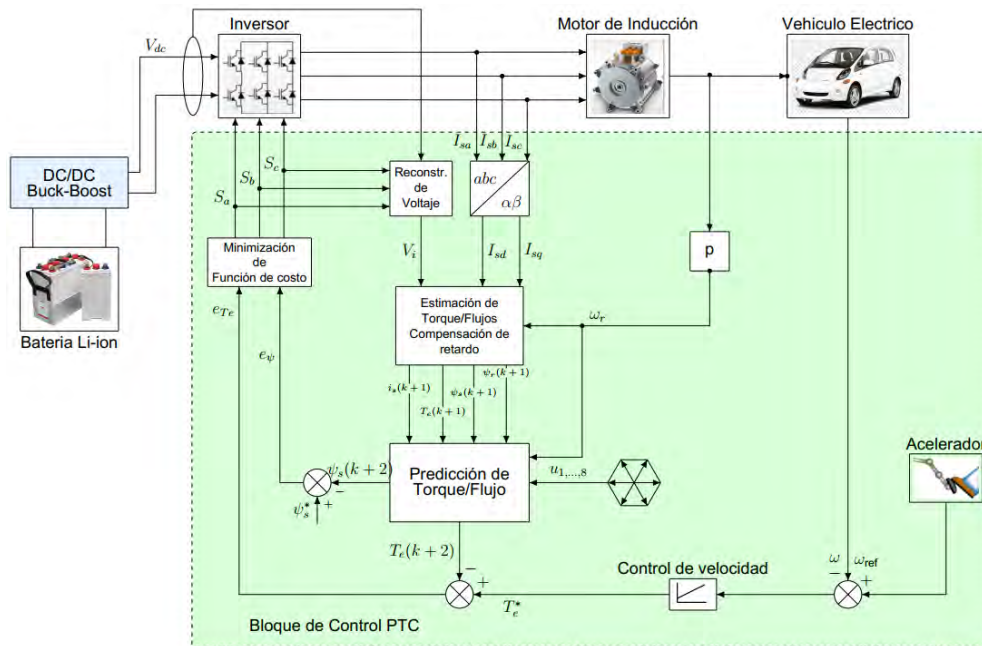
**Figura 2. 9** Caso real con compensación de retardo

De este modo, las predicciones y la nueva función de costo se definen a partir de los valores previstos en el instante  $k + 2$ :

$$g_i = |T^* - T(k+2)_i| + \lambda_0 \cdot |\psi_s^* - \psi_s(k+2)_i| \quad (2.28)$$

### 2.5.5. Algoritmo del control predictivo de torque (PTC)

En la figura 2.10 se presenta el diagrama de bloques de PTC aplicado a un motor de inducción de un vehículo eléctrico. Este diagrama está compuesto por tres partes principalmente: la reconstrucción del voltaje y mediciones, la estimación de las variables de la maquina y el control predictivo. En cada instante de muestreo se miden las Corrientes del estator, la velocidad del motor y el voltaje DC-Link (bus DC), después de esto se calcula el voltaje aplicado a la máquina.



**Figura 2. 10** Diagrama de bloques de control predictivo de torque de motor de inducción aplicado a vehículo eléctrico

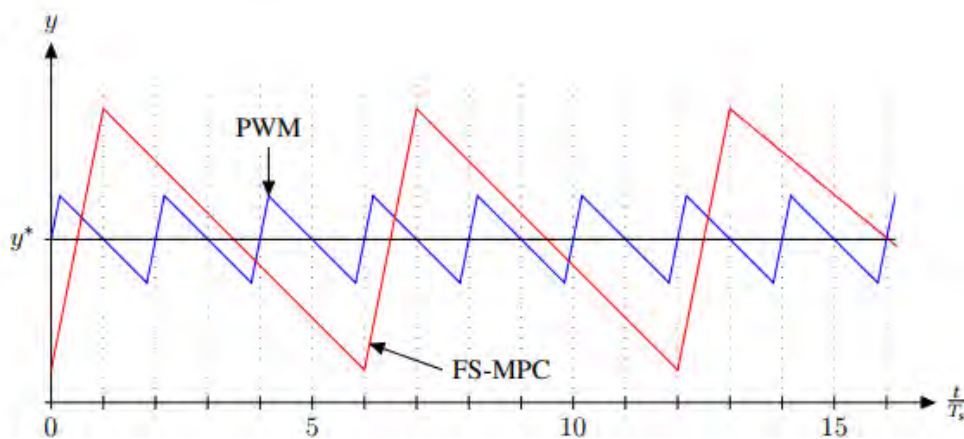
El algoritmo de control predictivo de torque. Incluye los siguientes pasos.

1. Medición de la corriente  $i_s(k)$ , y la velocidad del motor  $\omega_m(k)$  en el  $k$ -ésimo instante de muestreo y vector de voltaje calculado previamente
2. Estimación del flujo del estator  $\hat{\psi}_s(k)$  y del flujo del rotor  $\hat{\psi}_r(k)$  en el  $k$ -ésimo instante de muestreo
3. Compensación del retardo de tiempo para obtener los valores de corriente, flujo del estator y torque en  $k+1$
4. Predicción de los valores del flujo del estator, la corriente del estator, y torque en el instante de muestreo  $k+2$
5. Evaluar la función de costo  $g_i$  con cada predicción de torque y flujo del estator en cada posición de conmutación  $i$
6. Seleccione el vector de voltaje de conmutación óptimo  $v_{opt}(k)$  que minimice la función de costo.
7. Aplicar el nuevo estado de conmutación con el costo mínimo  $v_{opt}(k)$  al inversor mediante las señales de conmutación  $(S_1, S_2, S_3)$

### 2.5.6. Limitaciones del control predictivo de torque

El control predictivo de torque (PTC) ha ganado interés como estrategia de control debido a su alto rendimiento y la viabilidad de implementación con microcontroladores modernos. Sin embargo, en los inversores de dos niveles, la aplicación de un único vector de voltaje por período de control es insuficiente para minimizar la ondulación del torque, debido a los estados de conmutación limitados.

En la figura 2.11, se puede observar que una técnica de control que utiliza PWM generalmente presenta una mejor resolución temporal en comparación de FCS-MPC, donde  $y$  es la variable controlada y  $T_s$  es el tiempo de muestreo.



**Figura 2. 11** Resolución temporal de los métodos FS-MPC en comparación con PWM (Referencia:[40])

Para abordar este problema, se propone una mejora del PTC para motores de inducción, enfocada en reducir la ondulación de torque y de baja complejidad. Esta mejora se basa en la optimización del ciclo de trabajo, lo que permitirá mejorar la resolución temporal del PTC

## 2.6. Control predictivo de torque con optimización del ciclo de trabajo

Uno de los principales problemas del PTC es la ondulación de torque, que, aunque menor que en el DTC, sigue siendo significativa. Para mitigarla, se utiliza comúnmente el control óptimo del ciclo de trabajo, como se explica a continuación.

### 2.6.1. Principio del PTC con control óptimo de ciclo de trabajo

En el PTC propuesto, el periodo de muestreo se divide en dos instantes: uno con un vector de voltaje activo y otro con un vector de voltaje nulo. Esto ayuda a reducir la ondulación en las variables controladas, especialmente el torque. Un inversor de 2 niveles tiene 8 estados de vector de voltaje, de los cuales 6 son activos ( $v_{2...6}$ ) y 2 son nulos ( $v_{1,7}$ ) [30].

El principio de este PTC es seleccionar el vector de voltaje óptimo, según el PTC convencional, y determinar su duración óptima durante el periodo de muestreo usando una técnica de optimización del ciclo de trabajo. Este ciclo se calcula simultáneamente con la evaluación de la función de costos.

Existen diferentes métodos para calcular el ciclo de trabajo, pero en este trabajo se utiliza el control deadbeat. Este método se alinea con la función de costo, que minimiza el error entre las variables controladas y sus referencias. Otros métodos, como la reducción de la ondulación de torque RMS o el control directo de torque medio, son más complejos, lo que dificulta su implementación en tiempo real [36].

### 2.6.2. Determinación del tiempo óptimo del ciclo del trabajo

Partiendo del torque de la máquina de inducción.  $T_e$  cambia linealmente si se aplica un determinado estado de conmutación [37]. Por lo tanto, se puede suponer que el par cambia linealmente con el tiempo  $t$ :

$$T_e \approx T_0 + s \quad (2.29)$$

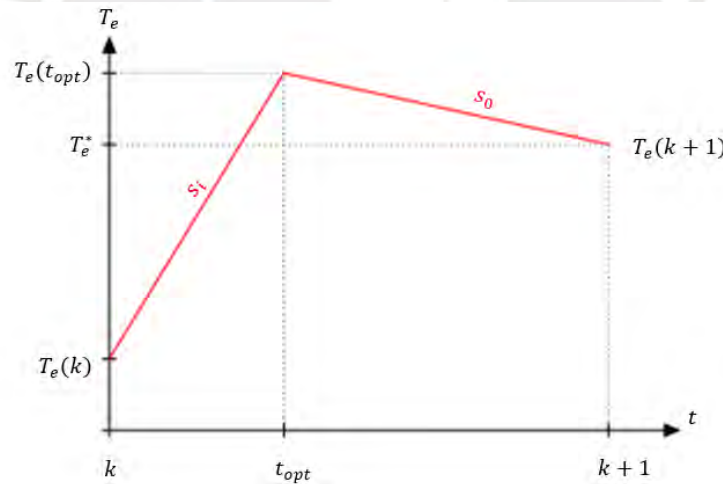
Donde  $T_0$  es el torque al comienzo de la recta y  $s$  es la pendiente del torque.

La figura 2.12 ilustra el principio básico del cálculo de técnica deadbeat para un estado de conmutación. El ciclo de muestreo completo que tiene una duración  $T_s$  se divide en dos partes: los intervalos *de*  $k$  hacia tiempo óptimo  $t_{opt}$  y  $t_{opt}$  hacia  $k + 1$ . En comparación con el PTC estándar, donde se aplica un estado de conmutación desde el comienzo hasta el final de un ciclo de muestreo, para esta técnica el estado de conmutación aplicado previamente se mantiene hasta  $t_{opt}$  y luego, en el segundo intervalo, se aplica el nuevo estado de conmutación.

Para minimizar el torque, se calcula de manera que

$$T_e(k + 1) = T_e^* \quad (2.30)$$

es decir, el par al final del ciclo de muestreo debe ser igual a su referencia.



**Figura 2. 12** Principio básico de técnica de optimización de ciclo de trabajo

El torque en el tramo de tiempo intermedio se puede calcular como

$$T_e(t_{opt}) = T_e(k) + s_i \cdot t_{opt} \quad (2.31)$$

El torque al final del tiempo de muestro  $T_s$ , resulta como

$$T_e(k + 1) = T_e^* = T_e(t_{opt}) + s_0 \cdot (T_s - t_{opt}) \quad (2.32)$$

Finalmente, el tiempo óptimo de ciclo de trabajo  $t_{opt}$  puede calcularse a partir de las ecuaciones anteriores (2,17) y (2,18)

$$t_{opt} = \frac{T_e^* - T_e(k) - T_s s_0}{(s_i - s_0)} \quad (2.33)$$

La duración óptima de  $t_{opt}$  está limitada al rango de  $[0, T_s]$ .

Para calcular las pendientes de las rectas, se utiliza la ecuación derivada del torque electromagnético en el modelado del motor de inducción.

$$\frac{dT_e}{dt} = \frac{3}{2} p \lambda L_m \Im m \left( \frac{d\psi_r^*}{dt} \cdot \psi_s + \psi_r^* \cdot \frac{d\psi_s}{dt} \right) \quad (2.34)$$

Donde

$$\lambda = 1/(L_s L_r - L_m^2) \quad (2.35)$$

Reemplazando la ecuación (2.2) y ecuación (2.1) en (2.34) donde  $\omega_k = 0$

$$\frac{dT_e}{dt} = 1.5 p \lambda L_m \Im m \left( (-r_r \cdot i_r^* + j \cdot \omega_r^* \cdot \psi_r^*) \cdot \psi_s + \psi_r^* \cdot (v_s - r_s \cdot i_s) \right) \quad (2.36)$$

Despejando las corrientes  $i_s, i_r$  en función de los flujos  $\psi_s$  y  $\psi_r$  de ecuaciones (2.3) y (2.4) y reemplazando en (2.36) se obtiene:

$$\frac{dT_e}{dt} = 1.5 \cdot p \lambda L_m \Im m \left[ (-r_r \cdot \lambda \cdot (-L_m \cdot \psi_s^* + L_s \cdot \psi_r^*) + j \cdot \omega_r^* \cdot \psi_r^*) \cdot \psi_s + \psi_r^* \cdot (u_s - r_s \cdot \lambda \cdot (L_r \cdot \psi_s - L_m \cdot \psi_r)) \right]$$

$$\frac{dT_e}{dt} = 1.5 p \lambda L_m \left[ \Im m(\lambda r_r L_m \psi_s^* \psi_s) - \Im m(\lambda r_r L_s \psi_r^* \psi_s) - \Im m(j \omega_r \psi_r^* \psi_s) + \Im m(\psi_r^* \cdot u_s) - \Im m(\lambda r_s L_r \psi_r^* \psi_s) + \Im m(\lambda r_s L_m \psi_r^* \psi_r) \right]$$

$$\frac{dT_e}{dt} = 1.5 p \lambda L_m \left[ -\lambda (r_s L_r + r_r L_s) \Im m(\psi_r^* \cdot \psi_s) - \omega_r \Re e(\psi_r^* \cdot \psi_s) + \Im m(\psi_r^* \cdot u_s) \right]$$

Resolviendo la derivada se obtiene

$$\frac{dT_e}{dt} = 1.5 p \lambda L_m \left[ -\lambda (r_s L_r + r_r L_s) \Im m(\psi_r^* \cdot \psi_s) - \omega_r \Re e(\psi_r^* \cdot \psi_s) + \Im m(\psi_r^* \cdot v_s) \right] \quad (2.37)$$

Evaluando para vectores de voltaje activos y vectores de voltaje cero se obtiene

$$\begin{cases} S_0 = \frac{dT_e}{dt} \Big|_{v_0=v_{1,7}} = \frac{3}{2} p \lambda L_m \{ -\lambda (r_s L_r + r_r L_s) \Im m(\psi_r^* \psi_s) - \omega_r \Re e(\psi_r^* \psi_s) \} \\ S_i = \frac{dT_e}{dt} \Big|_{v_s=v_{2...6}} = S_0 + \frac{3}{2} p \lambda L_m \Im m(\psi_r^* v_s) \end{cases} \quad (2.38)$$

### 2.6.3. Generación de pulso

Para implementar el PTC con control de ciclo de trabajo, se requiere un generador de pulsos que seleccione correctamente los pulsos. Una vez minimizado el vector de voltaje, se selecciona un vector nulo adecuado para generar la secuencia final de vectores [30]. Por ejemplo, si el vector activo es



8. Aplicar el nuevo estado de conmutación con el costo mínimo  $v_{opt}(k)$  y tiempo óptimo  $t_{opt}$  al generador de pulsos para ser enviado al inversor.

A continuación, se presenta diagramas de flujo para ambas técnicas, control predictivo de torque convencional y control predictivo de torque con optimización de ciclo de trabajo en figura 2.14.

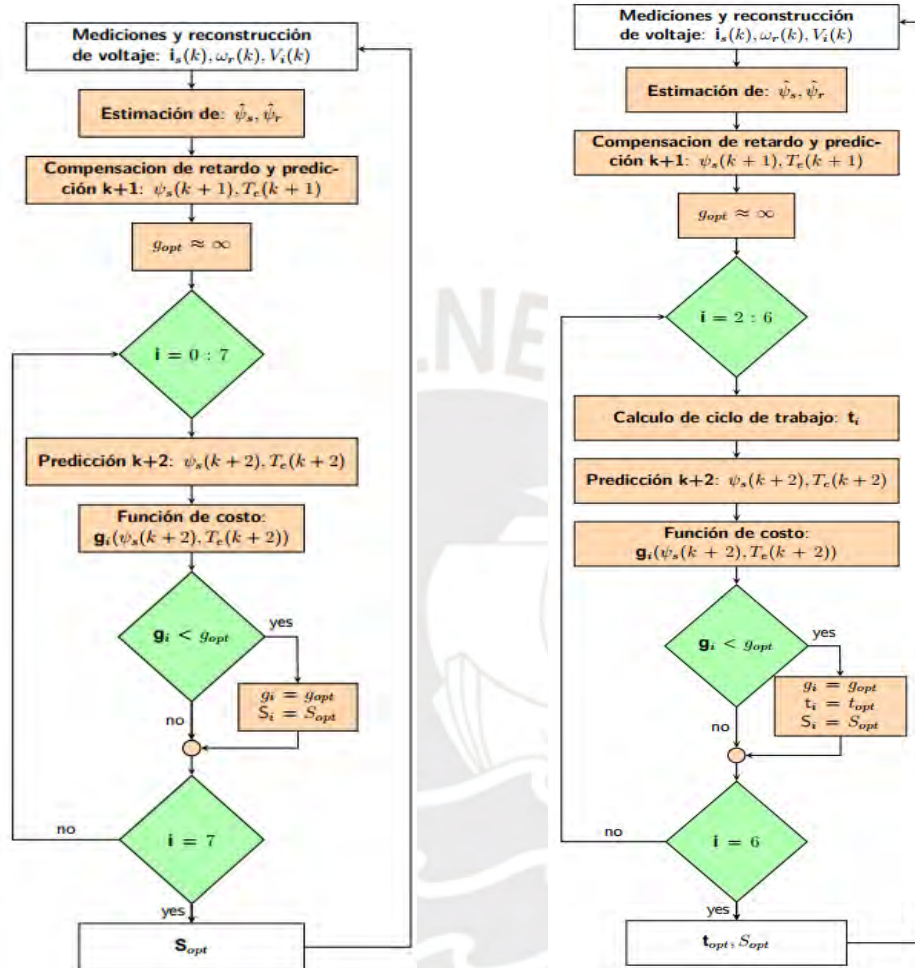


Figura 2. 14 Diagrama de flujo: a) Control predictivo de torque convencional b) Control predictivo de torque con optimización de ciclo de trabajo

## 2.7. Observador de orden completo simplificado para estimar el flujo del estator

La estimación precisa del flujo del estator y del torque es esencial para el rendimiento del control en motores de inducción. Para mejorarla, se implementa un observador de orden completo, que proporciona alta precisión en un amplio rango de velocidades [30]. Basados en las ecuaciones dinámicas del motor con flujo del estator  $\psi_s$  y corriente del estator  $i_s$ , estas pueden expresarse en un marco estacionario. A continuación, se describe el procedimiento para diseñar este observador.

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \quad (2.39)$$

donde,  $x = [i_s \quad \psi_s]^T$  serán las variables de estado,  $u = u_s$  es el vector de voltaje del estator:

$$A = \begin{bmatrix} -\lambda(R_s L_r + R_r L_s) + j\omega_r & \lambda(R_r - jL_r \omega_r) \\ -R_s & 0 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} \lambda L_r \\ 1 \end{bmatrix} \quad (2.40)$$

Siendo,

$$\lambda = 1/(L_s L_r - L_m^2) \quad (2.41)$$

Para estimar con precisión el enlace del flujo del estator, se utiliza un observador lineal de lazo cerrado, que se describe como

$$\frac{d\hat{x}}{dt} = A\hat{x} + Bu_s + G(i_s - \hat{i}_s) \quad (2.42)$$

donde  $\hat{x} = [i_s \quad \psi_s]^T$  son las variables estimadas y  $G$  es la matriz de ganancia

En las estimaciones clásicas para motores de inducción, los polos del observador se diseñan proporcionalmente a los polos del motor. Esto aumenta la parte imaginaria a altas velocidades, lo que puede comprometer la estabilidad del sistema. Para solucionar este problema, se propone desplazar la parte real de los polos del observador hacia la izquierda en el plano complejo, manteniendo la parte imaginaria sin cambios. Sin embargo, esto complica las expresiones de las ganancias del observador. En este trabajo, se utilizará la matriz de ganancias propuesta en [41], seleccionada mediante pruebas heurísticas.

$$G = - \begin{bmatrix} 2b \\ b/\lambda L_r \end{bmatrix} \quad (2.43)$$

Donde  $b$  es un valor negativo constante. Este método de asignación de polos puede mejorar la convergencia y la estabilidad del observador, especialmente a alta velocidad.

## 2.8. Control lineal por rechazo activo de perturbaciones (LADRC) para el control de velocidad de motor de inducción aplicado a vehículo eléctrico

En esta sección, se propone el desarrollo del control activo de rechazo de perturbaciones (ADRC) para mejorar el control de velocidad en motor de inducción. Los controladores PI convencionales presentan limitaciones, ya que su rendimiento se ve afectado por perturbaciones externas complejas y ruido en la medición [63]. Aunque los controladores PI heredan del PID la independencia del modelo de planta, presentan debilidades en cuanto al seguimiento de referencia de velocidad y la capacidad de rechazo de perturbaciones. El LADRC, por otro lado, ofrece una alternativa eficaz al estimar y compensar perturbaciones mediante la observación de variables medibles [45].

Se presenta la formulación del control activo de rechazo de perturbaciones en sus variantes no lineal (NADRC) y lineal (LADRC), aplicables tanto a procesos

lineales como no lineales. La figura 2.15 muestra el lazo de control de rechazo activo de perturbaciones y sus componentes principales:

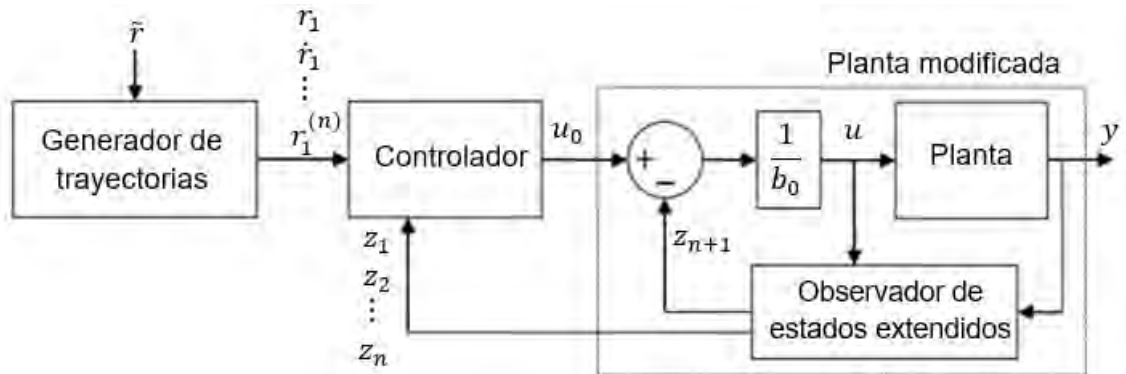


Figura 2. 15 Lazo de control por rechazo activo de perturbaciones (Referencia:[42])

- **Generador de trayectorias:** Toma la referencia deseada  $\tilde{r}$  y genera un perfil transitorio,  $r_1$ , junto con sus derivadas  $\dot{r}_1, \ddot{r}_1, \dots, r_1^{(n)}$ .
- **Observador de estados extendido:** Estima los estados del sistema  $z_1, z_2, \dots, z_n$  y un estado adicional  $z_{n+1}$ , que incluye tanto la dinámica no modelada como las perturbaciones presentes.
- **Controlador:** diseñado para que la planta modificada se comporte como un sistema nominal sin perturbaciones. La acción de control  $u_0$  actúa sobre la planta modificada, mientras que la acción de control  $u = (u_0 - z_{n+1})/b_0$  se aplica al sistema real. Para implementar el lazo de control, se necesita determinar el orden  $n$  y estimar la ganancia crítica  $b_0$ .

### 2.8.1. Control lineal por rechazo activo de perturbaciones

El ADRC es aplicable tanto a sistemas de una entrada y una salida (SISO) como a sistemas multivariables. Se utiliza un sistema SISO de segundo orden:

$$\ddot{y} = -a_1\dot{y} - a_0y + bu \quad (2.44)$$

donde  $y$  es la salida a controlar,  $u$  es la acción de control,  $a_0$  y  $a_1$  determinan la ubicación de los polos,  $b$  es la ganancia crítica,  $w$  para representar las perturbaciones de carga. En espacio de estados, el sistema se expresa como:

$$\dot{x}_1 = x_2, \quad \dot{x}_2 = -a_0x_1 - a_1x_2 + bu + w, \quad y = x_1 \quad (2.45)$$

Si los parámetros  $a_0$  y  $a_1$  no son conocidos, pero  $b$  tiene una aproximación  $b_0$ , se agrupa la dinámica desconocida en una perturbación total  $f$ : [42]

$$f = -a_0x_1 - a_1x_2 + (b - b_0)u + w \quad (2.46)$$

Reemplazando  $f$  en el modelo, se obtiene:

$$\dot{x}_1 = x_2 \quad \dot{x}_2 = f + b_0u \quad y = x_1 \quad (2.47)$$

Para estimar y compensar  $f$ , se extiende el modelo incorporando  $x_3 = f$  y  $h = \dot{f}$

$$\dot{x}_1 = x_2 \quad \dot{x}_2 = x_3 + b_0 u \quad \dot{x}_3 = h \quad y = x_1 \quad (2.48)$$

La estimación de los estados de (2.48) se obtiene a partir del observador de estados extendido (ESO) (2.49). Este observador tiene como entradas la acción de control  $u$ , que actúa sobre la planta y a la salida medida  $y$

$$\dot{z}_1 = z_2 + L_1 e \quad \dot{z}_2 = z_3 + b_0 u + L_2 e \quad \dot{z}_3 = L_3 e \quad e = y - z_1 \quad (2.49)$$

donde  $L_i$  se refiere a las ganancias lineales del observador

El ADRC lineal (LADRC) simplifica la implementación respecto al ADRC no lineal (NADRC) al reducir parámetros de sintonización, facilitando el análisis de estabilidad y desempeño.

La cancelación activa de perturbaciones se consigue al compensar la perturbación total estimada, representada por  $z_3$ , directamente en la ley de control  $u_0$  (ver figura 2.15), según:

$$u = \frac{u_0 - z_3}{b_0} \quad (2.50)$$

Reemplazando (2.50) en (2.48), donde  $z_3 \approx f$ , el sistema se transforma en:

$$\dot{x}_1 = x_2 \quad \dot{x}_2 = u_0 \quad y = x_1 \quad (2.51)$$

La acción de control aplicada al proceso real sigue la forma de la ecuación (2.50), mientras que la acción de control sobre la planta modificada se define mediante la ley de realimentación de estados en (2.52) [43]:

$$u_0 = k_1(\tilde{r} - z_1) - k_2 z_2 \quad (2.52)$$

Donde  $k_1$  y  $k_2$  son las ganancias del controlador

### 2.8.2. Sintonización de las ganancias LADRC

En LADRC, la sintonización de las ganancias se fundamenta en ajustar las ganancias del observador y del controlador en función de dos parámetros importantes: el ancho de banda del observador ( $\omega_0$ ) y el ancho de banda del controlador ( $\omega_c$ ). Para diseñar las ganancias del observador, se toma en cuenta la representación matricial del modelo extendido (2.48) con  $x = [x_1 \ x_2 \ x_3]^T$  dada por:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + Bu + Eh \\ y &= Cx \end{aligned} \quad (2.53)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ b_0 \\ 0 \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} h \quad y = [1 \ 0 \ 0] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix}$$

El observador LESO (2.49) con  $z = [z_1 \ z_2 \ z_3]^T$  y  $x = [x_1 \ x_2 \ x_3]^T$  es:

$$\dot{z} = Az + Bu + L(Cx - Cz) \quad (2.54)$$

El error de estimación  $e = x - z$  y restando (2.54) de (2.53) se tiene la dinámica del error:

$$\dot{e} = (A - LC)e + Eh \quad (2.55)$$

Considerando que  $h$ , es desconocida pero distinguible y limitada, se calculan las ganancias del observador mediante la asignación de polos. De acuerdo con [44] se sugiere ubicar todos los polos en la posición  $-\omega_0$  en el semiplano izquierdo. Esto se logra satisfaciendo la condición:

$$|sI - (A - LC)| = (s + \omega_0)^3 \quad (2.56)$$

$$\begin{vmatrix} s + L_1 & -1 & 0 \\ L_2 & s & -1 \\ L_3 & 0 & s \end{vmatrix} = s^3 + 3\omega_0 s^2 + 3\omega_0^2 s + \omega_0^3 \quad (2.57)$$

Al resolver la ecuación (2.57) y comparar los coeficientes en ambos lados, se obtiene las ganancias para el observador lineal en (2.58). El análisis de convergencia con este diseño se detalla en [46], mientras que [45] discuten la validez de asumir que  $h$  es acotada.

$$L_1 = 3\omega_0; \quad L_2 = 3\omega_0^2; \quad L_3 = \omega_0^3 \quad (2.58)$$

Para el diseño de las ganancias del controlador, se utiliza la representación en frecuencia del modelo simplificado (2.51)

$$Y = \frac{U_0}{s^2} \quad (2.59)$$

Donde  $Y$  y  $U_0$  representan respectivamente, las transformadas de Laplace de la salida y la acción de control. La expresión para  $U_0$  se obtiene de (2.52) considerando que  $z_1 \approx y$ ,  $z_2 \approx \dot{y}$  y  $R$  es la transformada de Laplace de referencia:

$$U_0 = k_1 R - k_1 Y - k_2 Y s \quad (2.60)$$

Reemplazando (2.61) en (2.60) y reorganizando términos:

$$\frac{Y}{R} = \frac{k_1}{s^2 + k_2 s + k_1} \quad (2.61)$$

La ubicación de los polos de lazo cerrado está condicionada por la elección de  $k_1$  y  $k_2$ .

Siguiendo con la metodología de [44], los dos polos son asignados a la ubicación  $-\omega_c$  en el semiplano izquierdo cumpliendo:

$$s^2 + k_2 s + k_1 = s^2 + 2\omega_c s + \omega_c^2 \quad (2.62)$$

Comparando coeficientes, se derivan las ganancias del controlador:

$$k_1 = \omega_c^2 \quad ; \quad k_2 = 2\omega_c \quad (2.63)$$

La selección de  $\omega_0$  y  $\omega_c$  se realiza por prueba y error. El ancho de banda del controlador se ajusta para obtener el rendimiento esperado en lazo cerrado, y el ancho de banda del observador se escala a partir de  $\omega_0 = k\omega_c$ ,  $k \geq 1$ . Aunque aumentar estos valores puede mejorar la estimación y la velocidad de respuesta, también puede provocar oscilaciones y un incremento en la magnitud o la velocidad de cambio de la acción de control [42]. La principal limitación de esta estrategia es su enfoque empírico, que a menudo requiere re-sintonización o técnicas adicionales para resultados óptimos.

### 2.8.3. Guía para la implementación del algoritmo LADRC

Para el desarrollo del algoritmo LADRC, se seguirá el procedimiento propuesto en [42] que detalla cinco pasos clave, incluyendo recomendaciones para calcular las ganancias del LADRC. Por ejemplo, en un sistema estable con una dinámica predominante de primer orden, se puede estimar la ganancia crítica  $b_0$  como la relación entre la ganancia estática  $K$  y la constante de tiempo  $\tau$ . Para sistemas de segundo orden, se estima  $b_0$  dividiendo la ganancia estática entre el cuadrado de la constante temporal  $T$  [47].

El tiempo de establecimiento requerido  $t_s$  se puede emplearse para determinar el ancho de banda del controlador y, posteriormente, escalarlo para determinar el ancho de banda del observador. Estas sugerencias ofrecen valores iniciales para las ganancias, que pueden requerir ajustes adicionales según los requisitos de desempeño especificados en el paso final.

### 2.8.4. Implementación del LADRC en el control de velocidad

Partiendo de la ecuación mecánico del motor de inducción, visto en capítulo 2, se puede expresar como:

$$\dot{\omega}_r = -\frac{B\omega_r}{J} + \frac{T_e}{J} - \frac{1}{J}T_L \quad (2.64)$$

Se puede presentar como una ecuación de estado mediante la ecuación (2.28)

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= -a_0x_1 + bu + w \\ y &= x_1 \end{aligned} \quad (2.65)$$

Donde  $x_1 = \omega_r$  es la variable de estado,  $b = 1/J$ , que es una constante,  $u = T_e$  es la entrada conocida,  $-\frac{T_L}{J} - \frac{B}{J}$  es la perturbación y  $y$  es la salida del sistema.

La perturbación total puede ser expresada según (2.45) de la siguiente manera:

$$f = -\frac{T_L}{J} - \frac{B}{J} + (b - b_0) + w \quad (2.66)$$

Usando ecuación (2.47) se obtiene:

$$\dot{x}_1 = f + b_0 \quad (2.67)$$

$$y = x_1$$

$f$  también puede contener perturbaciones desconocidas e incertidumbre.

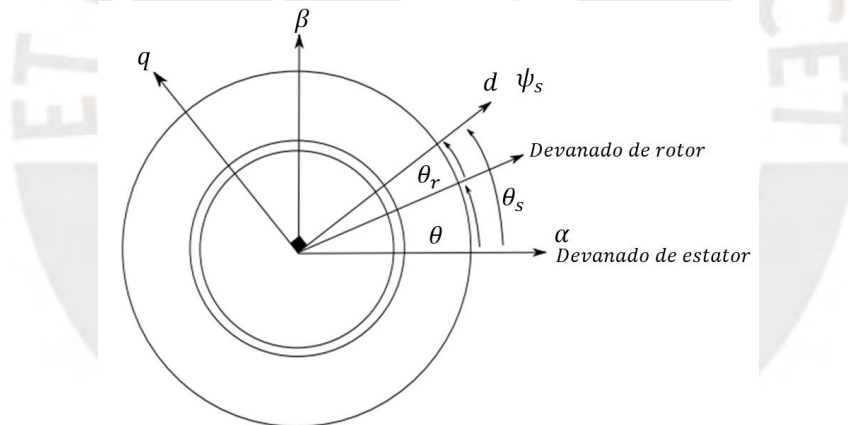
De acuerdo con el concepto fundamental del enfoque LADRC, no es necesario identificar la perturbación total  $f$ , se puede estimar y compensar mediante el LESO.

Para la implementación de LARDC se usará blockset de MATLAB 2022.

## 2.9. Control vectorial o control indirecto de campo orientado (IFOC) de un motor de inducción

A continuación, se dará una breve explicación del principio de funcionamiento del control vectorial en motor de inducción aplicado a tracción de un vehículo eléctrico, que se utilizará posteriormente para comparar el rendimiento con las técnicas de control predictivo de torque ya explicadas.

Partiendo de las ecuaciones (2.1-5), al emplear un sistema de referencia compuesto por dos ejes ortogonales que giran a la misma velocidad que el flujo del rotor  $\psi_r$  (Figura 2.16), es posible reescribir las ecuaciones que modelan el comportamiento dinámico de la máquina de inducción.



**Figura 2. 16** Sistema coordenado de referencia basado en la posición del vector de flujo de rotor

Donde,

$\theta$  : Posición relativa del rotor en relación con el estator.

$\theta_s$ : Posición relativa del flujo de rotor en relación con el estator

$\theta_r$ : Posición relativa del flujo de rotor en relación con el rotor

Al separar las ecuaciones en sus elementos reales e imaginarias, donde los subíndices d y q indican la utilización de un sistema de referencia rotatorio con una velocidad angular igual a  $\omega_s$  que es velocidad del estator

$$v_{sd} = r_s \cdot i_{sd} + \frac{d\psi_{sd}}{dt} - \omega_s \cdot \psi_{sq} \quad (2.68)$$

$$v_{sq} = r_s \cdot i_{sq} + \frac{d\psi_{sq}}{dt} + \omega_s \cdot \psi_{sd} \quad (2.69)$$

$$0 = r_r \cdot i_{rd} + \frac{d\psi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega_r)\psi_{rq} \quad (2.70)$$

$$0 = r_r \cdot i_{rq} + \frac{d\psi_{rq}}{dt} - (\omega_s - \omega_r)\psi_{rd} \quad (2.71)$$

$$\psi_{sd} = L_s \cdot i_{sd} + L_m \cdot i_{rd} \quad (2.72)$$

$$\psi_{sq} = L_s \cdot i_{sq} + L_m \cdot i_{rq} \quad (2.73)$$

$$\psi_{rd} = L_r \cdot i_{rd} + L_m \cdot i_{sd} \quad (2.74)$$

$$\psi_{rq} = L_r \cdot i_{rq} + L_m \cdot i_{sq} \quad (2.75)$$

La idea básica del control orientado al campo (FOC) es describir una máquina de inducción en un sistema de coordenadas dq cuyo eje d está alineado con el flujo del rotor [40]. En este sistema de coordenadas, el flujo del rotor está dado por:

$$\begin{aligned} \psi_r &= \psi_{rd} \\ \psi_{rq} &= 0 \end{aligned} \quad (2.76)$$

Es decir, el componente q del flujo del rotor es cero. Reemplazando (2.76) en (2.70) y luego de despejar  $i_{rd}$  de (2.74) y reemplazando también en (2.70), se obtiene

$$\psi_{rd} + \frac{L_m}{r_r} \frac{d\psi_{rd}}{dt} = L_m i_{sd} \quad (2.77)$$

Esto significa que en el sistema de coordenadas dq alineado con el flujo del rotor, la magnitud del flujo del rotor solo depende del componente d de la corriente del estator,  $i_{sd}$ .

Se puede obtener una corriente magnetizante que es ficticia y que cumple la misma función que una corriente de campo de un motor de corriente continua, a partir de la ecuación del rotor (eje directo) (2.77).

De esta manera igualando:

$$\psi_r = \psi_{rd} = L_m i_{mr} \quad (2.78)$$

donde  $i_{mr}$  es la corriente magnetizante

$$L_m i_{mr} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\psi_{rd}}{dt} = L_m i_{sd} \quad (2.79)$$

Cuando una máquina de inducción opera a velocidades menores que la nominal, el flujo del rotor se mantiene constante, eliminando la necesidad de considerar su derivada. En este trabajo de tesis no se considera operación a flujo debilitado. De esta manera la ecuación se resume como:

$$\psi_{rd} = L_m \cdot i_{sd} \quad (2.80)$$

Si la ecuación (2.5) se escribe en el sistema de coordenadas dq, se puede obtener la siguiente expresión:

$$T_e = \frac{3}{2}p(\psi_{rd} \cdot i_{rq} - \psi_{rq} \cdot i_{rd}) = \frac{3}{2}p(\psi_{rd} \cdot i_{rq}) \quad (2.81)$$

Además, al reescribir la ecuación (2.75) y considerar la ecuación (2.77), el componente q de la corriente del rotor resulta en

$$i_{rq} = -\frac{L_m}{L_r} i_{sq} \quad (2.82)$$

Al insertar la ecuación (2.82) en la ecuación (2.81), se puede calcular la expresión final para el par de la máquina:

$$T_e = \frac{3}{2}p \frac{L_m}{L_r} \psi_{rd} i_{sq} \quad (2.83)$$

A partir de la ecuación (2.7) y considerando  $\omega_k = \omega_s$ , la ecuación está escrita en un sistema coordenado giratorio y al separarlos en sus componentes dq se obtiene:

$$i_{sd} + \tau_\sigma \frac{di_{sd}}{dt} = \omega_s \tau_\sigma i_{sq} + \frac{k_r}{R_\sigma \tau_r} \psi_{rd} + \frac{v_{sd}}{R_\sigma} \quad (2.84)$$

$$i_{sq} + \tau_\sigma \frac{di_{sq}}{dt} = -\omega_s \tau_\sigma i_{sd} - \frac{k_r \omega_r}{R_\sigma \tau_r} \psi_{rd} + \frac{v_{sq}}{R_\sigma} \quad (2.85)$$

En un motor de inducción, la velocidad de la máquina eléctrica siempre es inferior a la frecuencia del voltaje aplicado al estator durante el funcionamiento, lo que genera un deslizamiento entre ambas velocidades. Como resultado, el ángulo de flujo del rotor no coincide con el ángulo del campo magnético generado por la máquina. Este deslizamiento implica que es necesario implementar un estimador de flujo del rotor, ya que, sin él, no es posible realizar un control desacoplado del flujo y el par motor.

A partir de las ecuaciones (2.70 y 2.75), se desarrolla las ecuaciones para estimar el ángulo de flujo de rotor:

$$(\omega_s - \omega_r) = r_r \frac{L_m}{L_r} \frac{i_{sq}}{\psi_{rd}} \quad (2.86)$$

Definiendo  $\omega_{sl}$  como el deslizamiento relativo entre la velocidad angular del flujo del rotor y la velocidad angular eléctrica del rotor

$$\omega_{sl} = \omega_s - \omega_r = r_r \frac{L_m}{L_r} \frac{i_{sq}}{\psi_{rd}} \quad (2.87)$$

Finalmente, el ángulo  $\theta$  se obtiene a partir de (2.87):

$$\theta = \int \omega_s dt = \int \left( \frac{r_r}{L_r} \frac{i_{sq}}{i_{sd}} + \omega_r \right) dt \quad (2.88)$$

Con las ecuaciones presentadas se desarrolla el modelo del motor de y control IFOC del motor de inducción.

### 2.9.1. Diagrama de bloques de FOC

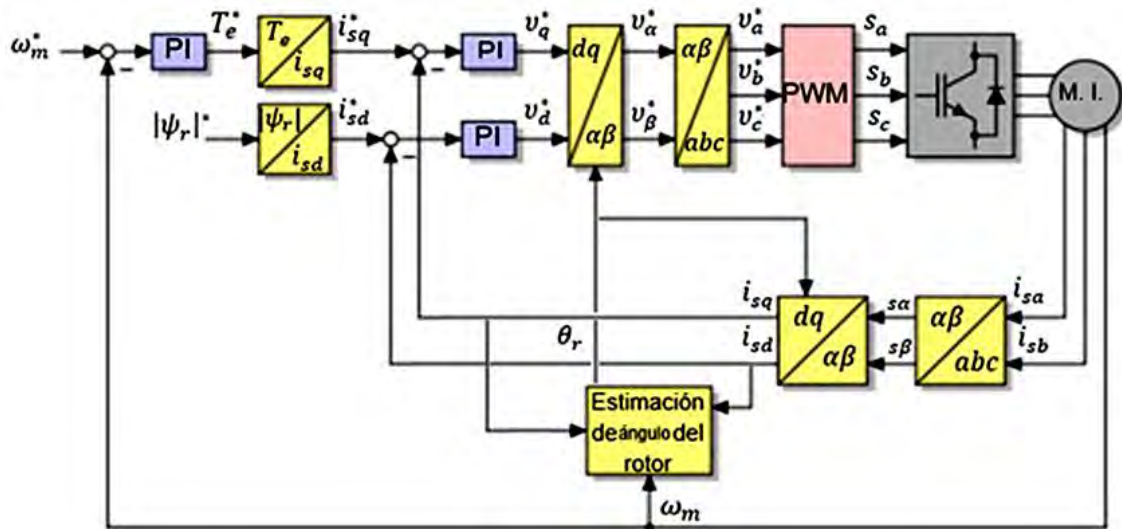
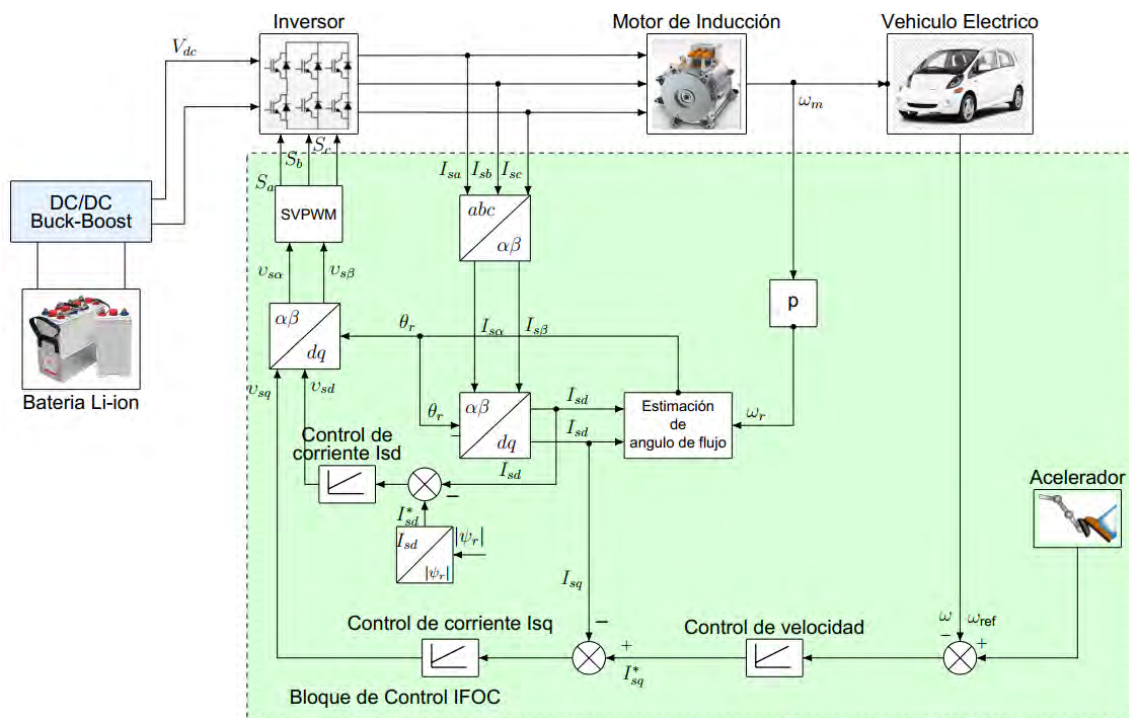


Figura 2. 17 Diagrama básico de IFOC

En la Figura 2.17 se presenta el diagrama de bloques de la estructura básica del Control Indirecto de Campo Orientado (IFOC) para motores de inducción. Dado que, en condiciones normales, la suma de las tres corrientes de fase es cero, basta con medir dos corrientes de fase ( $i_{sa}$  e  $i_{sb}$ ). Estas corrientes se transforman mediante la transformación de Clarke y Park para obtener las componentes  $i_{s\alpha}$  e  $i_{s\beta}$  y posteriormente  $i_{sd}$  e  $i_{sq}$ . El flujo del rotor se estima según el procedimiento explicado previamente, calculándose el ángulo del flujo del rotor  $\theta_r$ . La referencia de torque se determina a partir de un controlador PI de velocidad, mientras que la referencia para la magnitud del flujo del rotor se fija en un valor constante, ajustándose para operación en modo de debilitamiento de campo cuando es necesario. Con las referencias de flujo y torque, se calculan las corrientes de referencia  $i_{sd}^*$  e  $i_{sq}^*$ . Las diferencias entre estas referencias y las corrientes medidas en  $dq$  alimentan los controladores PI de corriente, que generan las tensiones de referencia  $v_d^*$  y  $v_q^*$ . Estas tensiones se transforman de  $dq$  a  $\alpha\beta$  y luego a las coordenadas  $abc$ , para obtener las tensiones de referencia de las tres fases. Finalmente, estas tensiones se envían a un modulador, que genera los estados de conmutación  $s_a$ ,  $s_b$  y  $s_c$  para controlar el inversor.

Finalmente se presenta el diagrama de bloques de algoritmo de control vectorial aplicado a control de motor de tracción de vehículo eléctrico en figura 2.18.



**Figura 2. 18** Diagrama de bloques de control vectorial de motor de inducción aplicado a vehículo eléctrico

La Figura 2.18 muestra la implementación del IFOC utilizando tres controladores PI: uno para velocidad, otro para la corriente directa y un tercero para la corriente de cuadratura. La salida del algoritmo de control genera tres señales de conmutación PWM que regulan la alimentación del motor a través de un inversor trifásico.

El FOC incluye una etapa de modulación por ancho de pulso con vector espacial (SVPWM), una técnica que optimiza el uso de corriente continua al maximizar el voltaje aplicado al motor, mejorando la eficiencia del sistema. SVPWM calcula un vector de referencia en el espacio bidimensional, que representa el voltaje deseado en las fases del motor. A partir de este vector, determina los tiempos de conmutación para los interruptores del inversor, generando un patrón de voltaje que replica el vector de referencia.

Esta técnica es preferida en el control vectorial, como el FOC, debido a su capacidad para reducir los armónicos, mejorar la respuesta dinámica del motor y ofrecer un control preciso y eficiente del torque y la velocidad.

## CAPÍTULO 3: MODELADO DE VEHÍCULO ELÉCTRICO Y MOTOR DE INDUCCIÓN

### 3.1. Modelado de un vehículo eléctrico

El modelado de vehículos eléctricos se inicia con la formulación de la dinámica básica de cualquier vehículo, fundamentada en los principios físicos esenciales. Para replicar fielmente el rendimiento de un método de control, es importante modelar con precisión la carga, considerando que los vehículos son sistemas complejos. Sin embargo, es posible simplificar este sistema a través de un modelo longitudinal, sin comprometer la precisión. El vehículo interactúa con el motor a través de dos factores clave: la inercia del vehículo y las fuerzas externas que actúan sobre él, las cuales se manifiestan como torque de carga.

### 3.2. Resistencias de vehículos

Las fuerzas resistivas que un vehículo experimenta durante un ciclo de conducción pueden agruparse en tres categorías principales: resistencia a la rodadura, resistencia aerodinámica y resistencia a la pendiente. Estas fuerzas determinan el comportamiento del vehículo bajo diversas condiciones de conducción y se reflejan en el torque de carga que el motor debe superar. Una representación visual de estas fuerzas se observa en la siguiente figura 3.1:

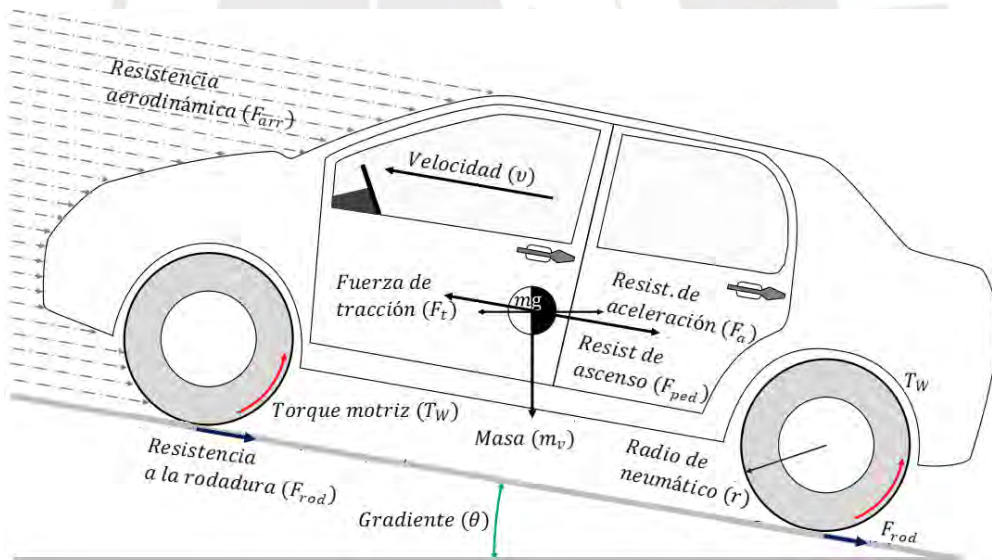


Figura 3.1 Componentes típicos de la fuerza motriz de un vehículo

#### 3.2.1. Resistencia aerodinámica

La resistencia aerodinámica es la fuerza que se opone al movimiento de un vehículo a través del aire y se debe a dos factores principales: el arrastre de forma y la fricción de la carrocería [48].

- **Arrastre de forma:** Es la resistencia causada por el diseño y contorno del vehículo, generada cuando el flujo de aire rodea su carrocería. Este tipo

de resistencia está directamente relacionado con la forma aerodinámica del vehículo.

- **Rozamiento de la carrocería:** Surge de la diferencia en la velocidad del aire alrededor del vehículo. El aire cercano a la superficie del vehículo se mueve casi a su misma velocidad, mientras que el aire más alejado permanece en reposo, creando una fricción que contribuye a la resistencia aerodinámica.

La resistencia aerodinámica  $F_{arr}$  depende de la velocidad del vehículo  $v$ , el área frontal  $A_f$ , la forma de la carrocería del vehículo y la densidad del aire,  $\rho$ . Se expresa mediante la fórmula

$$F_{arr} = \frac{1}{2} \rho C_d A_f (v + v_v)^2 \quad (3.1)$$

Donde  $C_d$  es el coeficiente de arrastre aerodinámico, que refleja la forma de la carrocería, y  $v_v$  es la componente de la velocidad del viento en la dirección del vehículo. Esta componente suma a  $v$  si el viento va en la misma dirección que el vehículo y resta si es en contra. Los coeficientes de arrastre para distintas formas de carrocería pueden consultarse en la figura 2.6 de [48].

### 3.2.2. Resistencia a la rodadura

La resistencia a la rodadura es la fuerza que se opone al movimiento del vehículo debido a la compresión y liberación de los neumáticos al girar. Esta fuerza, que consume energía, es proporcional al peso del vehículo y se calcula como:

$$F_{rod} = \mu_{rr} m_v g \cos(\alpha) \quad (3.2)$$

donde  $\mu_{rr}$  es el coeficiente de resistencia a la rodadura (aproximadamente entre 0.01 a 0.035, para neumáticos de carretera),  $m_v$  es la masa del vehículo,  $g$  es la aceleración de la gravedad y  $\alpha$  es el ángulo de la pendiente.

### 3.2.3. Resistencia de ascenso

La fuerza de pendiente o resistencia de ascenso ( $F_{pend}$ ) es la parte de la fuerza de tracción necesaria para mover el vehículo en una pendiente, y se expresa como:

$$F_{pend} = m_v g \sin(\alpha) \quad (3.3)$$

### 3.2.4. Ecuaciones de inercia, de masa y dinámicas

Para modificar la velocidad del vehículo, se requiere una fuerza adicional que venza la inercia del vehículo, calculada según la segunda ley de Newton:

$$F_{al} = m_v \cdot a = m_v \cdot \frac{dv}{dt} \quad (3.4)$$

Además de la aceleración lineal ( $a = \frac{dv}{dt}$ ), especialmente en componentes rotativas del tren motriz. El torque necesario para generar esta aceleración angular es:

$$T_w = J_v \cdot \frac{d\omega_w}{dt} \quad (3.5)$$

donde  $J_v$  es momento de inercia y  $\frac{d\omega_w}{dt}$ , la tasa de cambio angular. Este torque se relaciona con la fuerza de aceleración angular ( $F_{aa}$ ) mediante:

$$F_{aa} = \frac{T_w}{r} = \frac{J_v}{r^2} \cdot \frac{dv}{dt} \quad (3.6)$$

Para el cálculo de estas fuerzas se ignora la fricción de los rodamientos.

### 3.2.5. Fuerza de tracción

La fuerza total de tracción es la suma de las fuerzas aerodinámica (3.1), de rodadura (3.2), de pendiente (3.3), de aceleración lineal (3.4) y angular (3.6), expresada como:

$$F_t = F_{arr} + F_{rod} + F_{ped} + F_{al} + F_{aa} \quad (3.7)$$

$$F_t = \frac{1}{2} \rho C_d A_f (v + v_v)^2 + \mu_{rr} m_v g \cos(\alpha) + m_v g \sin(\alpha) + \left( m_v + \frac{J_v}{r^2} \right) \frac{dv}{dt} \quad (3.8)$$

### 3.3. Sistema de propulsión de vehículo eléctrico

La transmisión de un vehículo eléctrico conecta un motor eléctrico a las ruedas mediante engranajes y un diferencial. En estos vehículos, es común utilizar un piñón fijo debido a la naturaleza de la transmisión. Si la relación de transmisión es  $G$  y su eficiencia  $\eta_G$ , se puede analizar cómo se relacionan las fuerzas y velocidades en el sistema. En la figura 3.2 se observa la transmisión característica de un vehículo eléctrico [49].

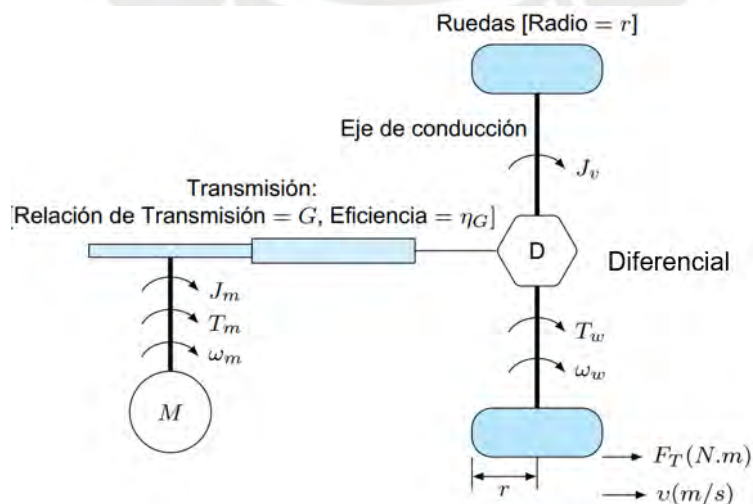


Figura 3.2 Sistema de transmisión de vehículo eléctrico

Si el vehículo avanza a una velocidad constante  $v$  y está sometido a una fuerza de tracción  $F_t$ , el torque en la rueda motriz  $T_w$  es:

$$T_w = F_t \cdot r \quad (3.9)$$

La velocidad angular del motor  $\omega_m$  se obtiene la relación de transmisión  $G$ :

$$\omega_m = G \cdot \omega_w \quad (3.10)$$

El torque del motor  $T_m$  en relación con el torque en el eje motriz  $T_w$  se determina mediante la conservación de la potencia:

$$T_m \cdot \omega_m = T_w \cdot \omega_w \cdot \eta_G \quad (3.11)$$

De aquí, se deduce la relación entre el torque del motor y el torque en las ruedas usando las ecuaciones (3.10) y (3.11):

$$T_m = \frac{T_w}{G \cdot \eta_G} \quad (3.12)$$

Considerando el momento de inercia del eje motriz  $J_v$  y del motor  $J_m$ , y utilizando la conservación de energía, de esta manera igualando energía cinética entre eje del motor eléctrico y eje motriz, se obtiene:

$$\frac{1}{2} J_m \omega_m^2 = \frac{1}{2} J_v \omega_w^2 \quad (3.13)$$

Sin embargo, para reflejar las pérdidas en los engranajes, se ajusta la relación dividiendo por la eficiencia de la transmisión  $\eta_G$ , quedando:

$$\frac{1}{2} J_m \omega_m^2 = \frac{1}{2 \eta_G} J_v \omega_w^2 \quad (3.14)$$

Reemplazando la relación de velocidad angular del motor y velocidad angular de la rueda se obtiene:

$$J_v = G^2 \eta_G J_m \quad (3.15)$$

Sustituyendo estas relaciones en la ecuación de la fuerza de tracción, se obtiene:

$$F_t = \frac{1}{2} \rho C_d A_f (v + v_w)^2 + \mu_{rr} m_v g \cos(\alpha) + m_v g \sin(\alpha) + \left( m_v + \frac{G^2 \eta_G J_m}{r^2} \right) \frac{dv}{dt} \quad (3.16)$$

Por lo tanto, esta ecuación permite calcular el torque necesario que el motor debe suministrar para mantener la velocidad del vehículo, superando las fuerzas de resistencia

$$\frac{T_w}{r} = \frac{1}{2} \rho C_d A_f (v + v_w)^2 + \mu_{rr} m_v g \cos(\alpha) + m_v g \sin(\alpha) + \left( m_v + \frac{G^2 \eta_G J_m}{r^2} \right) \frac{dv}{dt} \quad (3.17)$$

Reemplazando (3.12) en (3.17):

$$\begin{aligned} \frac{G}{r} \eta_G T_m = \frac{1}{2} \rho C_d A_f (v + v_w)^2 + \mu_{rr} m_v g \cos(\alpha) + m_v g \sin(\alpha) \\ + \left( m_v + \frac{G^2 \eta_G J_m}{r^2} \right) \frac{dv}{dt} \end{aligned} \quad (3.18)$$

Finalmente, la aceleración del vehículo se expresa como:

$$\begin{aligned} \left( m_v + \frac{G^2 \eta_G J_m}{r^2} \right) \frac{dv}{dt} = \frac{G}{r} \eta_G T_m - \frac{1}{2} \rho C_d A_f (v + v_w)^2 - \mu_{rr} m_v g \cos(\alpha) - m_v g \sin(\alpha) \\ \frac{dv}{dt} = \frac{1}{\left( m_v + \frac{G^2 \eta_G J_m}{r^2} \right)} \left[ \frac{G}{r} \eta_G T_m - \frac{1}{2} \rho C_d A_f (v + v_w)^2 - \mu_{rr} m_v g \cos(\alpha) \right. \\ \left. - m_v g \sin(\alpha) \right] \end{aligned} \quad (3.19)$$

### 3.4. Modos de operación del vehículo eléctrico

Un vehículo eléctrico puede funcionar en tres modos, dependiendo de la demanda del conductor y las condiciones de conducción. Estos modos son operación a torque constante, potencia constante y operación en velocidad constante

#### 3.4.1. Modo de Torque constante

En este modo, el vehículo requiere una alta aceleración inicial para un arranque rápido. Durante esta fase, el motor mantiene un torque constante mientras la velocidad aumenta. A velocidades inferiores a la nominal, el torque es elevado y el incremento de la velocidad es proporcional al aumento de potencia. En resumen, a bajas velocidades, el torque se mantiene constante, y la velocidad aumenta proporcionalmente a la potencia.

La ecuación del cambio de velocidad (3.19) también puede estar descrita de la siguiente manera utilizando los siguientes factores

$$\begin{aligned} K_2 = \frac{\frac{G}{r} \eta_G T_m - \mu_{rr} m_v g \cos(\alpha) - m_v g \sin(\alpha)}{\left( m_v + \frac{G^2 \eta_G J_m}{r^2} \right)} \quad K_1 = \frac{\frac{1}{2} \rho C_d A_f}{\left( m_v + \frac{G^2 \eta_G J_m}{r^2} \right)} \\ \frac{dv}{dt} = -K_1 (v + v_w)^2 + K_2 \end{aligned} \quad (3.20)$$

#### 3.4.2. Modo de Potencia constante

Este modo de operación corresponde a altas velocidades y bajo torque. Se activa cuando el motor supera su velocidad nominal, momento en el cual la máquina eléctrica trabaja a una potencia constante. Como esta potencia suele ser igual a la potencia nominal de la máquina, el torque se reduce a medida que incrementa

la velocidad. Si dicha velocidad sigue aumentando, se alcanza un límite de potencia máxima, donde los sistemas de protección del vehículo restringen la velocidad.

El torque  $T_m$  se relaciona con la potencia nominal  $P_m$  y la velocidad del motor  $\omega_m$

$$T_m = \frac{P_m}{\omega_m} = \frac{P_m}{v} \left( \frac{r}{G} \right) \quad (3.21)$$

Sustituyendo (3.21) en la ecuación de aceleración (3.19), se obtiene:

$$\frac{dv}{dt} = \frac{1}{\left( m_v + \frac{G^2 \eta_G J_m}{r^2} \right)} \left[ \eta_G \frac{P_m}{v} - \frac{1}{2} \rho C_d A_f (v + v_w)^2 - \mu_{rr} m_v g \cos(\alpha) - m_v g \sin(\alpha) \right]$$

Al definir  $K_3 = \eta_G P_m$  y  $K_{2a} = \frac{-\mu_{rr} m_v g \cos(\alpha) - m_v g \sin(\alpha)}{\left( m_v + \frac{G^2 \eta_G J_m}{r^2} \right)}$ , se puede simplificar la expresión de aceleración como:

$$\frac{dv}{dt} = -K_1 (v + v_w)^2 + K_{2a} + K_3 \frac{1}{v} \quad (3.22)$$

### 3.4.3. Modo de Velocidad constante

En el modo de velocidad constante, como indica su nombre, la aceleración es nula  $\frac{dv}{dt} = 0$ , En esta fase, el torque y la potencia del motor sólo son necesarios para compensar las pérdidas debidas a las fuerzas de resistencia y al sistema de transmisión. Por lo tanto, el torque se reduce a la suma de todas las fuerzas resistivas.

A partir de la ecuación original, considerando  $\frac{dv}{dt} = 0$ , se obtiene:

$$T_m = \frac{1}{\frac{r}{G} \eta_G} \left( \frac{1}{2} \rho C_d A_f (v + v_w)^2 + \mu_{rr} m_v g \cos(\alpha) + m_v g \sin(\alpha) \right) \quad (3.23)$$

### 3.5. Parámetros de vehículo eléctrico

Las ecuaciones presentadas en la sección anterior permiten evaluar el rendimiento de un vehículo eléctrico durante la conducción; sin embargo, para obtener resultados precisos y realistas, es fundamental asignar valores representativos a los parámetros del modelo, imitando las características de un vehículo de pasajeros típico. En esta investigación, no se abordarán aspectos relacionados con la batería ni con la electrónica de potencia, a pesar de su relevancia en el diseño de vehículos eléctricos. El enfoque de este trabajo se centrará en métodos avanzados de control del motor eléctrico y en el análisis del rendimiento dinámico del vehículo.

Para definir el vehículo y el motor, se seguirán los siguientes pasos [49]:

- **Definir los parámetros del vehículo y el rendimiento esperado:** Esto incluye definir los parámetros necesarios para calcular, la resistencia aerodinámica, la resistencia a la rodadura, la fuerza de pendiente y otros factores que afectan la dinámica del vehículo.
- **Establecer la relación transmisión:** Determinar la relación de transmisión fija entre el motor y las ruedas ( $G$ ), que se calcula según la siguiente ecuación [48].

$$G = \frac{\pi \cdot \omega_{m,max} \cdot r}{30 \cdot V_{max}} \quad (3.24)$$

Donde:

$\omega_{m,max}$ : velocidad máxima de motor eléctrico en RPM

$r$ : radio de llanta de vehículo

$V_{max}$ : velocidad máxima del vehículo en m/s

- **Determinar la potencia nominal del motor:** Seleccionar un motor eléctrico con una potencia que cumpla con los requisitos de rendimiento del vehículo, teniendo en cuenta las condiciones de operación típicas y las demandas máximas durante la conducción.
- **Seleccionar el tipo de motor eléctrico y su topología:** Elegir el tipo de motor eléctrico más adecuado en función de las características de rendimiento deseadas y la aplicación específica del vehículo.

Como caso de estudio, se ha elegido el de Mitsubishi i-MiEV ya que ha sido objeto de diversas pruebas y estudios previos, lo que proporciona una información sólida para validar los modelos.[28]

En tabla 3.1, se muestra las especificaciones técnicas del MITSUBISHI I-MIEV

**Tabla 3.1** Especificaciones técnicas del MITSUBISHI I-MIEV

| Parámetros         | Valores   | Parámetros         | Valores   |
|--------------------|-----------|--------------------|-----------|
| Potencia nominal   | 37 KW     | Potencia max.      | 49 KW     |
| Velocidad max.     | 130 km/h  | Torque max.        | 196 Nm    |
| Tipo de batería    | Litio-ion | Voltaje de batería | 330 V     |
| Peso de vehículo   | 1450 kg   | Radio de llanta    | 0.255 m   |
| Energía de batería | 16 KW-h   | Transmisión        | Auto Gear |

Para hallar la relación de transmisión se utiliza la ecuación (3.24), asumiendo un valor máximo de velocidad  $\omega_{m,max} = 6000$  RPM, se obtiene  $G = 4.5$

En la tabla 3.2, se muestra los principales parámetros que se pueden considerar en este vehículo eléctrico, teniendo en cuenta que es un vehículo de ciudad (city car), y tomando en cuenta los valores de tabla 2 en [62].

**Tabla 3.2** Parámetros de diseño del MITSUBISHI I-MIEV

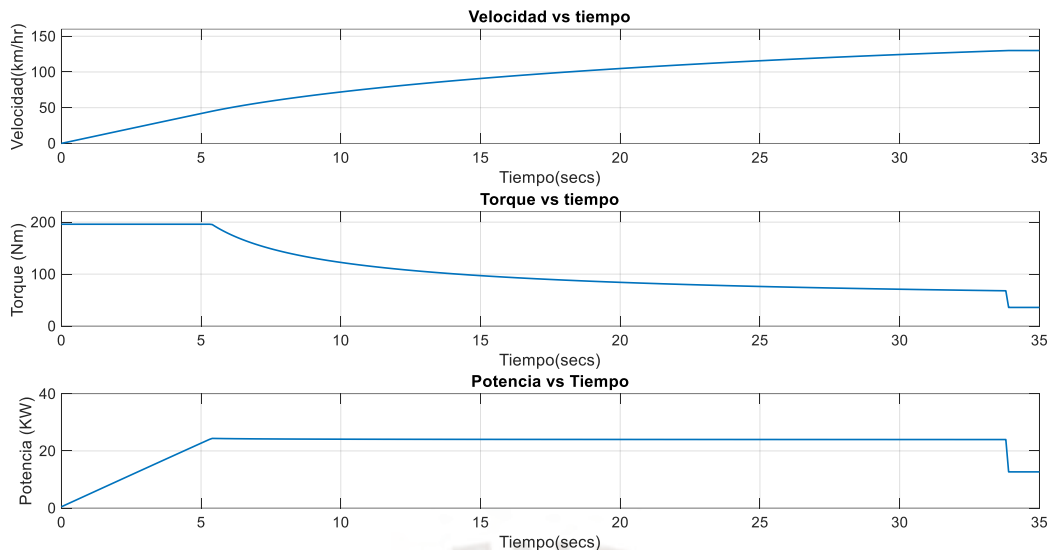
| Parámetros   | Valores                 |
|--|-------------------------|
| Masa de vehículo ( $m_v$ )                             | 1450 kg                 |
| Radio de ruedas ( $r$ )                                | 0.255 m                 |
| Coefficiente de resistencia a la rodadura ( $u_{rr}$ ) | 0.014                   |
| Coefficiente de resistencia aerodinámica ( $C_d$ )     | 0.33                    |
| Densidad de aire ( $\rho$ )                            | 1.225 kg/m <sup>3</sup> |
| Velocidad de viento ( $v_w$ )                          | 2 - 7 m/s               |
| Area frontal ( $A_f$ )                                 | 1.82 m <sup>2</sup>     |
| Gravedad ( $g$ )                                       | 9.81 m/s <sup>2</sup>   |
| Gradiente de pendiente ( $\alpha$ )                    | 0° - 5°                 |
| Relación de transmisión ( $G$ )                        | 4.5                     |
| Eficiencia de transmisión ( $\eta_G$ )                 | 0.96                    |



**Figura 3.3** Vehículo eléctrico MITSUBISHI I-MIEV

### 3.6. Modos de operación de vehículo eléctrico MITSUBISHI I-MIEV

Considerando los parámetros del vehículo eléctrico MITSUBISHI I-MIEV (Figura 3.3), se identifican los tres modos de operación mostrada en la figura 3.4 realizando simulación en MATLAB, según Anexo 01. En primer lugar, dentro del rango de torque constante, cuando la velocidad se mantiene por debajo de 45 km/h (que corresponde a la velocidad nominal del motor), se observa un incremento proporcional en la velocidad conforme aumenta la potencia, mientras que el torque permanece estable. Al superar los 45 km/h, el vehículo transita al modo de potencia constante, donde el torque comienza a descender progresivamente, y la potencia se mantiene constante. Por último, al rebasar los 130 km/h, la velocidad máxima del vehículo, se nota una reducción de la potencia y torque.



**Figura 3.4** Comportamiento de las variables de velocidad, torque y potencia según su modo de operación de vehículo eléctrico MITSUBISHI I-MIEV

### 3.7. Ciclos de conducción para modelado y pruebas

Los estudios de simulación de vehículos suelen utilizar ciclos de conducción predefinidos para asegurar que los resultados sean reproducibles y comparables con pruebas de laboratorio. Estos ciclos se presentan como series temporales de objetivos de velocidad del vehículo y son fundamentales en el concepto de operación de muchos estudios de diseño, ya que el ciclo de conducción seleccionado puede influir significativamente en el rendimiento observado y en las características del diseño del vehículo.

Entre los ciclos de conducción más utilizados, se destacan, en orden de mayor a menor frecuencia: el programa de conducción con dinamómetro urbano (UDDS), el programa de conducción en carreteras federales (FHDS), la prueba federal suplementaria agresiva (US06), el Nuevo Ciclo de Conducción Europeo (NEDC), el Ciclo de la Ciudad de Nueva York (NYCC) [49].

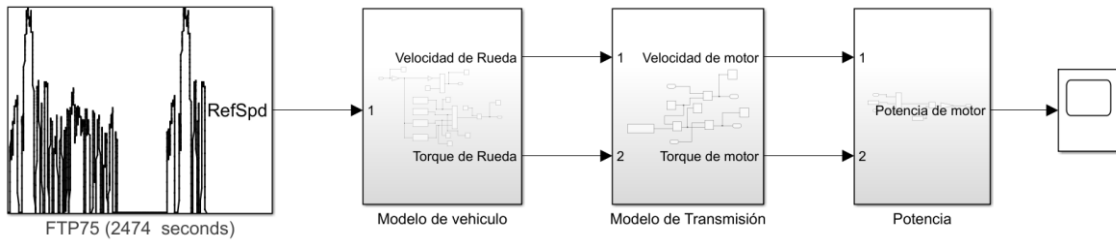
El ciclo de conducción del Procedimiento de Prueba Federal Mejorado (FTP-75) es un estándar en los EE. UU. para evaluar el rendimiento y las emisiones de los vehículos. Desarrollado por la Agencia de Protección Ambiental (EPA), el FTP-75 simula condiciones de conducción urbana típicas, como aceleraciones, desaceleraciones, y frecuentes paradas y arranques. Es una variante del UDDS y se emplea comúnmente para evaluar el desempeño de los vehículos eléctricos.

Se evaluará el vehículo eléctrico elegido para ciclo de conducción FTP-75.

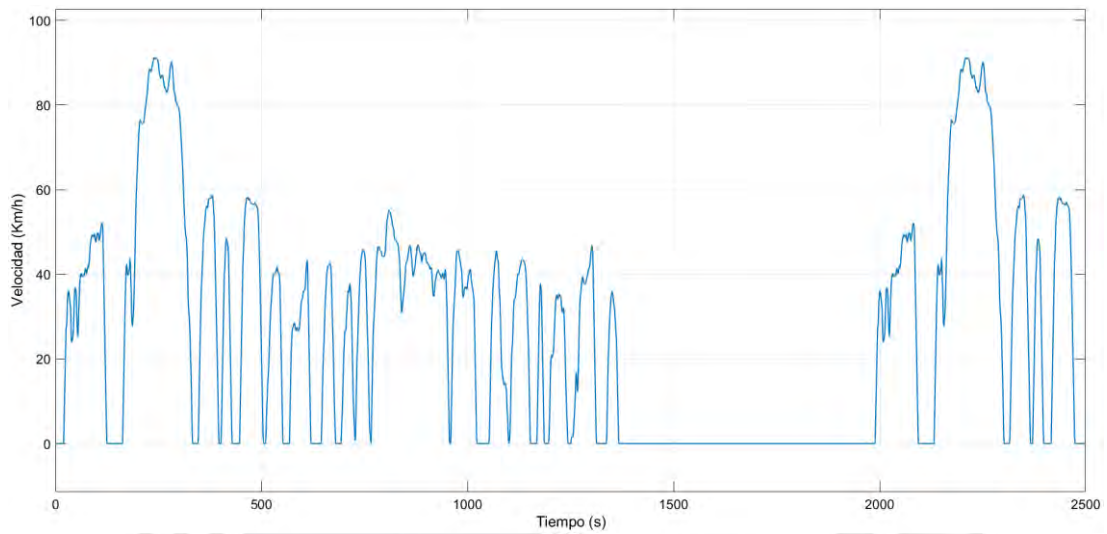
#### 3.7.1. Simulación de modelo ciclos de conducción para modelado y pruebas de vehículo eléctrico MITSUBISHI I-MIEV

La figura 3.5 muestra la simulación del ciclo de conducción aplicado al vehículo eléctrico en estudio, donde se evalúa el desempeño del sistema de propulsión

bajo diferentes condiciones de operación, permitiendo analizar la respuesta del vehículo frente a diversas demandas de torque y velocidad.

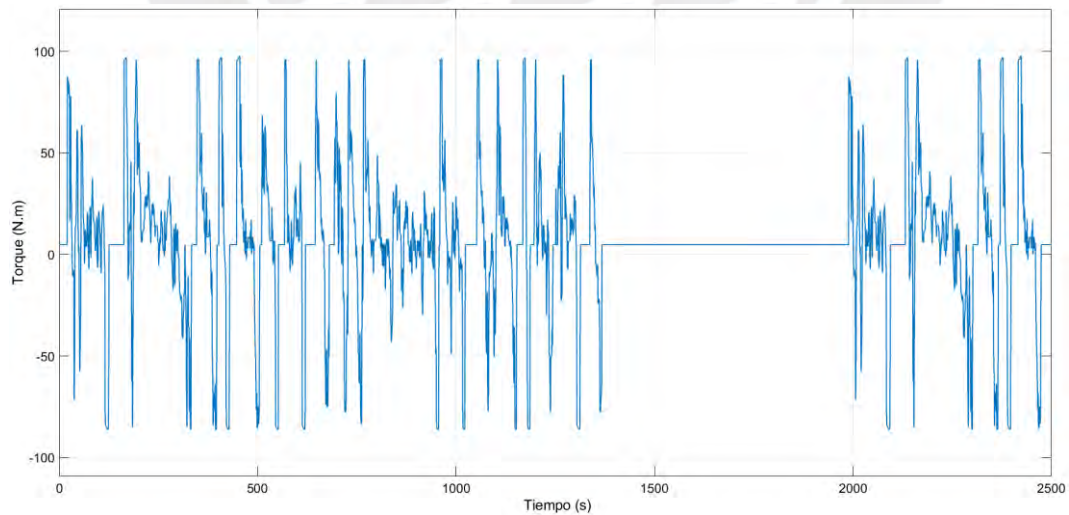


**Figura 3.5** Simulación de ciclo de conducción FTP75 en simulink

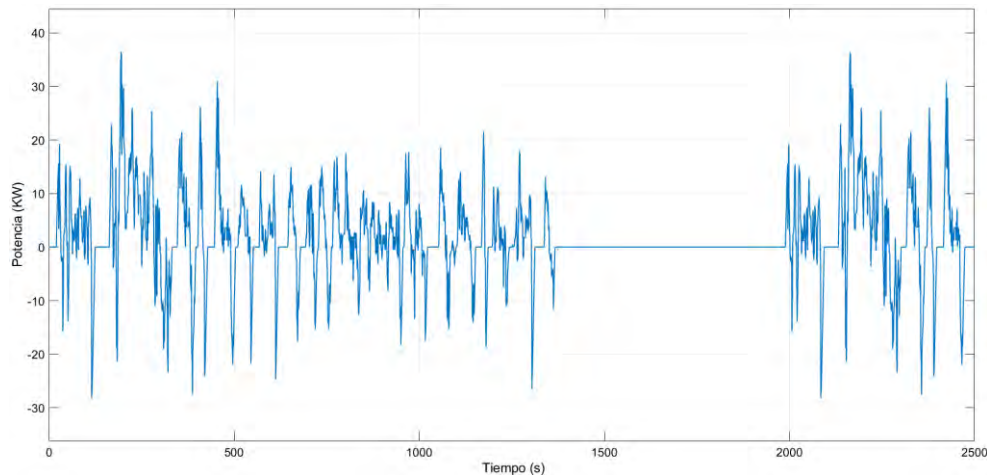


**Figura 3.6** Ciclo de conducción FTP-75

Luego de evaluar se obtiene las siguientes graficas de torque y potencia



**Figura 3.7** Torque durante ciclo de conducción FTP-75



**Figura 3.8** Potencia durante ciclo de conducción FTP-75

La figura 3.6 ilustra la relación entre la velocidad y el tiempo, mientras que la Figura 3.7 representa la relación que hay entre el torque versus el tiempo y la Figura 3.8 representa la relación entre la potencia versus el tiempo para el ciclo de conducción FTP75. Así mismo las figuras, proporcionan una representación visual de cómo la potencia, el torque y la velocidad están interrelacionados en el contexto del vehículo eléctrico en consideración. Para cumplir con el requisito del ciclo de conducción FTP-75, la potencia máxima requerida es de aproximadamente 44 kW y el torque máximo es de 100 Nm.

El perfil de potencia dentro de un ciclo de conducción, (Figura 3.8) se puede utilizar para obtener información sobre cómo se selecciona el estado de carga (SoC) de una batería en un vehículo eléctrico. Un SoC adecuado debe garantizar que la batería pueda satisfacer la demanda de energía del vehículo eléctrico durante todo el ciclo sin estar en estados de sobrecarga o descarga profunda y, por lo tanto, mejorar la eficacia del vehículo.

### 3.8. Modelo del motor de inducción

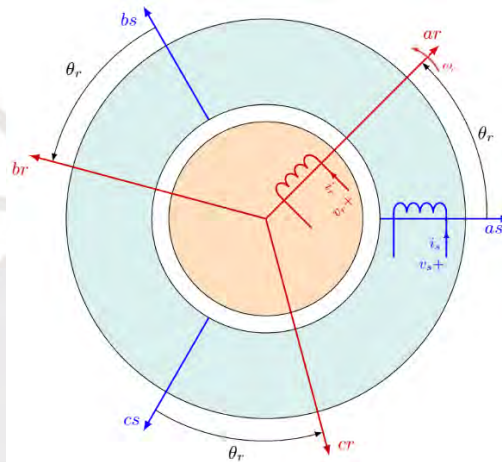
El desempeño dinámico del motor de inducción puede ser descrito mediante un sistema de ecuaciones diferenciales ordinarias en diferentes marcos de referencia. Para realizar el modelo matemático del motor de inducción se utilizan las siguientes restricciones [50]:

- La máquina tiene un material magnético que es lineal y por lo tanto se desprecia la saturación de la inductancia principal.
- Las pérdidas magnéticas y las variaciones en la resistencia del rotor son despreciables a causa del efecto pelicular
- Todos los parámetros de la máquina permanecen constantes a lo largo del tiempo. Específicamente, se desprecian las variaciones de la resistencia del estator debido a las fluctuaciones de temperatura.

- Se supone que la máquina es simétrica en sus tres fases y en el rotor. Específicamente, no se considera la prominencia en la geometría del rotor.
- Los devanados de la máquina están distribuidos sinusoidalmente.

### 3.8.1. Modelo matemático del motor de inducción en marco de referencia trifásico

Partiendo de la figura 3.9 se obtiene las ecuaciones dinámicas del estator según marco de referencia del estator y ecuaciones dinámicas del rotor según marco de referencia del rotor del motor de inducción, así mismo, la ecuación mecánica utilizando leyes físicas fundamentales como la ley de inducción de Faraday y la fuerza de Lorentz [51].



**Figura 3.9** El modelo real de la máquina de inducción trifásica con tres devanados de estator y tres devanados de rotor

Las leyes de voltaje de Kirchhoff establecen las ecuaciones para los voltajes y corrientes en los devanados *abc* del estator y rotor, relacionando los enlaces de flujo con las corrientes mediante inductancias mutuas y autoinductancias.

- Ecuaciones de voltaje

$$v_{s_{abc}} = R_s i_{s_{abc}} + \frac{\partial \psi_{s_{abc}}}{\partial t} \quad (3.25)$$

$$v_{r_{abc}} = R_r i_{r_{abc}} + \frac{\partial \psi_{r_{abc}}}{\partial t} \quad (3.26)$$

- Ecuaciones de flujos magnéticos

$$\psi_{s_{abc}} = \mathbb{L}_s i_{s_{abc}} + M_{sr} i_{r_{abc}} \quad (3.27)$$

$$\psi_{r_{abc}} = \mathbb{L}_r i_{r_{abc}} + M_{rs} i_{s_{abc}} \quad (3.28)$$

Donde las matrices de inductancias propias son  $\mathbb{L}_s$  y  $\mathbb{L}_r$  y las matrices de inductancia mutua entre estator y rotor son  $M_{sr}$  y  $M_{rs}$

Los voltajes, corrientes y enlaces de flujo abc del estator y del rotor se dan como:

$$\begin{aligned} v_{sabc} &= [v_{sa} \ v_{sb} \ v_{sc}]^T & ; & \quad i_{sabc} = [i_{sa} \ i_{sb} \ i_{sc}]^T & \quad ; & \quad \psi_{sabc} = [\psi_{sa} \ \psi_{sb} \ \psi_{sc}]^T \\ v_{rabc} &= [v_{ra} \ v_{rb} \ v_{rc}]^T & ; & \quad i_{rabc} = [i_{ra} \ i_{rb} \ i_{rc}]^T & \quad ; & \quad \psi_{rabc} = [\psi_{ra} \ \psi_{rb} \ \psi_{rc}]^T \end{aligned}$$

Donde  $v_{sa}, v_{sb}, v_{sc}$  son los voltajes de fase suministrados a los devanados del estator;  $v_{ra}, v_{rb}, v_{rc}$  son los voltajes de fase suministrados a los devanados del rotor (para motores de jaula de ardilla  $v_{ra} = 0, v_{rb} = 0, v_{rc} = 0$ );  $i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}$  son las corrientes de fase del estator;  $i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}$  son las corrientes de fase del rotor,  $\psi_{sa}, \psi_{sb}, \psi_{sc}$  son los enlaces de flujo del estator;  $\psi_{ra}, \psi_{rb}, \psi_{rc}$  son los enlaces de flujo del rotor

Las matrices diagonales de las resistencias del estator y del rotor son:

$$R_s = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} \quad R_r = \begin{bmatrix} r_r & 0 & 0 \\ 0 & r_r & 0 \\ 0 & 0 & r_r \end{bmatrix}$$

Donde  $r_s$  es la resistencia del estator en cada devanado y  $r_r$  es la resistencia del rotor en cada devanado.

Las matrices  $\mathbb{L}_s$  y  $\mathbb{L}_r$  son:

$$\mathbb{L}_s = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_{m_s} & -\frac{L_{m_s}}{2} & -\frac{L_{m_s}}{2} \\ -\frac{L_{m_s}}{2} & L_{ls} + L_{m_s} & -\frac{L_{m_s}}{2} \\ -\frac{L_{m_s}}{2} & -\frac{L_{m_s}}{2} & L_{ls} + L_{m_s} \end{bmatrix} \quad \mathbb{L}_r = \begin{bmatrix} L_{lr} + L_{m_r} & -\frac{L_{m_r}}{2} & -\frac{L_{m_r}}{2} \\ -\frac{L_{m_r}}{2} & L_{lr} + L_{m_r} & -\frac{L_{m_r}}{2} \\ -\frac{L_{m_r}}{2} & -\frac{L_{m_r}}{2} & L_{lr} + L_{m_r} \end{bmatrix}$$

Donde  $L_{ls}$  y  $L_{lr}$  son las inductancias de fuga o dispersión del estator y del rotor y  $L_{m_s}$  y  $L_{m_r}$  son las inductancias mutuas entre fases del estator y del rotor

Las matrices  $M_{sr}$  y  $M_{rs}$  se representan como:

$$M_{sr} = (M_{rs})^T = L_{m_{sr}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix}$$

Donde  $L_{m_{sr}}$  es inductancia magnetizante y  $\theta_r$  es el desplazamiento angular del rotor respecto del estator en cada fase ( $sa, sb, sc$ ).

- Ecuaciones mecánicas

La segunda ley del movimiento rotacional de Newton lleva a las ecuaciones mecánicas de torsión [51]. El torque de una máquina depende de la coenergía almacenada en el campo magnético del entrehierro, la cual a su vez depende de

las corrientes inducidas y propias del sistema. El torque electromagnético ( $T_e$ ) se expresa como:

$$J \frac{\partial \omega_r}{\partial t} = -B\omega_r + p(T_e - T_L) \quad (3.29)$$

donde  $J$  es el momento de inercia del motor eléctrico,  $\omega_r$  es velocidad eléctrica del rotor,  $B$  es el factor de viscosidad,  $p$  es el número de pares de polos,  $T_L$  es el torque de carga, Teniendo en cuenta que la velocidad mecánica  $\omega_m$  y  $\omega_r$  es

$$\frac{\partial \theta_r}{\partial t} = \omega_r \quad ; \quad \omega_m = \frac{\omega_r}{p}$$

### 3.8.2. Ecuaciones de vectores espaciales para máquinas de inducción trifásicas

Las variables en un sistema trifásico pueden representarse eficientemente mediante fasores, que indican magnitud y posición angular en una distribución sinusoidal rotativa. En la figura 3.10 se presenta un diagrama fasorial de un sistema trifásico balanceado, con tres vectores desfasados  $120^\circ$  en el plano complejo, donde el eje horizontal representa la parte real y el eje vertical la parte imaginaria [38].

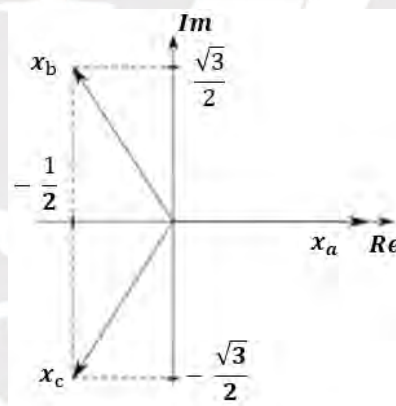


Figura 3.10 Sistema actual en una coordenada de tres ejes (a,b,c)

Un sistema trifásico balanceado ( $i_{sa} + i_{sb} + i_{sc} = 0$ ) se puede describir de forma única a través de un vector espacial, que es un término complejo y dependiente del tiempo  $x(t)$  [50]:

$$x(t) = \frac{2}{3} \cdot (1 \cdot x_a + \alpha \cdot x_b + \alpha^2 \cdot x_c) \quad (3.30)$$

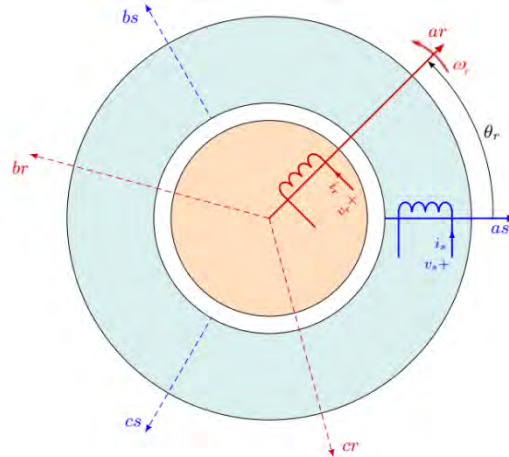
Donde

$$\alpha = e^{j\frac{2\pi}{3}} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \quad , \quad \alpha^2 = e^{j\frac{4\pi}{3}} = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}$$

Donde  $x_a$ ,  $x_b$ ,  $x_c$ , son las variables de fase (voltaje, corriente, etc). Como se puede ver en la figura 3.11. El vector de fase  $x_a$  se encuentra en el eje real por lo que no presenta parte imaginaria. Las variables de fase se pueden obtener fácilmente a partir de las notaciones de vectores espaciales:

$$[x_a(t) \ x_b(t) \ x_c(t)] = \text{Re}[1 \ \alpha \ \alpha^2]^T \cdot x(t)$$

Para simplificar el cálculo de las ecuaciones eléctricas del motor de inducción se considerará un modelo ficticio donde solo se considera un devanado para el estator (reflejado en el devanado fase a) y un devanado para el rotor como en la figura 3.11.



**Figura 3.11** Modelo de la máquina de inducción trifásica con un devanado de estator y un devanado de rotor ficticios (notaciones de vector espacial)

De esta manera se obtiene

$$\begin{aligned} v_s &= \frac{2}{3} (1 \cdot v_{sa} + \alpha \cdot v_{sb} + \alpha^2 \cdot v_{sc}) \\ &= \frac{2}{3} (1 \cdot i_{sa} + \alpha \cdot i_{sb} + \alpha^2 \cdot i_{sc}) \cdot r_s + \frac{2}{3} \cdot \frac{d}{dt} (1 \cdot \psi_{sa} + \alpha \cdot \psi_{sb} + \alpha^2 \cdot \psi_{sc}) \\ v_s &= r_s i_s + \frac{\partial \psi_s}{\partial t} \end{aligned} \quad (3.31)$$

donde  $v_s$ ,  $i_s$ ,  $\psi_s$  son vectores espaciales para el voltaje, la corriente y el flujo del estator. De manera similar, obtenemos la ecuación del rotor:

$$v_r = r_s i_r + \frac{\partial \psi_r}{\partial t} \quad (3.32)$$

donde  $v_r$ ,  $i_r$ ,  $\psi_r$  son vectores para el voltaje, la corriente y el flujo del rotor. Luego las ecuaciones de flujo magnético se proceden de la siguiente manera

$$\frac{2}{3} \cdot A = \frac{2}{3} \cdot [1 \ \alpha \ \alpha^2]$$

En ecuación (3.27) se obtiene

$$\frac{2}{3} \cdot A \cdot \psi_s = \frac{2}{3} \cdot A \cdot \mathbb{L}_s \cdot i_s + \frac{2}{3} \cdot A \cdot M_{sr} \cdot i_r$$

Donde

$$\begin{aligned}
A \cdot \mathbb{L}_s &= [1 \ \alpha \ \alpha^2] \cdot \begin{bmatrix} L_{ls} + L_{m_s} & -\frac{L_{m_s}}{2} & -\frac{L_{m_s}}{2} \\ -\frac{L_{m_s}}{2} & L_{ls} + L_{m_s} & -\frac{L_{m_s}}{2} \\ -\frac{L_{m_s}}{2} & -\frac{L_{m_s}}{2} & L_{ls} + L_{m_s} \end{bmatrix} \\
&= \left( \frac{3}{2} L_{m_s} + L_{ls} \right) \cdot A
\end{aligned} \tag{3.33}$$

De manera similar se resuelve en (3.28) obteniendo

$$A \cdot \mathbb{L}_r = \left( \frac{3}{2} L_{m_r} + L_{lr} \right) \cdot A \tag{3.34}$$

Así mismo, se obtiene las matrices de inductancia mutua actualizadas reemplazando en (3.27) y (3.28)

$$\begin{aligned}
A \cdot M_{sr} &= [1 \ \alpha \ \alpha^2] \cdot L_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \\
A \cdot M_{rs} &= [1 \ \alpha \ \alpha^2] \cdot L_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \\
A \cdot M_{sr} &= \frac{3}{2} \cdot L_{sr} \cdot A \cdot e^{j\theta_r} \quad , \quad A \cdot M_{rs} = \frac{3}{2} \cdot L_{sr} \cdot A \cdot e^{j\theta_r}
\end{aligned} \tag{3.35}$$

Reemplazando en la ecuación de flujo del estator (3.27) y rotor (3.28)

$$\begin{aligned}
\psi_s &= \left( \frac{3}{2} L_{m_s} + L_{ls} \right) \cdot i_s + \frac{3}{2} L_{sr} \cdot e^{j\theta_r} \cdot i_r \quad , \\
\psi_r &= \left( \frac{3}{2} L_{m_r} + L_{lr} \right) \cdot i_r + \frac{3}{2} L_{sr} \cdot e^{-j\theta_r} \cdot i_s
\end{aligned} \tag{3.36}$$

Para un manejo más fácil de las ecuaciones hacemos las notaciones:

$$L_s = \frac{3}{2} L_{m_s} + L_{ls} \quad , \quad L_r = \frac{3}{2} L_{m_r} + L_{lr} \quad M = \frac{3}{2} L_{sr} \tag{3.37}$$

donde  $L_s$  es la inductancia del estator,  $L_r$  la inductancia del rotor ,  $M$  la inductancia mutua.

Reemplazo en ecuación de flujo del estator y ecuacion de flujo del rotor (3.35) se obtiene:

$$\psi_s = L_s \cdot i_s + M \cdot e^{j\theta_r} \cdot i_r \tag{3.38}$$

$$\psi_r = L_r \cdot i_r + M \cdot e^{-j\theta_r} \cdot i_s \quad (3.39)$$

Como se puede observar la inductancia mutua depende de la posición relativa del rotor.

### 3.8.3. Sistema de ecuaciones vectoriales en un marco de referencia común

Un problema del sistema desarrollado es que las ecuaciones del estator y del rotor están en marcos de referencia diferentes, lo que dificulta el análisis de la máquina al no haber una relación directa entre sus variables. Para solucionar esto, se puede utilizar un marco de referencia común para ambos. Definiendo un marco de referencia arbitrario que gire con una velocidad angular  $\omega_k$ , se obtiene la relación mostrada en la figura 3.12.

$$x^k(t) = x(t) \cdot e^{j(\alpha(t) - \theta_k(t))} = x(t) \cdot e^{-j\theta_k(t)}$$

donde:  $\alpha(t)$  es el ángulo de fase,  $\theta_k(t)$  es el ángulo relativo variable en el tiempo entre el nuevo marco de referencia y el marco de referencia estacionario inicialmente considerado;  $x^k(t)$  representa el vector espacial para el nuevo marco de referencia.

La relación de transformación inversa es:

$$x(t) = x^k(t) \cdot e^{j\theta_k(t)}$$

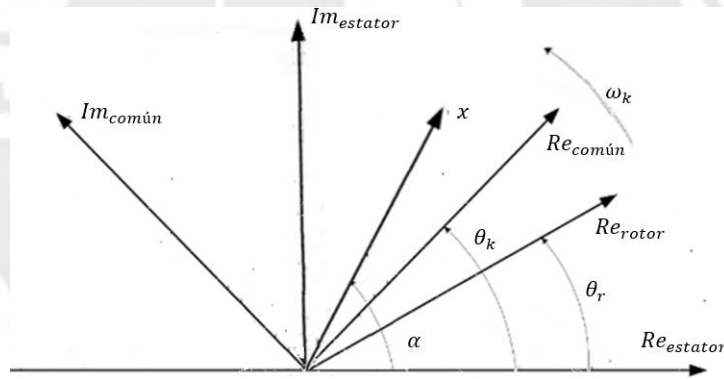


Figura 3.12 Transformación en un marco de referencia arbitrario

En un marco de referencia común arbitrario, las ecuaciones de enlace de flujo (3.38) y voltaje vectorial (3.31) se convierten en:

$$\begin{aligned} v_s &= r_s \cdot i_s + \frac{d}{dt} (L_s i_s + M e^{j\theta} i_r) \\ v_s^k \cdot e^{j\theta_k} &= r_s \cdot i_s^k \cdot e^{j\theta_k} + \frac{d}{dt} (L_s i_s^k e^{j\theta_k} + M e^{j\theta} i_r^k e^{j(\theta_k - \theta_r)}) \\ v_s^k \cdot e^{j\theta_k} &= r_s \cdot i_s^k \cdot e^{j\theta_k} + L_s \left( e^{j\theta_k} \frac{d}{dt} i_s^k + j \cdot e^{j\theta_k} \cdot i_s^k \frac{d}{dt} \theta_k \right) \\ &+ M \left( e^{j\theta_k} \frac{d}{dt} i_r^k + j \cdot e^{j\theta_k} \cdot i_r^k \frac{d}{dt} \theta_k \right) \end{aligned}$$

$$v_s^k \cdot e^{j\theta_k} = e^{j\theta_k} \cdot \left( r_s \cdot i_s^k + \frac{d}{dt} (L_s i_s^k + M \cdot i_r^k) + j \cdot \omega_k \cdot (L_s i_s^k + M \cdot i_r^k) \right)$$

$$v_s^k = r_s \cdot i_s^k + \frac{d}{dt} (\psi_s^k) + j \cdot \omega_k \cdot \psi_s^k \quad (3.40)$$

Para ecuación de voltaje del rotor

$$v_r = r_r \cdot i_r + \frac{d}{dt} (L_r i_r + M e^{-j\theta} i_r)$$

$$v_r^k \cdot e^{j(\theta_k - \theta_r)} = r_r \cdot i_r^k \cdot e^{j(\theta_k - \theta_r)} + \frac{d}{dt} (L_r i_r^k e^{j(\theta_k - \theta_r)} + M e^{j(\theta_k - \theta_r)} i_s^k)$$

Resolviendo de manera similar a (3.32) y (3.39), se obtiene:

$$v_r^k = r_r \cdot i_r^k + \frac{d}{dt} (\psi_r^k) + j \cdot (\omega_k - \omega_r) \cdot \psi_r^k \quad (3.41)$$

donde  $\omega_k$ , es la velocidad angular del marco de referencia arbitrario, mientras que  $\omega_r$  es la velocidad angular de la máquina de inducción. Las ecuaciones de flujo se resuelven de manera similar, obteniendo:

$$\psi_s^k = L_s \cdot i_s^k + M \cdot i_r^k \quad , \quad \psi_r^k = L_r \cdot i_r^k + M \cdot i_s^k \quad (3.42)$$

Este sistema de ecuaciones representa el modelo matemático de la máquina de inducción con el estator y el rotor en un marco de referencia arbitrario común, donde la inductancia mutua no depende de la posición relativa del rotor [52].

### 3.8.4. Ecuaciones de máquinas de inducción con variables de rotor referidas al estator

Para expresar las variables del rotor referenciadas al estator se utiliza la relación de vueltas  $N$  entre los devanados del estator  $N_s$  y rotor  $N_r$ . Por convención, las variables referidas se identifican mediante un apóstrofe como se detalla a continuación:

$$N = \frac{N_s}{N_r} \quad , \quad i_r' = \frac{1}{N} i_r \quad , \quad v_r' = N v_r \quad , \quad \psi_r' = N \psi_r \quad , \quad r_r' = N^2 r_r \quad (3.43)$$

Las inductancias magnetizantes y mutuas, al estar asociadas con la misma trayectoria de flujo magnético, se consideran iguales:  $L_{m_r} = L_{m_s} = L_{sr}$ . La inductancia principal de magnetización se representa como [52]:

$$L_m = \frac{3}{2} L_{m_r} = \frac{3}{2} L_{m_s} = M \quad (3.44)$$

La inductancia del estator referida al estator se define como:

$$L'_{ls} = N^2 L_{ls} \quad L'_s = L'_{ls} + L_m \quad (3.45)$$

Con esto, se obtiene un modelo matemático completo de la máquina de inducción trifásica en un marco de referencia común, con las variables del rotor referidas al estator. Las ecuaciones son:

$$v_s^k = r_s \cdot i_s^k + \frac{d}{dt}(\psi_s^k) + j \cdot \omega_k \cdot \psi_s^k \quad (3.46)$$

$$v_r'^k = r_r' \cdot i_r'^k + \frac{d}{dt}(\psi_r'^k) + j \cdot (\omega_k - \omega_r) \psi_r'^k \quad (3.47)$$

$$\psi_s^k = L_s i_s^k + L_m i_r'^k \quad (3.48)$$

$$\psi_r'^k = L_r' i_r'^k + L_m i_s^k \quad (3.49)$$

Este sistema describe la máquina de inducción con dos devanados ficticios que giran a la velocidad angular  $\omega_k$ .

### 3.8.5. Ecuación de torque electromagnético

Partiendo de la potencia de entrada para una máquina de inducción trifásica jaula de ardilla ( $v_r = 0$ ) es

$$P = \frac{3}{2} \text{Re}\{v_s^{k*} \cdot i_s^k\} \quad (3.50)$$

$v_s^{k*}$  es el vector espacial conjugado del voltaje del estator.

$$P = \frac{3}{2} \text{Re} \left\{ r_s \cdot i_s^{k*} \cdot i_s^k + \frac{d}{dt}(\psi_s^{k*}) i_s^k - j \omega_k \psi_s^{k*} i_s^k \right\}$$

$$P = \frac{3}{2} \text{Re} \left\{ r_s \cdot i_s^2 + \frac{d}{dt}(\psi_s^{k*}) i_s^k - j \omega_k \psi_s^{k*} i_s^k \right\} \quad (3.51)$$

El primer término de la ecuación de potencia representa la pérdida por efecto Joule. El segundo término corresponde a la potencia electromagnética derivada del cambio temporal en la energía magnética. El último término representa la potencia mecánica disponible en el eje de la máquina ( $P_{mec}$ ), asumiendo que se desprecian las pérdidas por histéresis, corrientes de Foucault y dispersión. Así, la potencia mecánica se expresa como [52]:

$$P_{mec} = \frac{3}{2} \text{Re}\{-j \omega_k \psi_s^{k*} i_s^k\}$$

Usando, el marco de referencia del rotor  $\omega_k = \omega_r$  se obtiene

$$P_{mec} = \frac{3}{2} \text{Re}\{-j \omega_r \cdot \psi_s^{k*} \cdot i_s^k\}$$

O también se puede expresar como:

$$P_{mec} = \frac{3}{2} \omega_r \text{Im}\{\psi_s^{k*} i_s^k\} \quad (3.52)$$

Se sabe que la potencia mecánica es igual a

$$P_{mec} = T_e \cdot \frac{\omega_r}{p}$$

Entonces el torque electromagnético es:

$$T_e = \frac{3}{2} p \text{Im}\{\psi_s^{k*} i_s^k\} \quad (3.53)$$

Finalmente, en un marco de referencia común que gira a una velocidad angular arbitraria  $\omega_k$ , y con las variables del rotor referidas al estator, se pueden expresar las ecuaciones de voltaje, flujo y mecánicas de la máquina de inducción. Considerando que  $v_r = 0$ , el sistema completo de ecuaciones se puede escribir como:

$$v_s = r_s \cdot i_s + \frac{d\psi_s}{dt} + j \cdot \omega_k \cdot \psi_s \quad (3.54)$$

$$0 = r_r \cdot i_r + \frac{d\psi_r}{dt} + j \cdot (\omega_k - \omega_r) \psi_r \quad (3.55)$$

$$\psi_s = L_s \cdot i_s + L_m \cdot i_r \quad (3.56)$$

$$\psi_r = L_r \cdot i_r + L_m \cdot i_s \quad (3.57)$$

$$T_e = \frac{3}{2} p \operatorname{Im}\{\psi_r i_r^*\} = \frac{3}{2} p \operatorname{Im}\{\psi_s^* i_s\} \quad (3.58)$$

En la estrategia de control predictivo que se está desarrollando, es crucial predecir tanto el flujo como la corriente del estator para anticipar el torque. La predicción del flujo del estator se realiza utilizando la ecuación de voltaje del estator. Por otro lado, la corriente del estator se estima aplicando la ecuación que describe la dinámica combinada del estator y el rotor en el motor de inducción.

De la ecuación (3.57), se despeja  $i_r$  y se reemplaza en (3.56), obteniéndose

$$i_r = \frac{1}{L_r} (\psi_r - L_m \cdot i_s) \quad , \quad \psi_s = L_s \cdot i_s + L_m \cdot \frac{1}{L_r} (\psi_r - L_m \cdot i_s) \quad (3.60)$$

Despejando (3.55)

$$\frac{d\psi_r}{dt} = -r_r \cdot i_r - j(\omega_k - \omega_r) \psi_r \quad (3.61)$$

Reemplazando la ecuación de flujo  $\psi_s$  (3.60) en (3.54) se obtiene la ecuación de corriente del estator  $i_s$ :

$$\begin{aligned} v_s &= r_s i_s + \frac{di_s}{dt} L_s + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\psi_r}{dt} - \frac{L_m^2}{L_r} \frac{di_s}{dt} + j\omega_k \left( L_s i_s + \frac{L_m}{L_r} (\psi_r - L_m i_s) \right) \\ v_s &= r_s i_s + \frac{di_s}{dt} L_s + \frac{L_m}{L_r} \left[ -r_r \cdot \left( \frac{1}{L_r} (\psi_r - L_m \cdot i_s) \right) - j(\omega_k - \omega_r) \psi_r \right] - \frac{L_m^2}{L_r} \frac{di_s}{dt} \\ &\quad + j\omega_k \left( L_s i_s + \frac{L_m}{L_r} (\psi_r - L_m i_s) \right) \\ v_s &= \left( r_s + r_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) i_s + j\omega_k \left( L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right) i_s + \left( L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right) \frac{di_s}{dt} + \left( -r_r \frac{L_m}{L_r^2} \right) \psi_r \\ &\quad + \frac{L_m}{L_r} j\omega \psi_r \\ i_s + \tau_\sigma \frac{di_s}{dt} &= -j\omega_k \tau_\sigma i_s + \frac{k_r}{R_\sigma} \left( \frac{1}{\tau_r} - j\omega_r \right) \psi_r + \frac{v_s}{R_\sigma} \end{aligned} \quad (3.62)$$

Donde,  $\tau_s = \frac{L_s}{r_s}$ ,  $\tau_r = \frac{L_r}{r_r}$ ,  $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} k_r = \frac{L_m}{L_r} k_s = \frac{L_m}{L_s} R_\sigma = r_s + r_r k_r^2$ ,  $\tau_\sigma = \frac{\sigma L_s}{R_\sigma}$

Para  $\omega_k = 0$ , el sistema de coordenadas permanece fijo en el estator, y las coordenadas están representadas en el sistema  $\alpha\beta$  [40]. Para simplificar la representación, es común describir el sistema  $\alpha\beta$  utilizando números complejos, donde la parte real corresponde al eje  $\alpha$  y la imaginaria al eje  $\beta$ , se obtiene:

$$i_s + \tau_\sigma \frac{di_s}{dt} = \frac{k_r}{R_\sigma} \left( \frac{1}{\tau_r} - j\omega_r \right) \psi_r + \frac{v_s}{R_\sigma} \quad (3.63)$$

$$\frac{d\psi_r}{dt} = -r_r \cdot i_r + j\omega_r \psi_r \quad (3.64)$$

### 3.9. Parámetros de motor de inducción

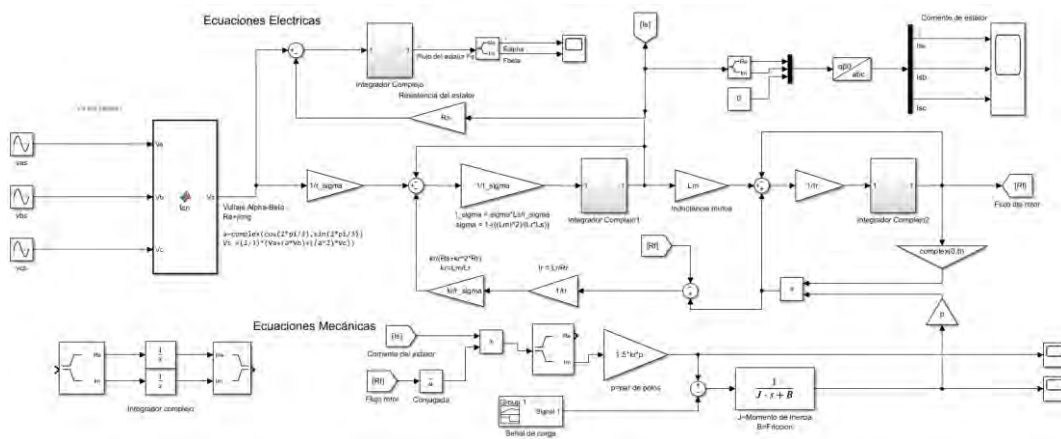
Para implementar las técnicas avanzadas de control en el motor de inducción del vehículo eléctrico seleccionado, se utilizarán los parámetros especificados del motor en la tabla 3.3 [28].

Tabla 3.3 Parámetros de motor de inducción de vehículo eléctrico

| Parámetros  | Valores        | Parámetros                                      | Valores                  |
|---|----------------|---|--------------------------|
| Potencia nominal(P)                               | 37 KW          | Inductancia de dispersión del rotor( $L_{lr}$ ) | 0.8 mH                   |
| Voltaje(V)  | 460 V          | Inductancia Mutua( $L_m$ )                      | 34.7 mH                  |
| Frecuencia(f)                                     | 60 Hz          | Momento de inercia (J)                          | 1.662 kg.m <sup>2</sup>  |
| Resistencia del estator( $r_s$ )                  | 0.087 $\Omega$ | Pares de polos                                  | 2                        |
| Resistencia del rotor( $r_r$ )                    | 0.228 $\Omega$ | Tipo de rotor                                   | Jaula de ardilla         |
| Inductancia de dispersión del estator( $L_{ls}$ ) | 0.8 mH         | Coefficiente de fricción (B)                    | 0.1 kg.m <sup>2</sup> /s |

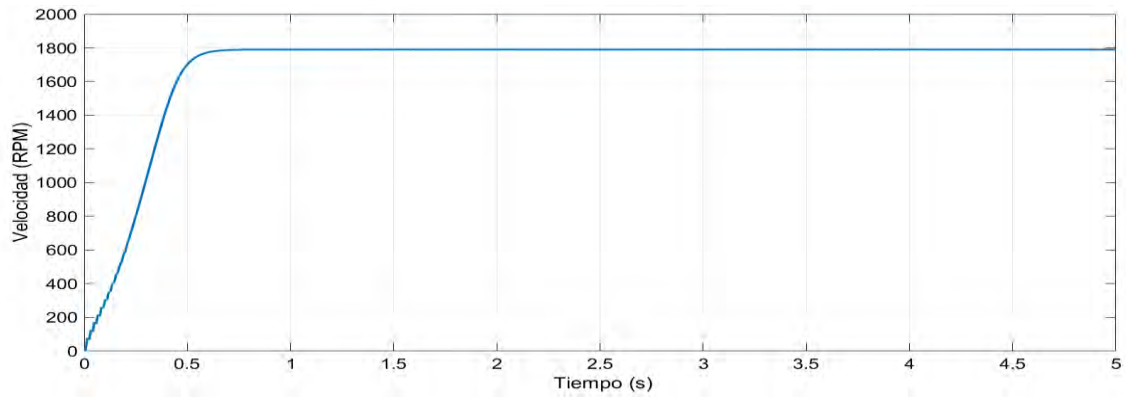
#### 3.9.1. Evaluación de comportamiento del motor de inducción mediante simulación

En la figura 3.13, se observa el modelado del motor de inducción según las ecuaciones vistas

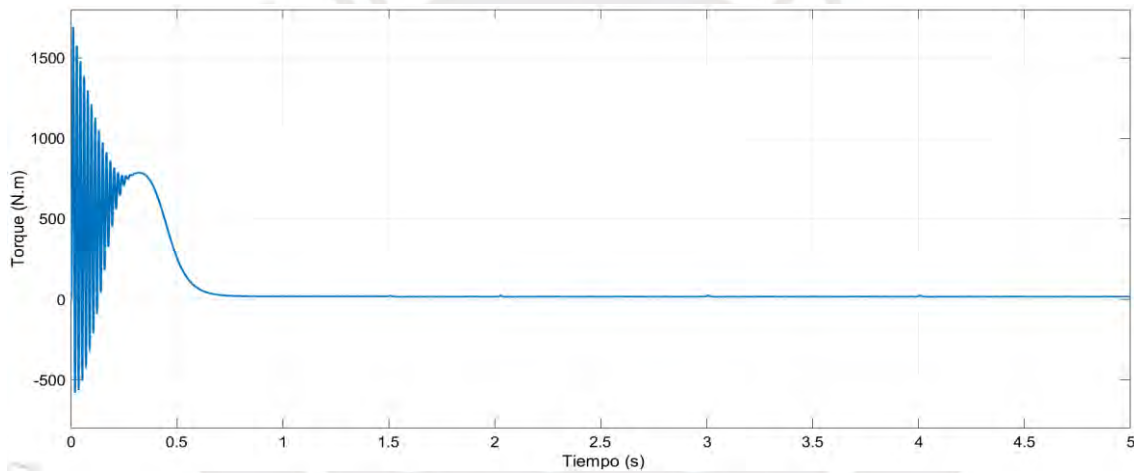


**Figura 3.13** Modelado de motor de inducción en marco estacionario ( $\omega_k=0$ )

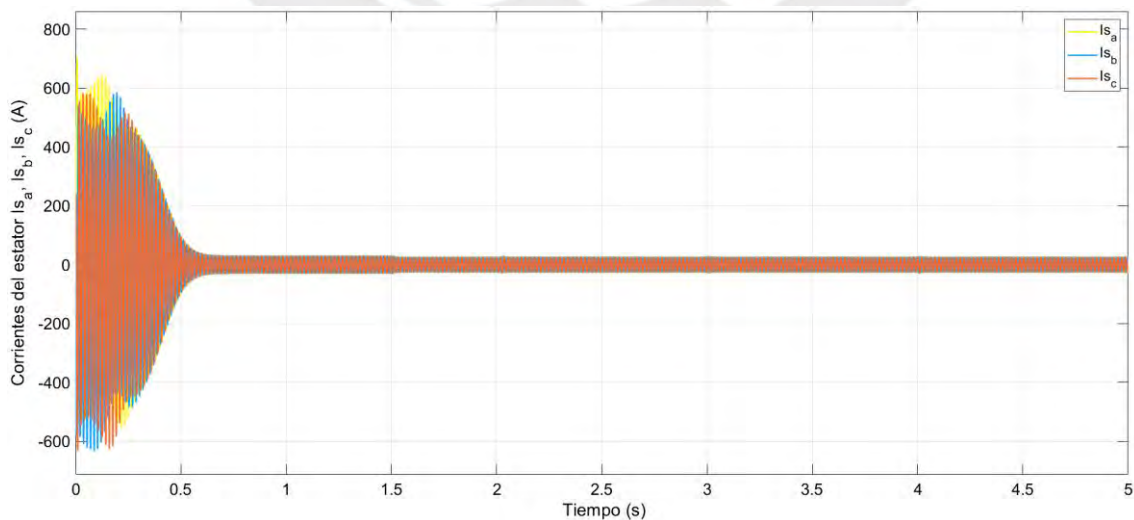
A continuación, se muestran los resultados de la simulación en la que se observa el comportamiento del motor de inducción, específicamente el comportamiento de la velocidad, torque y corrientes del estator a lo largo del tiempo.



**Figura 3.14** Variación de velocidad a lo largo del tiempo



**Figura 3.15** Variación de torque a lo largo del tiempo



**Figura 3.16** Variación de corrientes del estator a lo largo del tiempo

En la Figura 3.14, durante los primeros 0.5 segundos, la velocidad del motor aumenta rápidamente desde cero hasta alcanzar un valor estable de aproximadamente 1800 RPM, indicando que el motor ha llegado a su velocidad nominal.

En la Figura 3.15, el torque muestra oscilaciones significativas durante el arranque (0-0.5s), reflejando un comportamiento transitorio. Estas oscilaciones disminuyen con el tiempo, estabilizándose alrededor de 0 N.m, después de 0.5 segundos.

En la Figura 3.16, al inicio (0-0.5 s), las corrientes de las tres fases ( $i_{sa}$ ,  $i_{sb}$ ,  $i_{sc}$ ) presentan grandes oscilaciones, típicas del arranque, debido al alto pico de corriente necesario para establecer el campo magnético en el estator y vencer la inercia del rotor. Posteriormente (0.5-1.5 s), las oscilaciones disminuyen, y tras 1.5 segundos, las corrientes se estabilizan en valores constantes con menor amplitud de oscilación, señalando que el motor ha alcanzado un estado de operación estable.

### **3.9.2. Consideraciones para el diseño de motor eléctrico de vehículo eléctrico**

Conociendo la relación de transmisión, se puede definir el motor de tracción. La velocidad máxima del vehículo es de 130 km/h. Dado que el radio de la rueda es de 0.255 m, esto corresponde a unas RPM máximas para la rueda del vehículo de 1352 RPM ( $\text{rad/s a RPM} = \frac{60}{2\pi}$ ). Por lo tanto, la velocidad máxima de este motor de inducción de alta velocidad es de 6085 RPM según (3.10). En [48], se define la relación de velocidad de un motor. Esta relación entre la velocidad máxima y la velocidad nominal determina cuánto se extiende la región de debilitamiento de campo o potencia constante de un motor.

$$x = \frac{\text{velocidad máxima}}{\text{velocidad nominal}}$$

La relación de velocidad para un motor de inducción está en el rango de 2 a 4 según [48]. Se elige 3, esto significa que la velocidad nominal del motor requerida para este vehículo es de aproximadamente 2000 RPM.

Para simular un motor de alta velocidad, se suministrará una frecuencia y un voltaje más altos al motor para cumplir con el perfil de alta velocidad deseado. Llegando a necesitar un voltaje 510 V aproximadamente en motor. Sin embargo, sería necesario agregar aislamiento y cojinetes de alta calidad para el motor de alta velocidad. Estos cambios no deberían afectar drásticamente los parámetros del motor.

## CAPITULO 4: DISEÑO DE CONTROL PREDICTIVO DE TORQUE DE MOTOR DE INDUCCIÓN APLICADO A LA TRACCIÓN DE UN VEHÍCULO ELÉCTRICO

Este capítulo abordará el diseño del control predictivo de torque para un motor de inducción aplicado a la tracción de un vehículo eléctrico. Se realizará tanto el diseño del control predictivo de torque convencional como su mejora mediante la implementación de un control de ciclo de trabajo para reducir la ondulación de torque. Además, se desarrolla la optimización del control de velocidad utilizando el Control por Rechazo Activo de Perturbaciones (ADRC). Finalmente, se realiza el diseño del Control de Campo Orientado (FOC) para un análisis comparativo de los distintos enfoques desarrollados.

### 4.1. Diseño de control predictivo de torque convencional

Se procederá al desarrollo del control predictivo. En esta etapa, se llevará a cabo el diseño del control PI para la regulación de la velocidad, seguido por el diseño del control predictivo de torque y flujo.

#### 4.1.1. Controlador de velocidad

El algoritmo de control está compuesto por un controlador interno no lineal (encargado del control de torque y flujo) y un controlador de velocidad PI externo (PI), donde el ancho de banda del lazo de control de velocidad es menor que el del lazo interno. Dado que la velocidad es una variable mecánica más lenta que las eléctricas, el PI impone la dinámica de velocidad. Además, el FCS-MPC, con su alto ancho de banda, permite un significativo desacoplamiento entre los lazos interno y externo [54]. La salida del PI proporciona la referencia de torque  $T_e^*$  para el lazo interno predictivo.

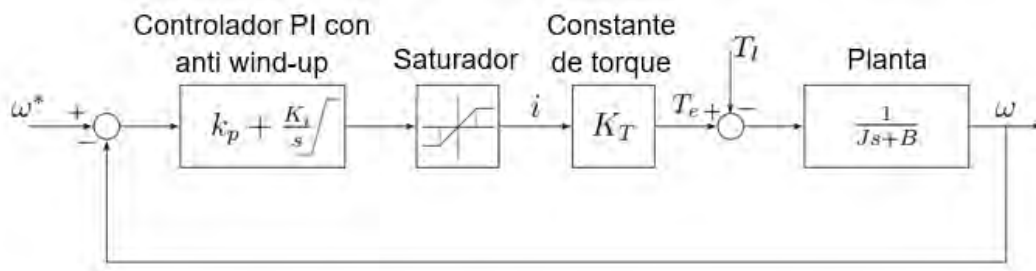
Para este controlador, se considera la ecuación de torque del motor de inducción (2.83). Encontrando la constante de torque a partir de:

$$K_T = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} \psi_r^* \quad (4.1)$$

De esta manera realizando, la transformación de la ecuación (3.29) al dominio de Laplace se obtiene:

$$G(s) = \frac{1}{Js + B} \quad (4.2)$$

A continuación, se muestra el siguiente flujograma de control de velocidad



**Figura 4.1** Lazo de control de velocidad

Para el control de velocidad, se emplea un controlador PI sintonizado mediante un método clásico, tal como se ilustra en la figura 4.1. La función de transferencia para la velocidad del motor se obtiene a partir de:

$$G_p(s) = \frac{\omega_m}{\omega_m^*} = \frac{\left(k_p + \frac{k_i}{s}\right) * K_T * \frac{1}{Js + B}}{1 + \left(k_p + \frac{k_i}{s}\right) * \frac{K_T}{Js + B}}$$

$$G_p(s) = \frac{\omega_m}{\omega_m^*} = \frac{K_T k_p s + K_T k_i}{Js^2 + (B + K_T k_p)s + K_T k_i} \quad (4.3)$$

La sintonización del controlador PI se puede realizar mediante asignación de polos, igualando esta función a una función de transferencia estándar de segundo orden:

$$G_p(s) = \frac{\omega_m}{\omega_m^*} = \frac{K_1 \omega_N^2}{s^2 + 2\zeta \omega_N s + \omega_N^2} = \frac{(K_T k_p s + K_T k_i)/J}{s^2 + (F_r + K_T k_p)s/J + K_T k_i/J} \quad (4.4)$$

Al igualar las ecuaciones características, se consiguen las siguientes expresiones para las ganancias del PI:

$$k_p = \frac{2\zeta \omega_N - F_r}{K_T} \quad k_i = \frac{\omega_N^2 J}{K_T} \quad (4.5)$$

La frecuencia natural  $\omega_N$  suele estar entre 10 y 25 Hz [55], y se selecciona un factor de amortiguamiento ( $\zeta$ ) de 0.707 para determinar el rendimiento del controlador.

Finalmente, el controlador de velocidad diseñado en tiempo discreto con aproximación de euler es

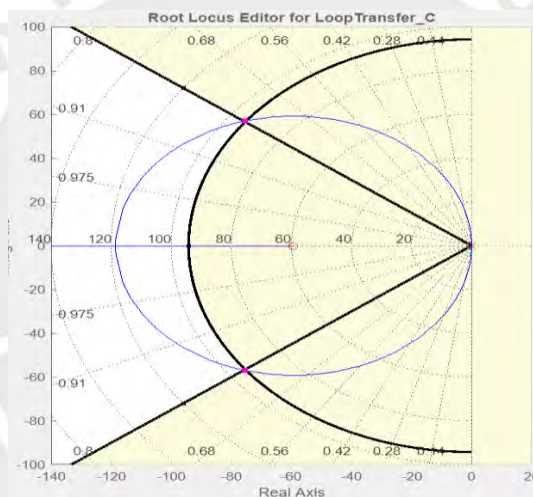
$$PI_\omega = \frac{k_p + k_i z^{-1}}{1 - z^{-1}}$$

En los sistemas de control, la energía está limitada por las capacidades físicas de los actuadores y del sistema, como la corriente, que debe controlarse para evitar sobrecalentamientos, y el voltaje, que está restringido por las especificaciones de los dispositivos de electrónica de potencia. Dado que una

integral se puede aproximar a una sumatoria, la salida del componente integral de un controlador PI no puede cambiar abruptamente. Si la salida del integrador excede los límites operativos permitidos en la planta, puede tomar tiempo considerable reducirla a un rango aceptable.

Para evitar problemas asociados con la acumulación excesiva en el integrador (conocido como "wind-up"), se utiliza una técnica de anti-windup. Esta técnica detiene la acumulación en el integrador al multiplicar su entrada por uno o cero, dependiendo si la salida del controlador está dentro del rango permitido en la planta. La entrada al integrador se multiplica por una función lógica,  $f(u) = (u < max) * (u > min)$ , donde  $u$  es la salida del controlador. Además, se utiliza un saturador en la salida del PI para limitar el valor del torque al 150% del torque nominal, asegurando que el sistema opere dentro de los límites seguros.

Para la sintonización se utilizó la librería de RTOOL de Matlab como se observa en la figura 4.2. Se probaron diferentes valores para  $\omega_N$  y  $\zeta$ , obteniendo mejor comportamiento del control con los resultados para  $\omega_N = 15 \text{ Hz}$  y  $\zeta = 0.707$



**Figura 4.2** Lugar de raíz utilizando para el diseño del control de velocidad

RTOOL permite analizar el lugar de las raíces para sistemas de control. Facilita la ubicación de polos y ceros en el plano complejo, lo que ayuda a diseñar y ajustar controladores PI.

En el diseño de un controlador PI, se utilizó un cero real y un integrador en el plano complejo para seleccionar la función de transferencia más adecuada. El integrador elimina el error estacionario, mientras que el cero real ajusta la dinámica del sistema, mejorando la respuesta transitoria.

#### **4.1.2. Control predictivo de torque y flujo**

Se presenta el proceso para selección de factor de ponderación de función de costo y que factores se toma en consideración para seleccionar el valor más adecuado. Así mismo, se determina las diferentes restricciones para ser considerado.

#### 4.1.3. Ajuste del factor de ponderación de PTC convencional

Un correcto ajuste del factor de ponderación en el Control Predictivo de Torque (PTC) convencional es importante para equilibrar los errores de torque y flujo. La función de costo del algoritmo PTC se define como:

$$g_i = |T_e^* - T_e(k+2)_i| + \lambda_0 \cdot |\psi_{sref} - \psi_s(k+2)_i| \quad (4.6)$$

donde  $\lambda_0$  es un factor de ponderación que se determina mediante prueba y error, evaluando el rendimiento del sistema para diferentes valores. Los criterios de selección incluyen las ondulaciones de torque, que indican los errores en el control de torque, y la distorsión armónica total (THD) de la corriente, que refleja la precisión en el control del flujo del estator.

Las ondulaciones de torque se calculan usando la siguiente fórmula [64]:

$$T_{e\_rp} = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{k=1}^n (T_e^{pro} - T_e^k)^2} \quad (4.7)$$
$$T_e^{pro} = \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n T_e^k$$

Donde  $T_e^{pro}$  es el torque electromagnético promedio y  $T_e^k$  es el valor del torque en cada instante, de manera similar se evalúa la ondulación de flujo.

El THD de la corriente se calcula de la siguiente manera [8]:

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{h_{max}} (I_h)^2}}{I_1} * 100\% \quad (4.8)$$

donde  $I_h$  es el componente armónico de corriente de orden  $h$  y  $I_1$  es el componente fundamental. MATLAB Simulink facilita la obtención automática del THD.

#### 4.1.4. Restricciones de frecuencia de conmutación y corriente

Para minimizar la frecuencia de conmutación, se puede incorporar una función de estado de conmutación en la función de costo. La función de costo resultante se expresa de la siguiente manera:

$$g_i = |T_e^* - T_e(k+2)_i| + \lambda_0 \cdot |\psi_{sref} - \psi_s(k+2)_i| + \lambda_n \cdot n \quad (4.9)$$

donde  $n$  es el número de interruptores que cambian cuando se aplica el estado de conmutación. Puede expresarse como [39].

$$n = \sum_{x=1}^N |S_x(k) - S_x(k-1)| \quad (4.10)$$

donde  $S_x$  es el estado de un interruptor. Se asume que el factor de ponderación  $\lambda_n$  es 0.05. La selección de  $\lambda_n$  tiene como objetivo minimizar la frecuencia de conmutación sin comprometer significativamente la precisión del seguimiento de referencia. Generalmente, su valor se encuentra dentro del rango de 0.01 a 0.15 [39].

Además, la función de costo permite imponer límites a la corriente del estator mediante el término  $i_{lim}$ , quedando la función de costo modificada siguiente:

$$g_i = |T_e^* - T_e(k+2)| + \lambda_0 \cdot |\psi_{sref} - \psi_s(k+2)| + \lambda_n \cdot n + i_{lim} \quad (4.11)$$

$i_{lim}$  es un factor para limitar la corriente del estator. Se puede implementar de la siguiente manera:

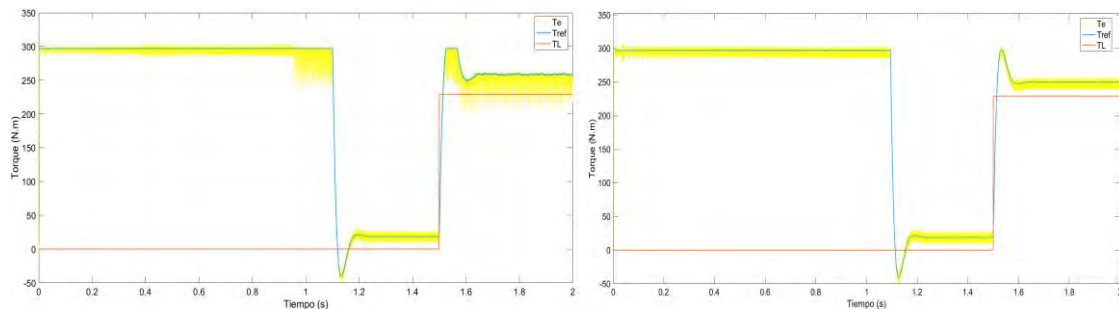
$$i_{lim} = \begin{cases} 0 & \text{si } |i_s| \leq i_{max} \\ \infty & \text{si } |i_s| > i_{max} \end{cases} \quad (4.12)$$

$i_{max}$  es la magnitud máxima permitida de la corriente del estator  $i_s$ . Este término garantiza que no se seleccionen estados de conmutación que conduzcan a una corriente del estator superior al máximo permitido.

#### 4.1.5. Ajuste del factor de ponderación de PTC convencional

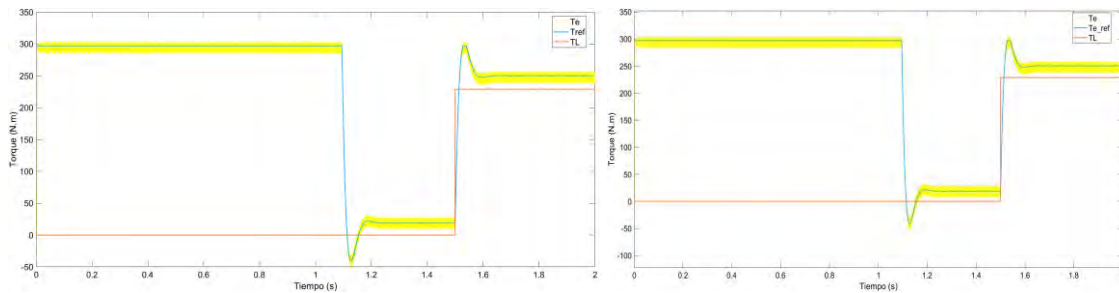
El ajuste se realiza mediante un proceso iterativo, evaluando el impacto de diferentes valores de los factores de ponderación en el comportamiento dinámico del sistema, poniendo especial énfasis en reducir las ondulaciones de torque y en mejorar la calidad del control del flujo del estator.

Para ello, se prueban diferentes valores del factor de ponderación, evaluando en cada caso las ecuaciones 4.7 y 4.8 para una velocidad nominal de 1800 RPM y un torque de carga de 229 N·m. La evaluación de la ecuación 4.7 se lleva a cabo utilizando el código presentado en el Anexo 05. La Figura 4.3 muestra la respuesta de torque para distintos valores del factor de ponderación.



a)  $\lambda_0 = 100$

b)  $\lambda_0 = 300$



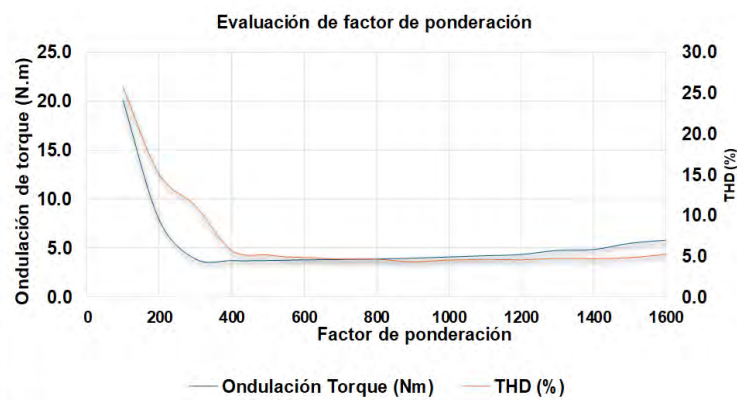
c)  $\lambda_0 = 600$

d)  $\lambda_0 = 1200$

**Figura 4.3** Evaluación de diferentes valores de  $\lambda_0$

La figura 4.4 presenta los resultados conseguidos para distintos valores de peso, a partir de entradas tipo escalón de torque de  $1.5 \cdot T_{nom}$ . A continuación, se proporciona un resumen detallado de los análisis realizados:

| $\lambda_0$ | Ondulación Torque (Nm) | Ondulación de flujo (Wb) | THD (%) |
|-------------|------------------------|--------------------------|---------|
| 100         | 20.1336                | 0.7731                   | 25.74   |
| 200         | 7.9218                 | 0.0187                   | 15.08   |
| 300         | 3.9138                 | 0.0062                   | 11.26   |
| 400         | 3.736                  | 0.0052                   | 5.78    |
| 500         | 3.746                  | 0.0047                   | 5.23    |
| 550         | 3.7785                 | 0.0046                   | 4.99    |
| 600         | 3.8203                 | 0.0045                   | 4.92    |
| 700         | 3.8477                 | 0.0043                   | 4.72    |
| 800         | 3.9008                 | 0.0041                   | 4.71    |
| 900         | 3.9844                 | 0.004                    | 4.38    |
| 1000        | 4.1135                 | 0.004                    | 4.6     |
| 1100        | 4.2408                 | 0.0038                   | 4.68    |
| 1200        | 4.3634                 | 0.0037                   | 4.63    |
| 1300        | 4.78                   | 0.0039                   | 4.8     |
| 1400        | 4.8708                 | 0.0036                   | 4.78    |
| 1500        | 5.5001                 | 0.0035                   | 4.89    |
| 1600        | 5.8321                 | 0.0037                   | 5.29    |



**Figura 4.4** Selección de  $\lambda_0$  mas apropiado

## 4.2. Diseño de control predictivo de torque con optimización de ciclo de trabajo

Como se explicó en el Capítulo 2, el objetivo principal del control predictivo de torque (PTC) propuesto es reducir la ondulación del torque.

### 4.2.1. Generador de pulso

Para lograr la reducción de ondulación de torque, se incorpora una señal escalar periódica diente de sierra que permite separar el vector activo del vector cero a partir del cálculo del tiempo óptimo. En cada período, dicho tiempo (óptimo se compara con la amplitud de la señal, cuyo valor es igual al período de muestreo  $T_s$ . De esta manera, la señal se divide entre el vector activo y el vector cero, siguiendo la condición establecida en la sección 2.6.3.

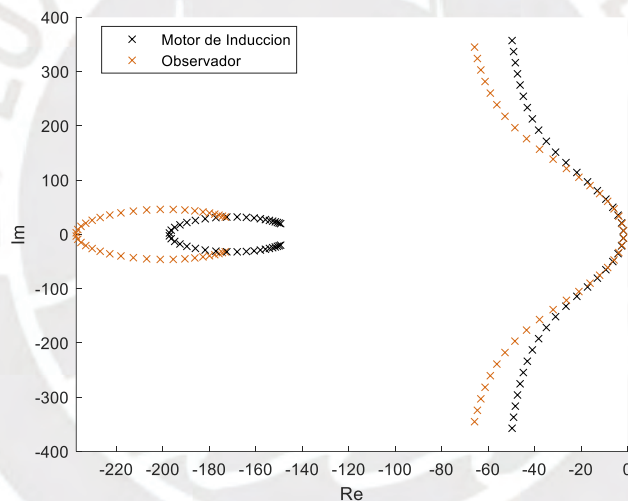
#### 4.2.2. Ajuste del factor de ponderación de PTC con optimización de ciclo de trabajo

A partir de la función de costo (4.11) se procede con el mismo análisis del PTC convencional para hallar los factores de ponderación, obteniendo  $\lambda_0 = 1200$

#### 4.3. Observador de estado completo de corriente y flujo del estator

Como mejora en robustez de control predictivo de torque se realiza la implementación de un observador de estado completo de corriente y flujo del estator con se explicó en el capítulo 2.

A continuación, en figura 4.5. se presenta el lugar geométrico de las raíces del flujo y corriente del estator del motor y del observador obtenido mediante el método propuesto, en el cual la velocidad del rotor varía desde 0 RPM hasta la velocidad nominal. Este método ofrece la ventaja de ubicar los polos del observador más a la izquierda en el plano complejo en comparación con los polos del motor. Como elección equilibrada, el observador con la constante  $b=80$  proporciona una buena distribución de los polos y robustez.



**Figura 4.5** Ubicación de polos de modelo y observador propuesto de motor de inducción

Para la implementación en el algoritmo de control del PTC se utiliza la ecuación que se detalla a continuación:

$$\hat{x}(k) = (I_{2 \times 2} + AT_s)\hat{x}(k-1) + BT_s(k-1)u(k-1) + GT_s(i_s(k-1) - \hat{i}_s(k-1)) \quad (4.13)$$

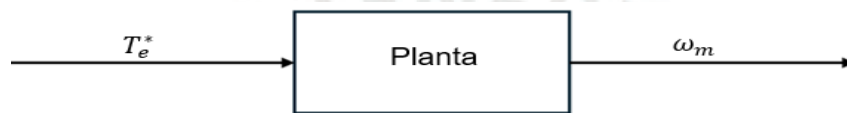
#### 4.4. Diseño de control activo por rechazo de perturbaciones para el control de velocidad

Como se explicó en el Capítulo 2, para la implementación del control activo por rechazo de perturbaciones (ADRC), se seguirá el procedimiento propuesto en [42]. Este enfoque es ampliamente utilizado y también se puede implementar a través de blockset ADRC de MATLAB.

Para implementar el ADRC en la planta, es importante proporcionar una estimación precisa del valor de la ganancia crítica  $b_0$ , para la aproximación de la planta. Un método efectivo para estimar esta ganancia implica los siguientes pasos:

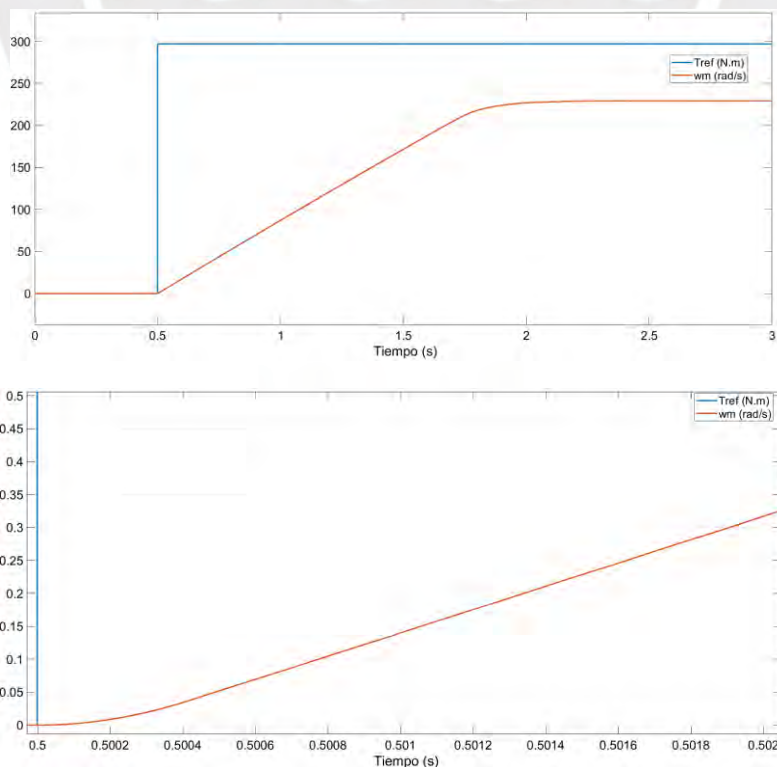
- **Simulación en Lazo Abierto:** Simular la planta en lazo abierto dentro del rango operativo utilizando una señal de paso con una magnitud  $u_{OL}$
- **Registro de la Respuesta:** Registrar el cambio en la salida de la planta durante un período de tiempo corto en respuesta a la señal de entrada. Esto implica obtener la respuesta de escalón de la planta en lazo abierto.
- **Estimación de  $b_0$ :** A partir de la respuesta de escalón, se puede estimar el valor de  $b_0$  que servirá como base para el diseño del ADRC.

El diagrama de bloques respectivo se puede ver en la figura 4.6.



**Figura 4.6** Diagrama de bloques del sistema de lazo abierto de motor de inducción

En este diagrama  $T_e^*$  representa el torque de referencia en  $N.m$ , mientras que  $\omega_m$  corresponde a la velocidad angular mecánica del rotor en  $rad/s$ . A continuación, se analiza la respuesta de la planta en lazo abierto ante una entrada tipo escalón. La Figura 4.7 ilustra la respuesta del sistema, mostrando la relación entre la entrada de torque máximo y la salida de velocidad angular. Para este análisis, se sigue el procedimiento descrito en [65].



**Figura 4.7** Respuesta al escalón de lazo abierto del motor de inducción. La entrada está dada con un valor de  $1.5 \cdot T_{nom}$

La Figura 4.7 muestra una respuesta típica de segundo orden. En sistemas eléctricos, debido a la rápida dinámica, se considera un rango de tiempo reducido. Además, el valor de entrada utilizado corresponde al torque máximo, que se define como  $150\% \cdot T_{nom} = 1.5 \cdot 196 \text{ N.m}$

Para el ADRC de segundo orden, se utiliza la aproximación de la respuesta del sistema, determinando la pendiente aproximada de la siguiente manera [56]:

$$a = \frac{2[y_f - y_0]}{[t_f - t_0]^2} \quad (4.14)$$

Donde  $y_f$  es el valor final del rango,  $y_0$  es el valor inicial,  $t_f$  es el tiempo final y  $t_0$  es el tiempo inicial.

Los valores obtenidos de la figura 4.2 dan como resultado:

$$a = \frac{2[0.3 - 0]}{[0.5019 - 0.5]^2} \frac{\text{rad}}{\text{s}^3} = 1.6620 \cdot 10^5 \frac{\text{rad}}{\text{s}^3} \quad (4.15)$$

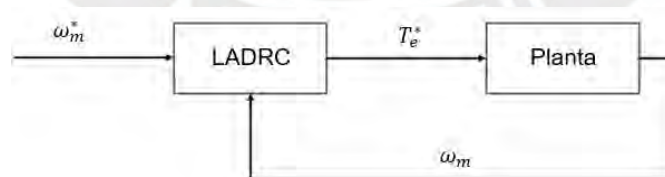
El parámetro  $b_0$  se describe como:

$$b_0 = \frac{a}{u_{0L}} \quad (4.16)$$

Donde  $u_{0L}$  representa el escalón de entrada que es  $1.5 \cdot T_{nom}$

$$b_0 = \frac{1.6620 \cdot 10^5 \frac{\text{rad}}{\text{Nm} \cdot \text{s}^3}}{1.5 \cdot T_{nom}} = 559.61 \frac{\text{rad}}{\text{Nm} \cdot \text{s}^3} \quad (4.17)$$

El diagrama de bloques del sistema en lazo cerrado con ADRC se presenta en la figura 4.8.

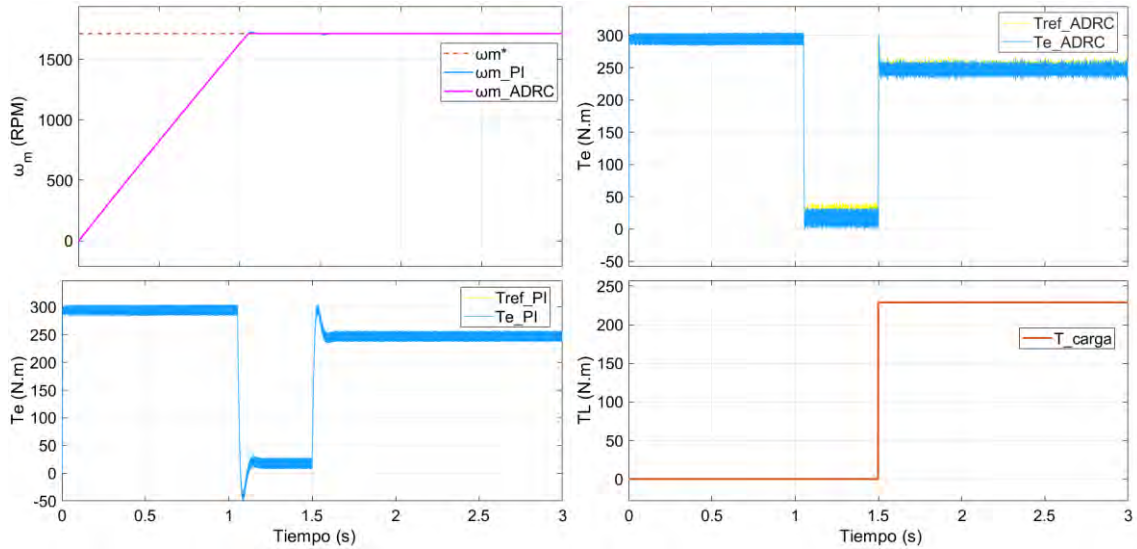


**Figura 4.8** Rama de bloques del sistema en lazo cerrado con ADRC

El ancho de banda del controlador  $\omega_c$  y el ancho de banda del observador  $\omega_0 = 7 \cdot \omega_c$ , se pueden configurar y ajustar mediante un proceso iterativo de prueba y error para obtener el rendimiento deseado del sistema de control. Es importante que el observador converja más rápidamente que el controlador, por lo que generalmente el ancho de banda del observador se establece entre 5 y 10 veces el del controlador.

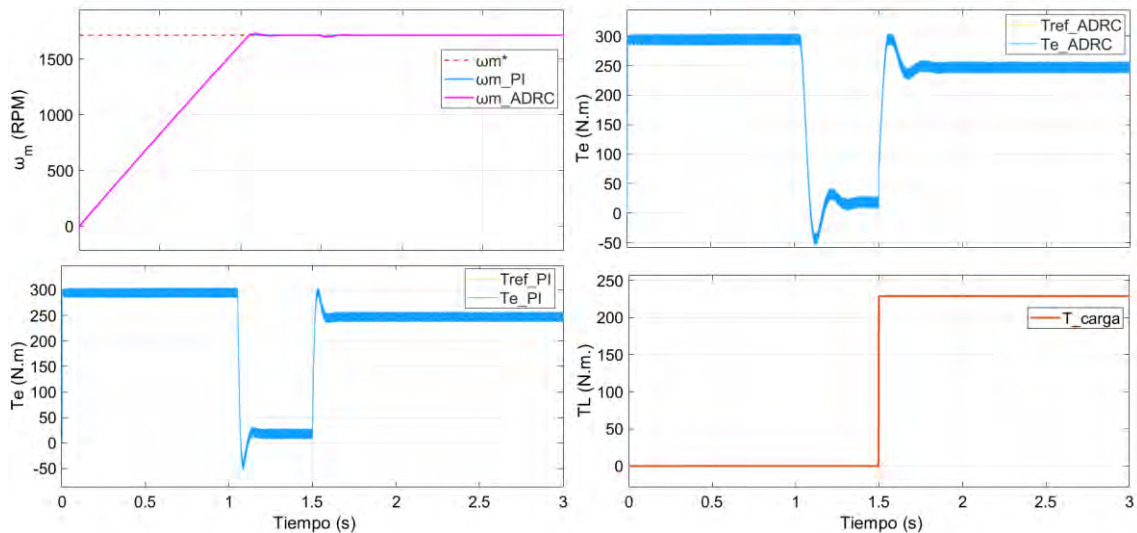
Mediante el enfoque iterativo de evaluación de la respuesta de bucle cerrado del ADRC, se seleccionaron los valores óptimos.

Con  $\omega_c$  establecido en 1000 rad/seg (Figura 4.9), se logra un buen seguimiento de la referencia de torque; sin embargo, se observa una ondulación de torque considerablemente alta.



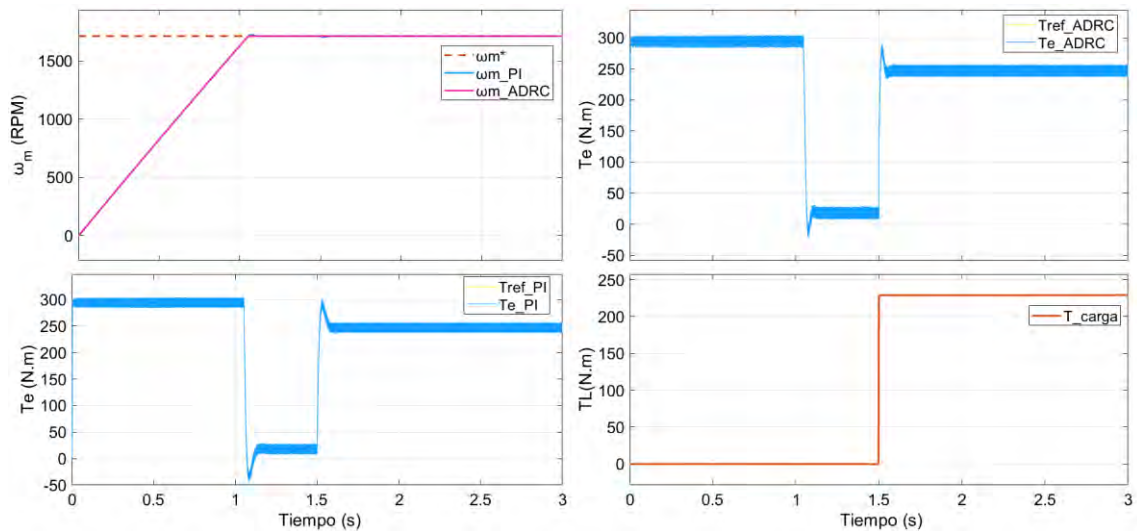
**Figura 4.9** Resultados de torque y velocidad para  $\omega_c=1000$  rad/seg y comparativa de ADRC con control PI

Con  $\omega_c$  establecido en 100 rad/seg (Figura 4.10), no se logra un buen seguimiento de la referencia de torque.



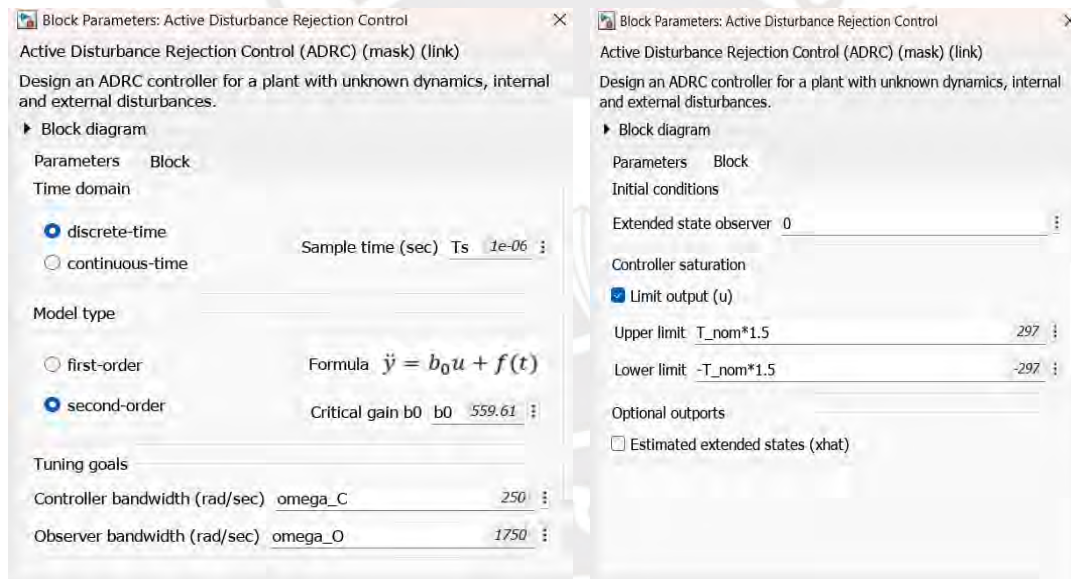
**Figura 4.10** Resultados de respuesta de torque y velocidad para  $\omega_c=100$  rad/seg y comparativa de respuesta de torque con control PI

Después de evaluar la respuesta en lazo cerrado del ADRC, se seleccionó un valor óptimo para  $\omega_c$  fijándose en 250 rad/s y  $\omega_o = 7 * 250 \text{ rad/s} = 1750 \text{ rad/s}$  (Figura 4.11)



**Figura 4.11** Resultados de torque y velocidad para  $\omega_c=250$  rad/seg y comparativa de torque con control PI

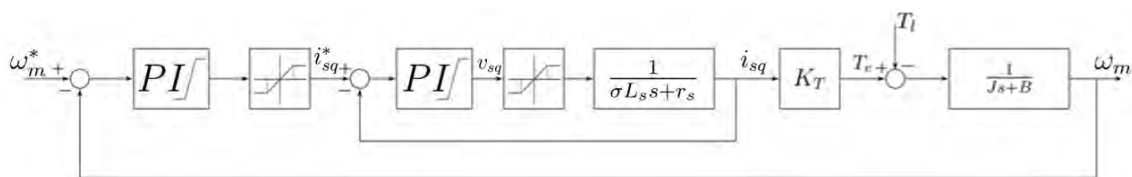
En figura 4.12, se muestra ventana de configuración de ADRC en MATLAB



**Figura 4.12** Parámetros de LADRC

#### 4.5. Diseño de control de campo de orientado

A continuación, se presenta el diseño del control por campo orientado (FOC), que consta de tres controladores PI, uno de velocidad y 2 de corriente, como se muestra en la figura 4.13.



**Figura 4.13** Diagrama de bloque en lazo de control cerrado del motor de inducción

En la figura 4.13, se ilustra el lazo de control de velocidad y corriente. Ambos controladores son del tipo PI, equipados con anti-windup y saturador para mejorar la estabilidad y prevenir la acumulación de error en condiciones de saturación [55].

La sintonización del control PI de velocidad sigue el mismo enfoque utilizado en el diseño del control predictivo de torque. Dado que el comportamiento dinámico del modelo no cambia significativamente, los parámetros de sintonización previamente establecidos se mantienen.

Para la sintonización del control PI de corriente, se procede de manera similar, con la consideración de que este lazo es el control interno. Esto significa que el controlador de corriente debe operar con una mayor velocidad de respuesta en comparación con el controlador de velocidad. En consecuencia, la frecuencia natural del lazo de corriente se establece generalmente entre 100 y 250 Hz, siendo al menos 10 veces mayor que la del lazo de velocidad.

La función de transferencia utilizada para la sintonización proviene de las ecuaciones de corriente desacopladas en (2.84-85), ignorando las perturbaciones posteriores al desacoplo que son constantes y deben ser compensadas por el sistema de control

La planta de primer orden que se considera para diseñar los controladores de las corrientes  $i_{sd}$  e  $i_{sq}$  queda determinada por:

$$i_s + \tau_\sigma \frac{di_s}{dt} = \frac{v_s}{R_\sigma}$$

Aplicando la transformada de Laplace a

$$G_p(s) = \frac{i_s}{v_s} = \frac{1/R_\sigma}{\tau_\sigma s + 1}$$

Reemplazando  $\tau_\sigma$  y  $R_\sigma$ , puede ser expresado como:

$$G_p(s) = \frac{i_s}{v_s} = \frac{1}{\sigma L_s s + r_s}$$

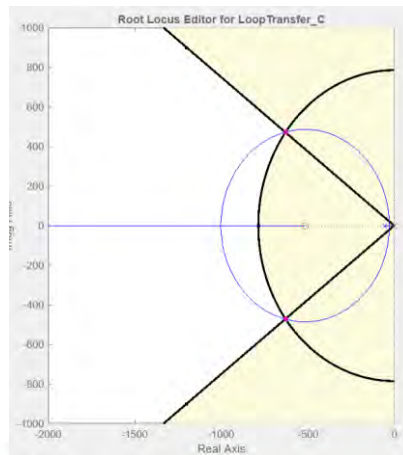
Aplicando el controlador PI se obtiene

$$G(s) = \frac{\left(k_p + \frac{k_i}{s}\right) * \frac{1}{\sigma L_s s + r_s}}{1 + \left(k_p + \frac{k_i}{s}\right) * \frac{1}{\sigma L_s s + r_s}}$$

$$G(s) = \frac{k_p s + k_i}{\sigma L_s s^2 + (r_s + k_p)s + k_i} \quad (4.18)$$

La sintonización se llevó a cabo utilizando la herramienta RTOOL de Matlab, como se muestra en la figura 4.14. Se probaron diferentes valores para la

frecuencia natural  $\omega_N$  y el factor de amortiguamiento  $\zeta$ , obteniendo mejor comportamiento del sistema con los resultados para  $\omega_N = 125 \text{ Hz}$  y  $\zeta = 0.707$ , obteniendo de esta manera valores de  $k_p$  y  $k_i$ .



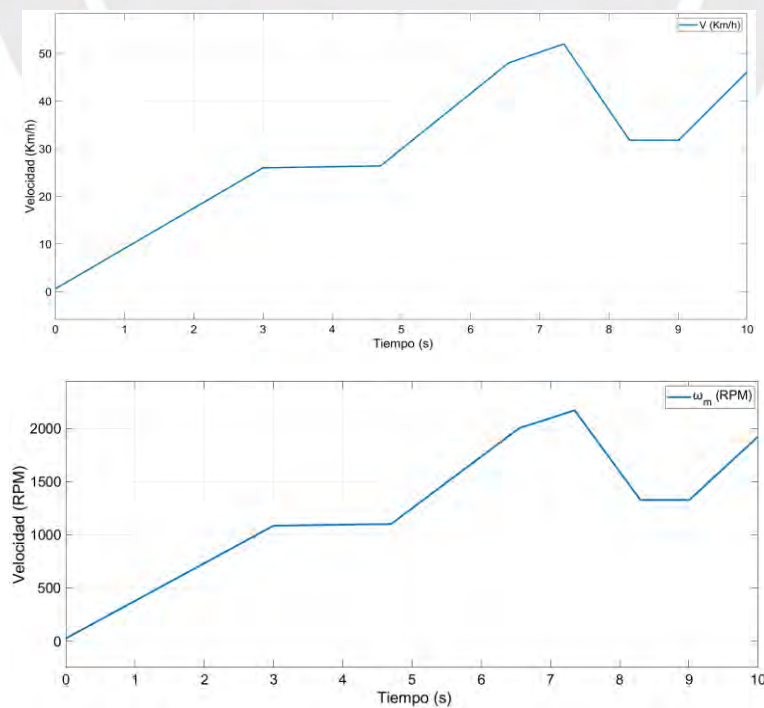
**Figura 4.14** Lugar de raíz utilizando para el diseño del control de corriente

Con estos ajustes, se logró una sintonización óptima que garantiza un control preciso y robusto del sistema FOC donde  $k_p = 2$  y  $k_i = 980$ .

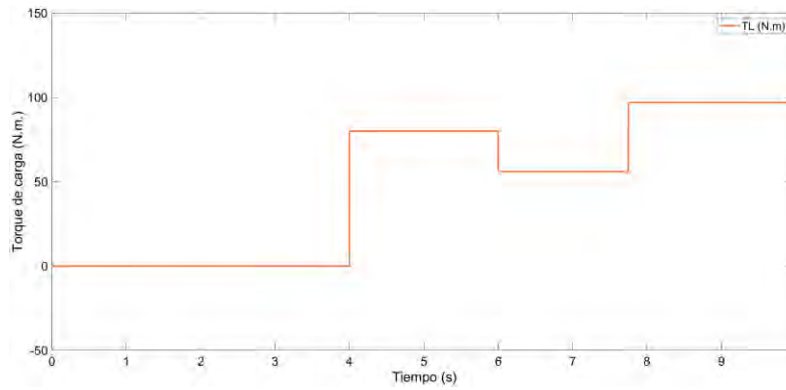
#### 4.6. Análisis comparativo de las técnicas de control propuestas

En la siguiente sección se realiza el análisis comparativo de las técnicas de control.

Para análisis comparativo se utilizó las siguientes referencias de velocidad y torque de carga que se muestran en figuras 4.15 y 4.16, respectivamente



**Figura 4.15** Entrada de velocidad para algoritmo de control en km/h y RPM



**Figura 4.16** Torque de carga

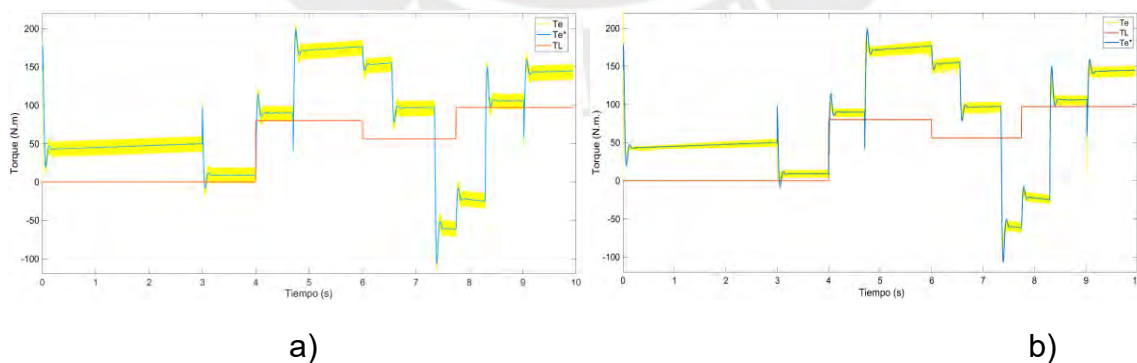
#### 4.6.1. Criterios de evaluación

Las simulaciones se realizan para la región de torque constante y el rendimiento de los controladores se evalúa en función de estos criterios:

- Rendimiento en estado estable: se analizan la ondulación de la corriente y el torque y la capacidad de seguimiento de referencia de los algoritmos de control.
- Respuesta transitoria: se analiza el rendimiento del controlador ante cambios de carga en torque y la velocidad.
- Desajuste de parámetros internos: se analiza la sensibilidad de los controladores al desajuste de parámetros.

#### 4.6.2. Comparación de PTC convencional y PTC con optimización de ciclo de trabajo

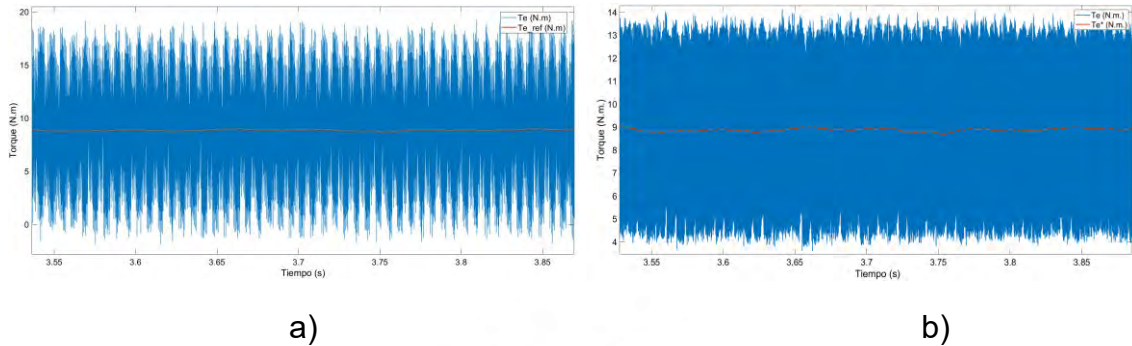
La mejora que se logra con la optimización de ciclo de trabajo es la reducción de ondulación de torque, que se puede ver en la figura 4.17 comparando la respuesta a la entrada de torque entre método convencional y método mejorado. Donde  $T_e$  es el torque electromagnético,  $T_e^*$  es torque electromagnético de referencia y  $T_L$  es el torque de carga.



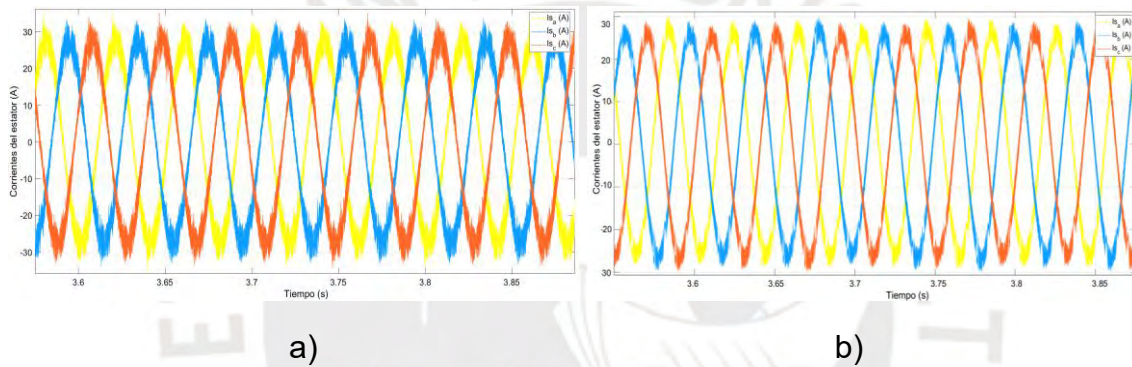
**Figura 4.17** Respuesta a torque: a) PTC convencional b) PTC con optimización de ciclo de trabajo

A continuación, se presenta un análisis más detallado en estado estable para el rango de 3.55 s a 3.88 s, donde se muestra una mejora significativa en la ondulación de torque. Utilizando la ecuación 4.7 para un rango de 50000 valores

de torque se obtiene para ondulación de torque de 4.10 N.m para PTC convencional mientras para PTC con optimización de ciclo de trabajo de 3.22 N.m. En figura 4.18 y 4.19 se muestra comparativo de la reducción de distorsión de torque y THD de corriente.

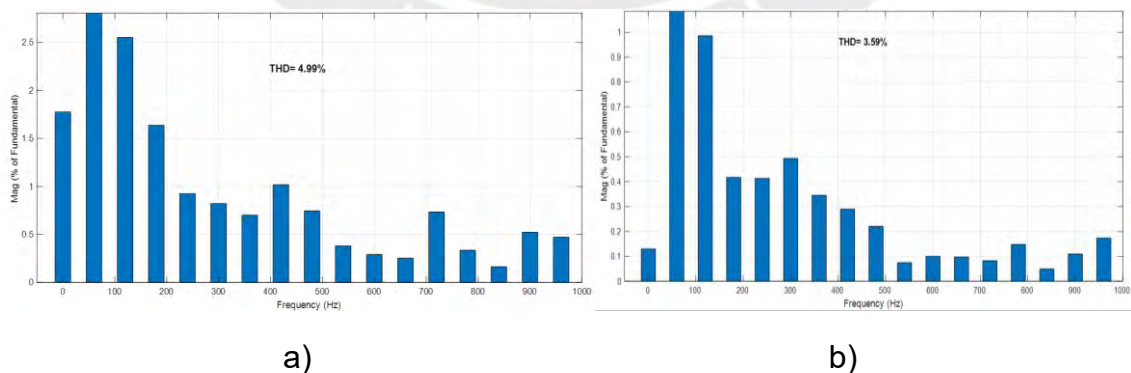


**Figura 4.18** Ondulación de torque: a) PTC convencional b) PTC con optimización de ciclo de trabajo



**Figura 4.19** Corrientes de estator: a) PTC convencional b) PTC con optimización de ciclo de trabajo

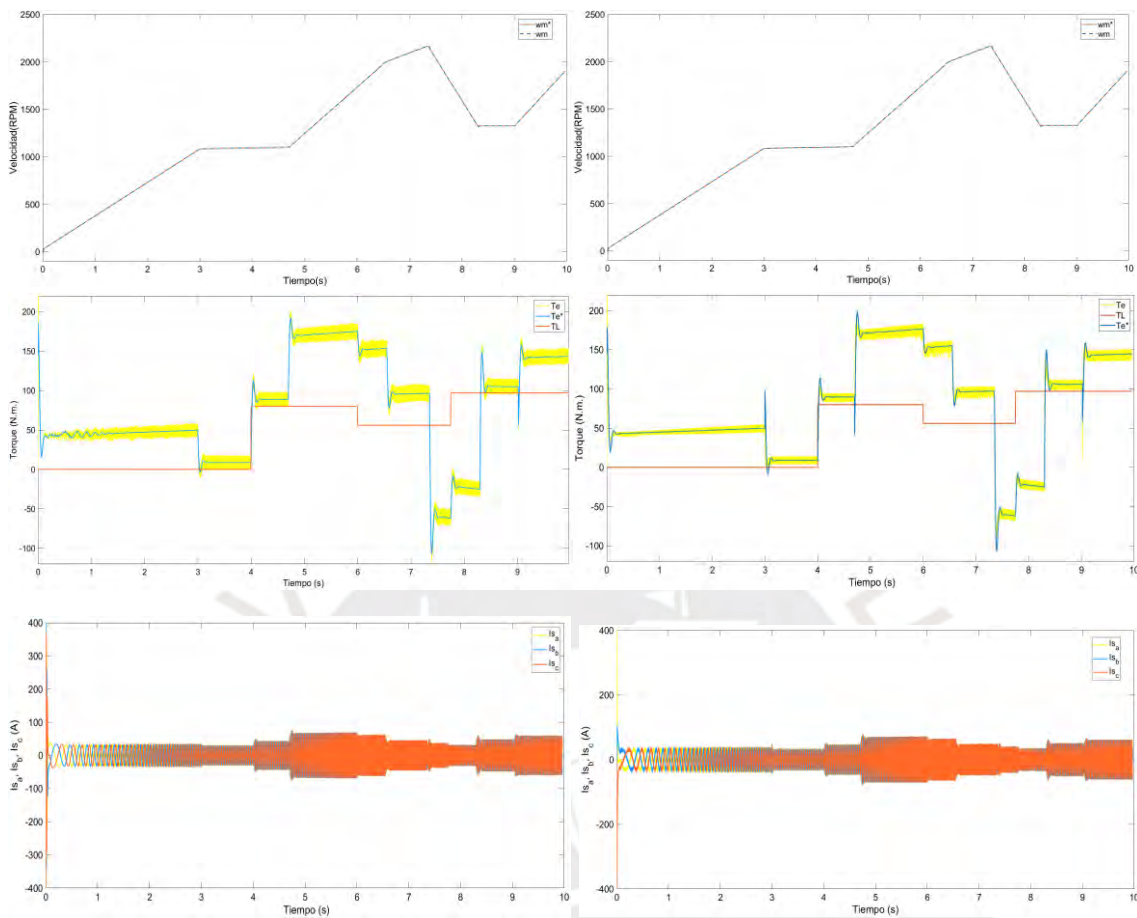
A partir de figura 4.20, se puede realizar análisis de THD de corriente, en este caso  $i_{sa}$ . Para velocidad de 1800 RPM en estado estable se obtiene los siguientes valores de THD



**Figura 4.20** Espectro de distorsión armónica total (THD) para la corriente de fase  $i_{sa}$  del estator: a) PTC convencional b) PTC con optimización de ciclo de trabajo

### 4.6.3. Comparación de FOC y PTC mejorado

Se procede a realizar una evaluación a la entrada de velocidad y torque de carga para ambos algoritmos de control

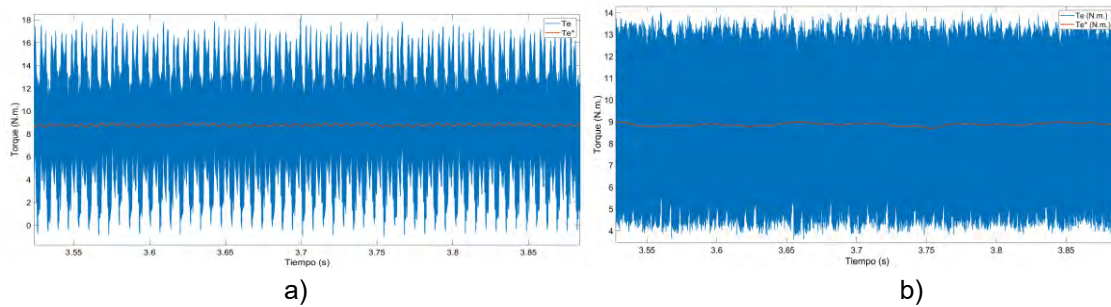


**Figura 4.21** Análisis comparativo de velocidad, torque y corriente en técnicas de control FOC y PTC

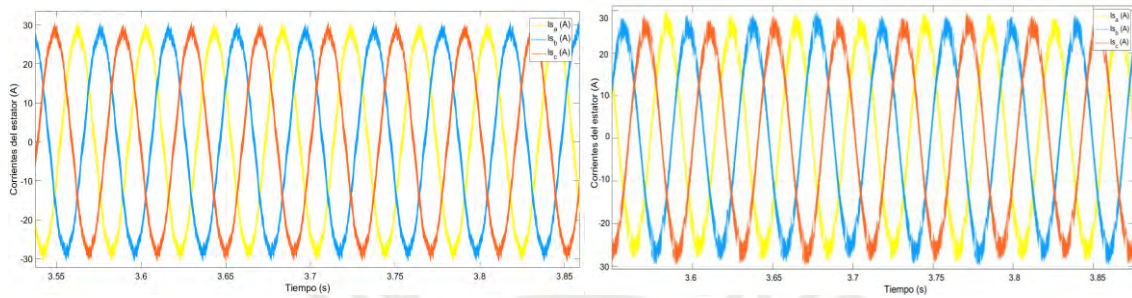
Como se puede ver en la figura 4.21, el comportamiento y rendimiento es similar para ambos a continuación se realiza un análisis más detalladamente el rendimiento en estado estable y respuesta transitorio.

### 4.6.4. Estado estable

En esta sección se compara el rendimiento en estado estable entre el PTC mejorado y el FOC. La evaluación se realiza para una velocidad de referencia de 2000 RPM, cuyos resultados se presentan en las figuras siguientes y se resumen en la Tabla 4.4. Aplicando la ecuación (4.7) a un conjunto de 50,000 valores de torque, se obtiene una ondulación de torque de 3.51 N.m para el FOC, mientras que, para el PTC con optimización del ciclo de trabajo, la ondulación se reduce a 3.22 N.m, demostrando así una mejora significativa en el comportamiento del torque.

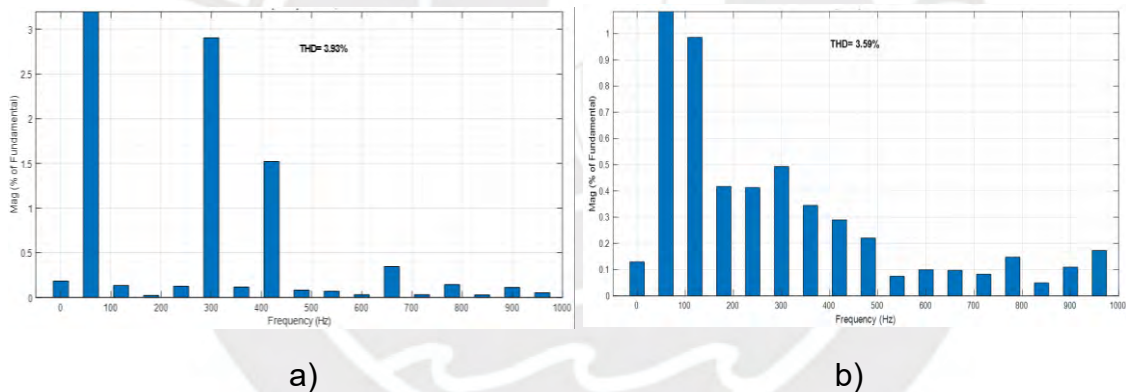


**Figura 4.22** Ondulación de torque: a) FOC b) PTC con optimización de ciclo de trabajo



**Figura 4.23** Corrientes de estator: a) FOC b) PTC con optimización de ciclo de trabajo

A partir de figura 4.24, se puede realizar análisis de THD de corriente, en este caso  $i_{sa}$ . Para velocidad de 2000 RPM en estado estable se obtiene los siguientes valores de THD de corriente.



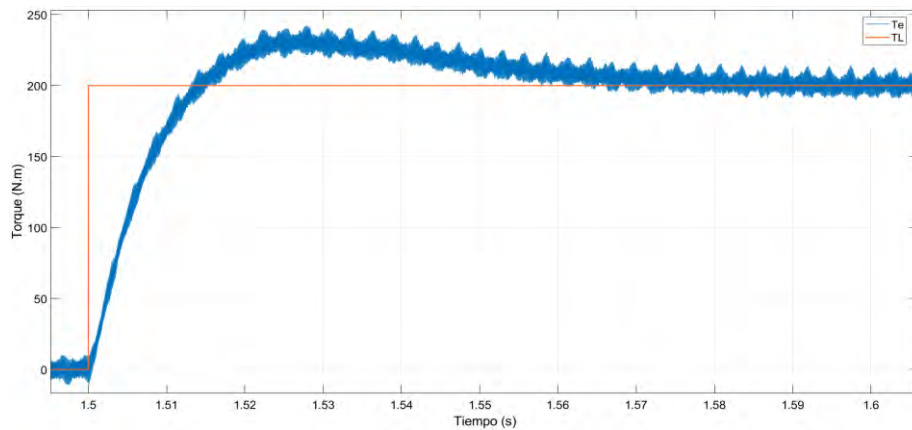
**Figura 4.24** Espectro de distorsión armónica total (THD) para la corriente de fase  $i_{sa}$  del estator: a) FOC b) PTC con optimización de ciclo de trabajo

#### 4.6.5. Respuesta Transitoria

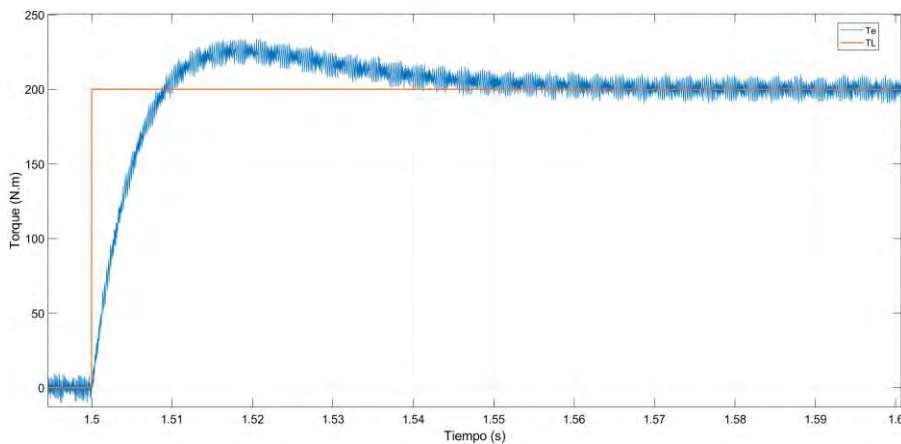
En esta sección se analizará el rendimiento dinámico del controlador. La forma más sencilla de analizar el rendimiento dinámico del sistema es analizar su rendimiento para una respuesta a un escalón. En este caso se utiliza un torque carga de  $T_L=200$  N.m ( $B_m=0$ )

En la simulación, el eje del motor gira a su velocidad nominal, y se le aplica un torque de carga de 200 N.m.

En figura 4.25 y 4.26, se muestran las respuestas de torque de control vectorial (FOC) y control predictivo de torque (PTC) mejorado. Se observa que PTC tienen una dinámica de torque más rápida en comparación con FOC



**Figura 4.25** Respuesta al escalón de torque de algoritmo de control FOC



**Figura 4.26** Respuesta al escalón de torque de algoritmo de control PTC mejorado

La Tabla 4.1 muestra el error absoluto de tiempo integral (ITAE) calculado para ambos algoritmos según la formula

$$ITAE = \int_0^T t|e(t)|dt$$

Donde:

ITAE: Integral del tiempo multiplicado por el criterio de error absoluto

T: tiempo finito elegido arbitrariamente que suele ser el tiempo de estabilización

t: es el tiempo en el cual ocurre el error.

e(t): error del sistema en el tiempo t, es decir, la diferencia entre la señal de referencia (o consigna) y la salida del sistema.

**Tabla 4.1** Valores de ITAE aplicado a torque

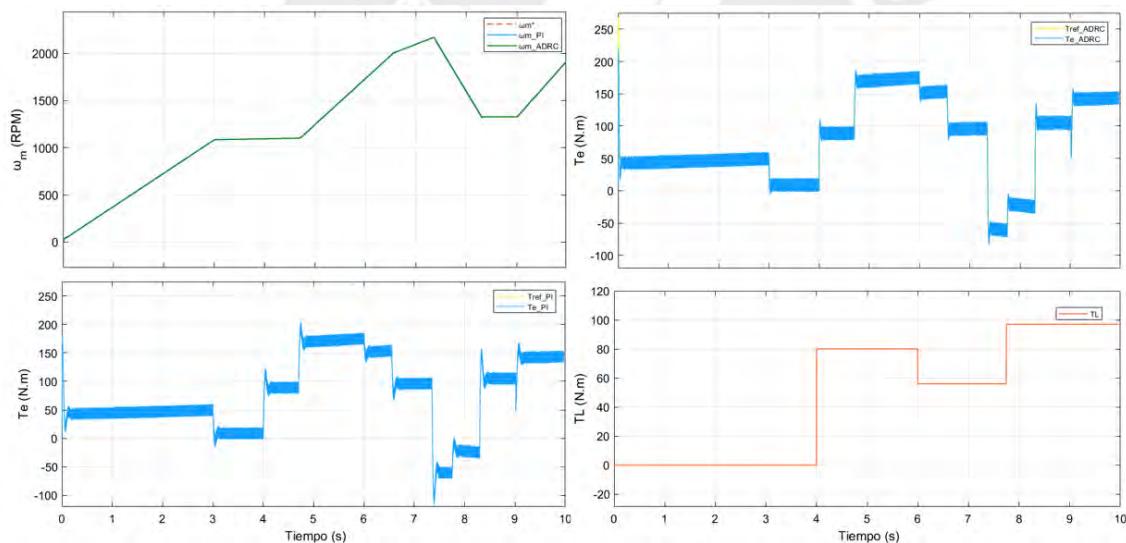
| Algoritmo de control | Torque ITAE |
|----------------------|-------------|
| FOC                  | 6.56        |
| PTC mejorado         | 5.86        |

#### 4.6.6. Control de velocidad control activo por rechazo de perturbaciones para control de velocidad

En el sistema de tracción de vehículos eléctricos, el motor de inducción presenta una alta inercia que genera picos elevados de torque durante los cambios bruscos de velocidad y ante variaciones en la carga. Estos picos no solo afectan negativamente la estabilidad del sistema, sino que también incrementan el consumo energético y reducen la vida útil de los componentes del tren motriz.

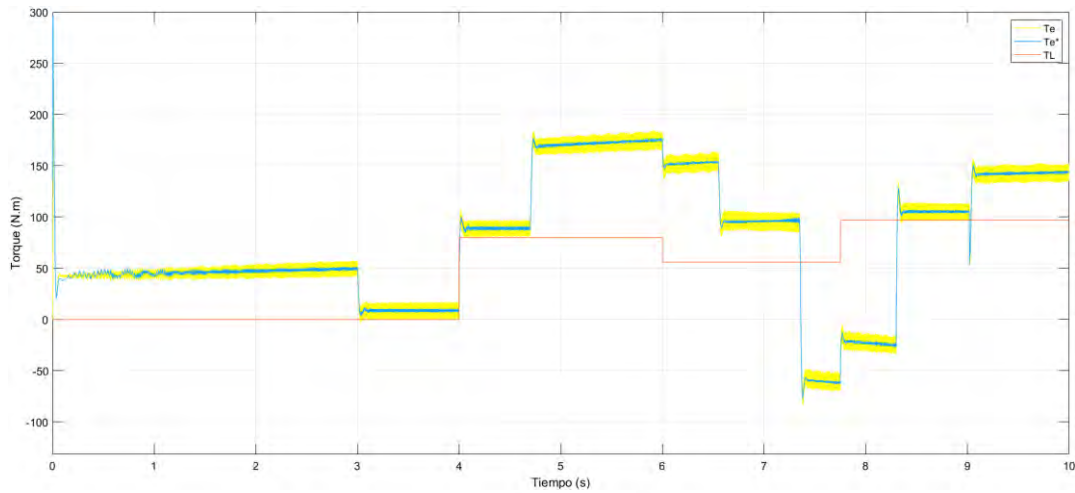
En la gráfica izquierda inferior de figura 4.27 se observan los efectos de la alta inercia del motor de inducción bajo condiciones de cambio de velocidad, donde los picos de torque son significativos en la transición de cada etapa.

Como solución a este problema, en la gráfica inferior se implementa un Control Activo por Rechazo de Perturbaciones (ADRC), cuya función es mitigar los efectos de las perturbaciones causadas por la inercia del motor y las variaciones de carga. Con este controlador, se logra suavizar la transición entre etapas de velocidad, minimizando los picos de torque y mejorando la estabilidad y respuesta del sistema.



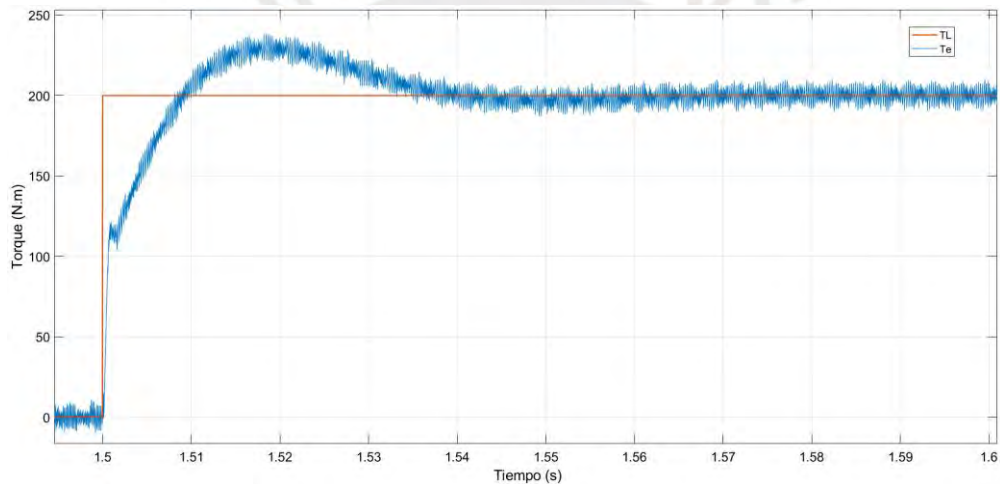
**Figura 4.27** Análisis comparativo entre velocidad y torque de PTC con optimización de ciclo de trabajo y ADRC aplicado al control de velocidad en PTC

En Figura 4.28, se muestra respuesta a torque de carga



**Figura 4.28** Comparación de respuesta de torque electromagnético de ADRC - PTC

A continuación, se presenta un análisis más detallado durante respuesta transitoria cuando hay un cambio en el torque  $TL=200$  N.m



**Figura 4.29** Respuesta al escalón de torque de algoritmo de control FOC

Como se puede ver en la figura 4.29, gracias a la combinación de ADRC con PTC se logra una mejor respuesta a respuesta de escalón de torque. Así mismo, se obtiene un valor de ITAE mejorado de 4.95

A continuación, en figura 4.30, se presenta las mejoras en el cambio de velocidad en comparación de uso PI convencional

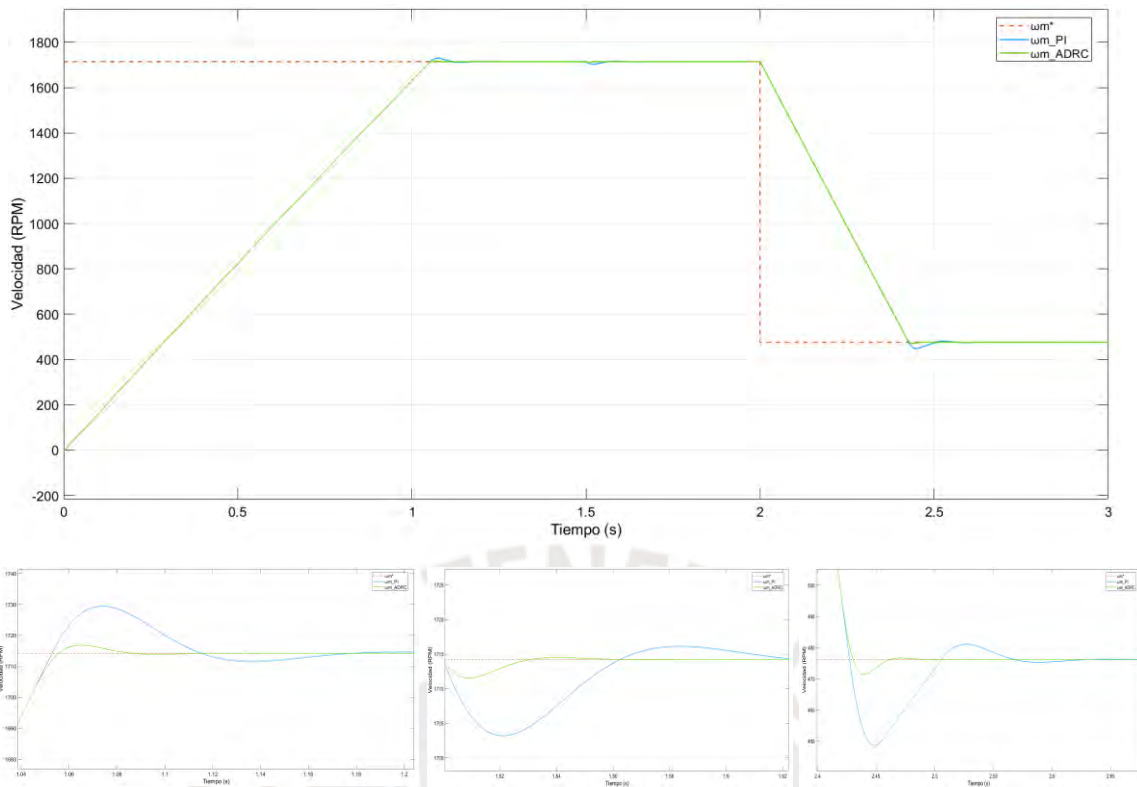
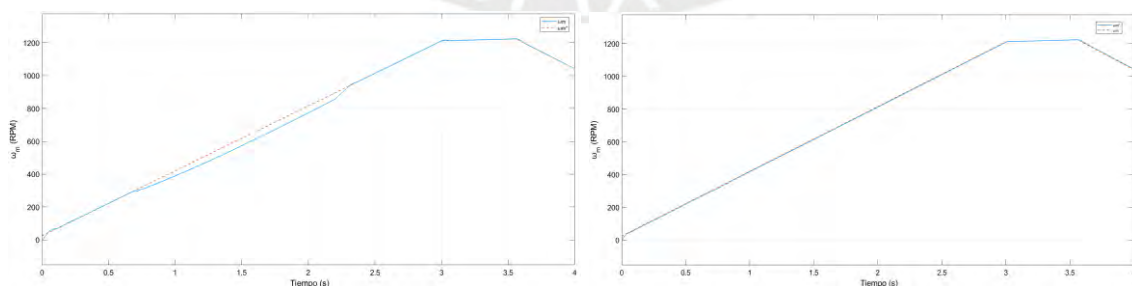


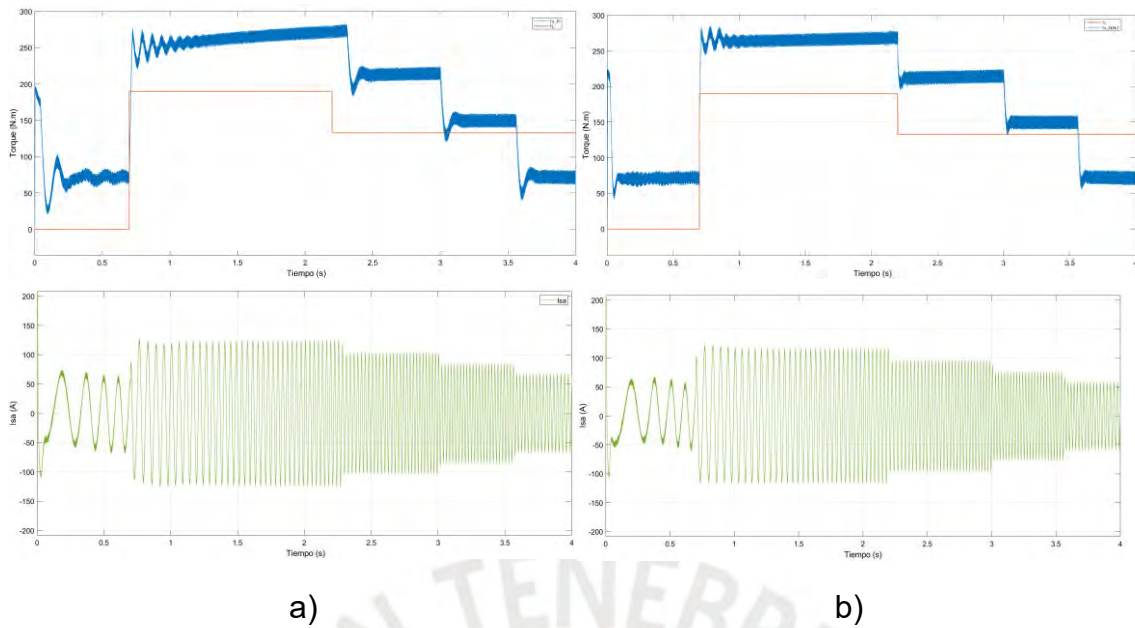
Figura 4.30 Comparación de respuesta de velocidad entre PI-PTC y ADRC -PTC

#### 4.7 Comparación de sensibilidad de parámetros

Un calentamiento excesivo, daños en aislamiento, corrosiones perdidas de núcleo pueden ocasionar cambios en los valores de los parámetros del motor, siendo la resistencia del estator y la inductancia mutua dos de los más sensibles a estas variaciones. A continuación, se evaluará el rendimiento de las técnicas de control predictivo de torque (PI-PTC) y control predictivo de torque con control de velocidad por control activo por rechazo de perturbaciones (ADRC-PTC). Para este análisis, se considerará un incremento del 180% en la resistencia del estator ( $\tilde{R}_s = 1.8R_s$ ) y una disminución del 60% en la inductancia mutua ( $\tilde{L}_m = 0.6L_m$ )

En la figura 4.31 se muestra el análisis, luego de cambiar estos valores



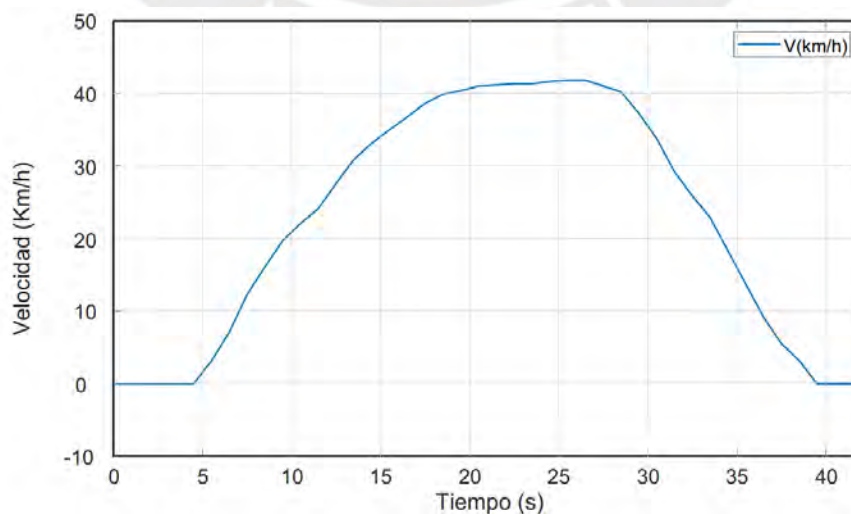


**Figura 4.31** Análisis comparativo entre velocidad, torque ante cambio de parámetros internos del motor de inducción: de PTC con optimización de ciclo de trabajo y ADRC aplicado al control de velocidad en PTC

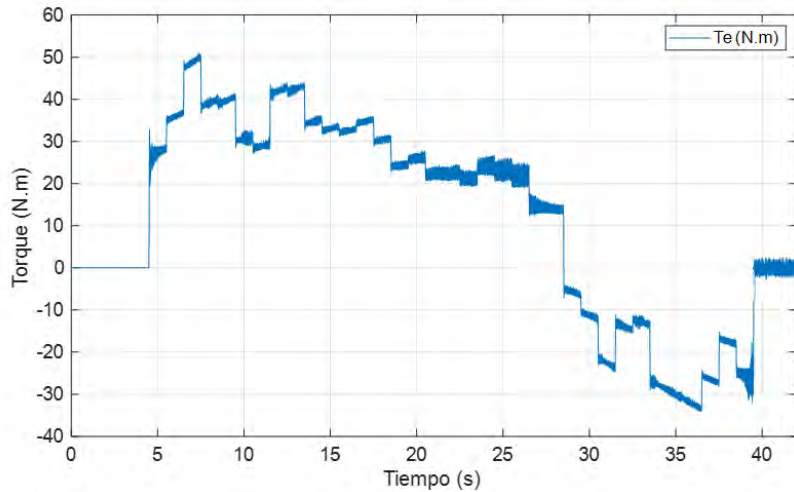
Se puede observar en ambos casos que, a pesar de los cambios significativos en parámetros internos del motor de inducción, se presenta un comportamiento deseable demostrando la robustez de ambas técnicas. Sin embargo, la técnica ADRC aplicada al PTC demuestra una mayor robustez al ofrecer un mejor desempeño ante variaciones en las condiciones del sistema.

#### 4.8. Aplicación de control predictivo de torque a ciclo de conducción FTP75

A continuación, se presenta control predictivo de torque con rechazo activo de perturbaciones de control de velocidad (PTC+ADRC) de tracción de vehículo eléctrico aplicado a una secuencia de conducción FTP75. Se muestran las gráficas correspondientes a la velocidad y el torque



**Figura 4.32** Velocidad de vehículo siguiendo ciclo de conducción FTP75



**Figura 4.33** Torque de vehículo siguiendo ciclo de conducción FTP75

La Figura 4.32 muestra cómo varía la velocidad del vehículo en una sección del ciclo de conducción FTP-75, dentro de un rango donde el torque se mantiene constante.

Dado que el ciclo FTP-75 registra la velocidad cada segundo, es necesario interpolar los valores entre esos puntos para suavizar la transición. Sin embargo, esto provoca cambios bruscos en la aceleración, lo que a su vez genera ajustes instantáneos en el torque.

Este comportamiento discreto se refleja en la Figura 4.33, donde el gráfico de torque presenta variaciones en forma de escalones, debido a los ajustes rápidos que debe realizar el sistema.

#### 4.9. Resumen de análisis comparativo

A continuación, se presenta un resumen del análisis comparativo realizado. En la tabla 4.2 se destacan y comparan las principales características de los algoritmos de control evaluados, mientras que en la tabla 4.3 se muestran los resultados logrados en el análisis comparativo efectuado.

**Tabla 4.2** Comparativo de características de algoritmos de control

| <b>Características</b>          | <b>FOC</b> | <b>PTC</b> | <b>PTC mejorado</b> | <b>ADRC+ PTC</b> |
|---------------------------------|------------|------------|---------------------|------------------|
| Transformación de coordenadas   | Si         | No         | No                  | No               |
| Usa modulador de ancho de pulso | Si         | No         | No                  | No               |
| Control PI de corrientes        | Si         | No         | No                  | No               |
| Inclusión de restricciones      | Difícil    | Fácil      | Fácil               | Fácil            |
| Sensibilidad a perturbaciones   | Moderado   | Moderado   | Moderado            | Bajo             |

|                              |           |          |          |          |
|------------------------------|-----------|----------|----------|----------|
| Frecuencia de conmutación    | Constante | Variable | Variable | Variable |
| THD de corriente del estator | Moderado  | Alto     | Moderado | Moderado |
| Ondulación de torque         | Moderado  | Alto     | Bajo     | Bajo     |
| Respuesta Dinámica           | Lento     | Rápido   | Rápido   | Rápido   |
| Costo computacional          | Moderado  | Alto     | Alto     | Alto     |

De la tabla 4.3. FOC es una técnica que usa transformación de coordenadas y modulador PWM, que tiene buena calidad de corriente y torque, pero tiene una dinámica más lenta y dificultades para manejar restricciones. El PTC es rápido y flexible, pero presenta una alta ondulación de torque y mayor distorsión en la corriente. El PTC mejorado logra disminuir la ondulación de torque y mejorar la calidad de corriente, manteniendo la velocidad del PTC básico. Por último, el ADRC+PTC destaca como la técnica más robusta frente a perturbaciones externas, con baja sensibilidad, ondulación reducida y una rápida respuesta dinámica, aunque mantiene alto costo computacional al igual que PTC.

**Tabla 4.3** Valores obtenidos de análisis comparativo

| <b>Características</b>                                   | <b>FOC</b> | <b>PTC</b> | <b>PTC mejorado</b> | <b>ADRC+PTC</b> |
|--|------------|------------|---------------------|-----------------|
| Promedio de frecuencia de conmutación $f_{w_{pr}}$ (kHz) | 6          | 10         | 12                  | 10              |
| THD de corriente del estator (%)                         | 3.55       | 4.1        | 3.22                | 3.06            |
| Ondulación de torque (N.m)                               | 3.93       | 4.99       | 3.59                | 3.15            |

De tabla 4.3, se puede deducir que FOC destaca por su frecuencia de conmutación baja (6 kHz), lo que genera menores pérdidas de conmutación. Sin embargo, su respuesta dinámica es lenta y tanto la THD de corriente como la ondulación de torque son moderadas. Por otro lado, el PTC presenta una respuesta dinámica rápida, pero su rendimiento se ve afectado por una THD alta y una ondulación de torque significativa, debido a la conmutación discreta y variable.

El PTC mejorado, con una frecuencia de conmutación de hasta 12 kHz, puede generar un incremento en las pérdidas de conmutación; sin embargo, este valor no es lo suficientemente alto como para impactar significativamente el rendimiento general del sistema. A pesar de esto, el PTC mejorado logra una notable reducción tanto en el THD de corriente como en la ondulación de torque. Por otro lado, la estrategia ADRC+PTC combina las ventajas del control predictivo con el rechazo activo de perturbaciones, alcanzando el mejor desempeño en términos de calidad de corriente, al obtener el THD más bajo, y en la reducción de la ondulación de torque.

## **CAPITULO 5: PROPUESTA DE IMPLEMENTACIÓN DE CONTROL PREDICTIVO DE TORQUE DE MOTOR DE INDUCCIÓN**

Se propone la implementación del control predictivo de torque en un motor de inducción, comenzando con una introducción a los principales computadores digitales que se utilizan seguida de la propuesta de banco de pruebas experimentales y finalmente una introducción a la programación mediante co-simulación HIL utilizando FPGA

### **5.1. Computadoras digitales para procesamiento de señales y control en tiempo real aplicados en el control de motores eléctricos**

Se pueden distinguir dos tipos de computadoras digitales: Computadoras programables por hardware (como los FPGA), que se configuran a nivel de circuito usando lenguajes de descripción de hardware para funciones específicas, y programables por software (como los MCU y DSP), que las tareas deben interpretarse primero en instrucciones ejecutables por la computadora.

Los FPGA son dispositivos reconfigurables que permiten personalizar la arquitectura de hardware, mejorando el rendimiento mediante del paralelismo y recursos lógicos distribuidos. Estos contienen entradas/salidas, tablas de búsqueda (LUT), registros y una red de enrutamiento. Los LUT implementan lógica combinacional, los registros permiten lógica secuencial, y los multiplicadores integrados optimizan operaciones matemáticas. Los FPGA ofrecen alto rendimiento y baja latencia, siendo ideales para tareas como redes, visión por computadora y control de motores [57].

Aunque los DSP se han utilizado durante décadas en el control de motores, algunos algoritmos, como FCS-MPC, son demasiado complejos para implementarse en estos, debido a las altas cargas computacionales y problemas de retardo. En cambio, los FPGA, gracias a su capacidad de procesamiento paralelo, pueden ejecutar múltiples operaciones simultáneamente, permitiendo el cálculo del estado de conmutación óptimo sin retrasos, mejorando así el rendimiento del control FCS-MPC.

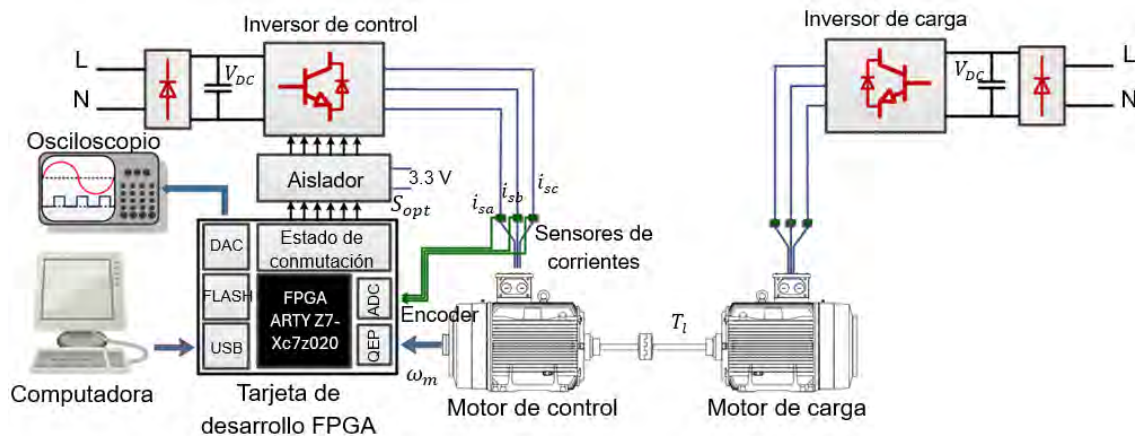
Una desventaja de los FPGA es su complejidad de programación, que requiere lenguajes de descripción de hardware (HDL) como VHDL o Verilog, haciendo el desarrollo más tedioso y lento que en DSP. Esto implica más tiempo en la depuración y verificación, especialmente en diseños de alta complejidad [58].

En la propuesta de implementación se propondrá el uso de un FPGA

### **5.2. Propuesta de implementación de banco de pruebas experimentales**

La figura 5.1 presenta un diagrama simplificado de la configuración experimental propuesta. La validación experimental se realiza en un motor de inducción conectado a un inversor de fuente de voltaje de dos niveles. El control se

implementa en una placa de desarrollo FPGA. Las corrientes se miden mediante sensores de efecto Hall, mientras que la velocidad se obtiene a partir de un encoder. El voltaje del bus de CC ( $V_{DC}$ ) se establece en un rango de 100 a 1200 V generalmente. Para proteger la placa FPGA, se emplea un circuito aislador que asegura un aislamiento eléctrico adecuado entre la FPGA y el inversor antes de enviar las señales de conmutación. La frecuencia de muestreo de los esquemas de control evaluados se puede establecer, por ejemplo, en 25 kHz, 50 kHz, 100 kHz. Las corrientes pueden ser medidos directamente con sondas de corriente, y las formas de onda de las variables se observan en un osciloscopio utilizando un convertidor digital a analógico (DAC).



**Figura 5.1** Banco de pruebas experimentales

A continuación, se detalla la lista de componentes propuestos para la implementación de un banco de pruebas destinado al control predictivo de torque (PTC) de un motor de inducción de hasta 1 kW.

- **Inversor:** para la implementación del sistema se utiliza la placa de evaluación STEVAL-IHM023V3 de un inversor trifásico de 1 kW con controlador de lado alto y bajo L6390 que recibe señales de control de un controlador externo, y genera las señales de puerta (gate signals) necesarias para encender y apagar los transistores IGBT (STGP10H60DF) de STMicroelectronics. Compatible con una entrada de monofásica de 90 a 285 VCA o una entrada de CC de 125 a 400 VCC.



**Figura 5.2** Inversor trifásico de 2 niveles STEVAL-IHM023V3

- **Rectificador:** Se propone el uso de un puente de diodos S15VT60-4000 para rectificar el voltaje alterno a voltaje continuo, alimentando el bus de CC del inversor.



Figura 5.3 Puente de diodos S15VT60-4000

- **Sensores de corriente:** Es posible utilizar dos sensores de corriente en lugar de tres, considerando que la suma de las tres corrientes debe dar un valor de cero. Para ello, se recomienda utilizar sensores de corriente de efecto Hall, como el ACS723, que detectan la corriente y generan un voltaje proporcional. Este sensor otorga aislamiento eléctrico entre el circuito de medición y el circuito de salida, teniendo una sensibilidad de 400mV/A, utilizado para medir las corrientes  $i_{sa}$  y  $i_{sb}$

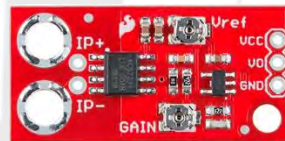


Figura 5.4 Sensor de corriente de efecto hall ACS723

- **ADC:** Para la digitalización de las señales de corriente y su posterior envío al controlador, se propone el uso del ADC Digilent PmodAD1. Este dispositivo cuenta con un convertidor de dos canales y 12 bits, con una frecuencia máxima de muestreo de 1  $\mu$ s, y se interconecta con la FPGA mediante un módulo periférico (PMOD) con una fuente de alimentación de 3,3 V.



Figura 5.5 ADC Digilent PmodAD1

- **Adaptador de nivel de voltaje:** Dado que el PmodAD1 solo admite señales unipolares de 0 a valores positivos, es necesario utilizar un adaptador de nivel para ajustar las señales analógicas. Esto puede lograrse con el amplificador operacional LM385N junto con componentes pasivos.

- **Aislador:** Para proteger la placa FPGA, se requiere un aislador digital que procese las señales de conmutación hacia el inversor. Se sugiere utilizar el aislador ADuM3440 de alta velocidad y cuatro canales, con una fuente de alimentación de 3,3 V.



Figura 5.6 Aislador ADuM3440

- **DAC:** Para visualizar las formas de onda analógicas en un osciloscopio, se sugiere el uso del DAC Digilent PmodDA4, que cuenta con 12 bits y ocho salidas analógicas. Este dispositivo se interconecta con la FPGA a través de PMOD.

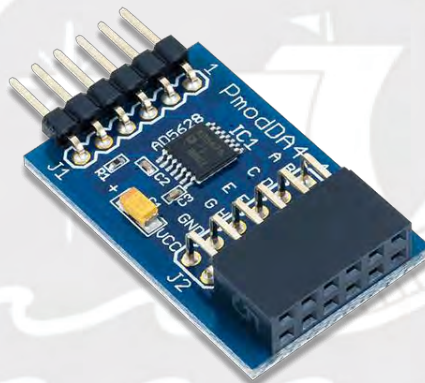


Figura 5.7 DAC Digilent PmodDA4

- **Encoder:** Se propone utilizar un encoder incremental cuyo modelo dependerá del motor de inducción seleccionado. Una opción posible es un encoder de eje hueco de 12 mm y resolución de 2048 pulsos por revolución.



Figura 5.8 Encoder incremental Hohner Serie 59

- **FPGA:** Se sugiere utilizar la placa FPGA ARTY Z7-XC7Z020, la cual dispone de 16 MB de memoria flash y 512 MB de memoria RAM, con una frecuencia de reloj de 100 MHz. Esta FPGA es compatible con el software

de desarrollo Vivado de Xilinx, lo que facilita el diseño y simulación de los circuitos necesarios para implementación digital en tiempo real del algoritmo. Los archivos generados se descargan a la FPGA a través de la interfaz USB-JTAG desde una PC.

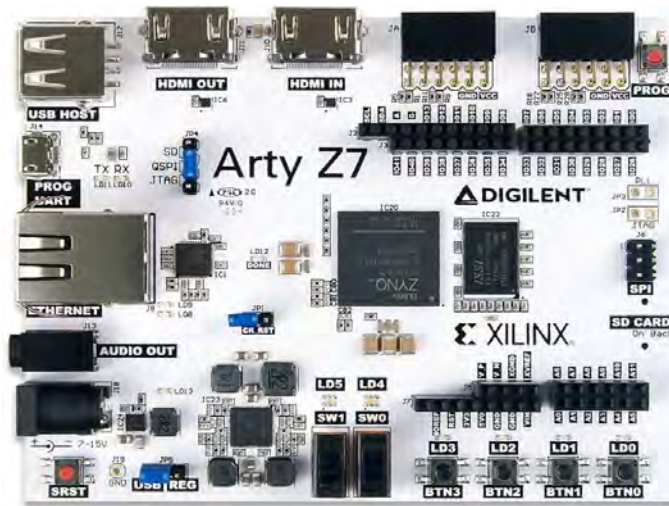


Figura 5.9 FPGA ARTY Z7-XC7Z020

Además de los componentes listados, es importante considerar fuentes de alimentación CC para alimentar los sensores y el controlador, así como un inversor de carga estándar y un sistema de acoplamiento entre el motor controlado y la carga para las pruebas experimentales.

En este sistema experimental, la frecuencia de conmutación máxima del inversor es de 50 kHz. Para la implementación del sistema, se puede establecer una frecuencia de muestreo máxima de 100 kHz.

### 5.3. Diseño basado en modelos y Simulación HIL

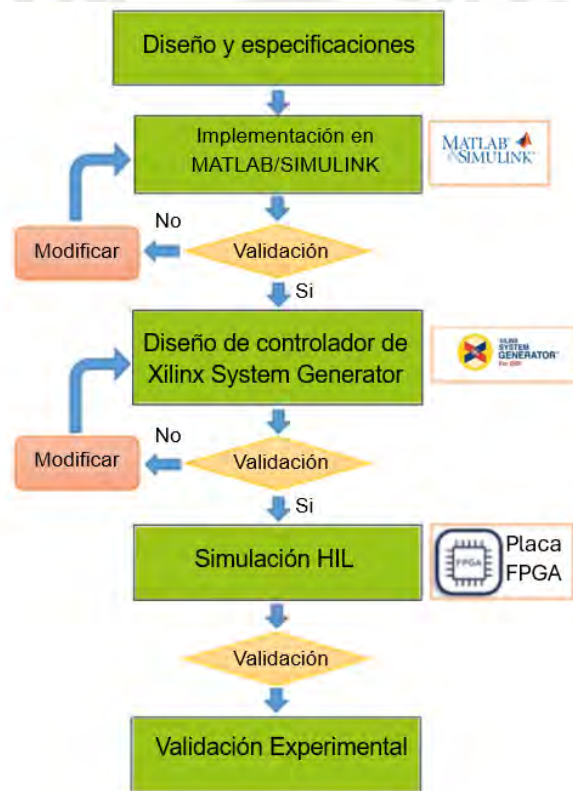
El diseño basado en modelos (MBD) es una técnica que utiliza bloques matemáticos elementales para crear y analizar sistemas complejos. A diferencia del enfoque tradicional de diseño de FPGA, que se basa en un extenso código difícil de manejar, MBD permite un desarrollo paso a paso, facilitando la depuración mediante la simulación de salidas intermedias. Esto acelera el desarrollo y la creación de prototipos, reduciendo costos y tiempos, y permite la rápida modificación y actualización de los controladores. Para el diseño de FPGA, se propone el uso de Xilinx System Generator (XSG), una plataforma MBD que integra MATLAB/Simulink, facilitando la generación automática de código HDL y proporcionando cosimulación Hardware-in-the-Loop (HIL) para validar el diseño antes de la implementación física [59].

La simulación HIL crea un entorno virtual en tiempo real que simula el sistema físico que se quiere controlar, permitiendo probar algoritmos sin necesidad de prototipos físicos. Es un nivel de verificación intermedio entre la simulación de

software y la implementación en un sistema real, ayudando a prevenir fallas y daños en componentes durante la implementación experimental.

Este enfoque no solo facilita la depuración temprana y la adaptación rápida a cambios en los requisitos del sistema, sino que también reduce los riesgos al simular entornos reales antes de la implementación física, lo que mejora la fiabilidad del sistema.

La co-simulación HIL se puede llevar a cabo en un simulador en tiempo real basado en FPGA, utilizando XSG como dispositivo de hardware. La validación se lleva a cabo en tres fases como se ilustra en la figura 5.10. Primero, el controlador, inversor, motor se modelan y verifican en MATLAB/Simulink. Luego, se desarrolla el controlador digital utilizando la plataforma XSG, validando su rendimiento mediante Simulink. En la etapa final, la validación se realiza a través de la co-simulación HIL en tiempo real, donde el controlador se implementa en el hardware interactuando con el sistema del software.



**Figura 5.10** “Diagrama de flujo de co-simulación HIL usando FPGA” (Referencia: [59])

La co-simulación HIL valida el controlador al implementarlo en el hardware, permitiendo la interacción entre la FPGA y la computadora. La co-simulación se habilita generando un bloque prototipo en MATLAB/Simulink que conecta las señales de entrada y salida entre Simulink y la FPGA.

Para la generación del archivo bitstream necesario para ejecutar el FCS-MPC en la FPGA se realiza mediante Xilinx Vivado Design Suite. Los archivos se descargan a la FPGA utilizando una interfaz USB-JTAG, lo que permite la

ejecución y prueba del controlador en el hardware real. Este proceso asegura que el diseño sea probado en condiciones reales, optimizando su desempeño antes de la implementación final.

#### 5.4. Propuesta de diseño de controlador basado en XSG

El diseño del controlador fundamentado en XSG para un sistema de accionamiento de motor incluye dos componentes principales: un controlador de velocidad y un control predictivo basado en modelos finitos (FS-MPC). El FS-MPC sigue cuatro pasos: estimación de flujos, predicción de torque y flujo, evaluación de la función de coste y generación de la señal de conmutación optimizada. La plataforma XSG, integrada con MATLAB/Simulink, se emplea para diseñar y desarrollar este controlador, el cual luego se implementa en una FPGA.

##### 5.4.1. Controlador de velocidad

El controlador de velocidad utiliza un lazo de control basado en un regulador PI, discretizado mediante el método directo de Euler para su implementación en FPGA. Este controlador requiere un valor de referencia para regular la velocidad del motor y cuenta con anti-windup y saturación [60]. La figura 5.11 muestra su implementación en bloques diseñados en XSG

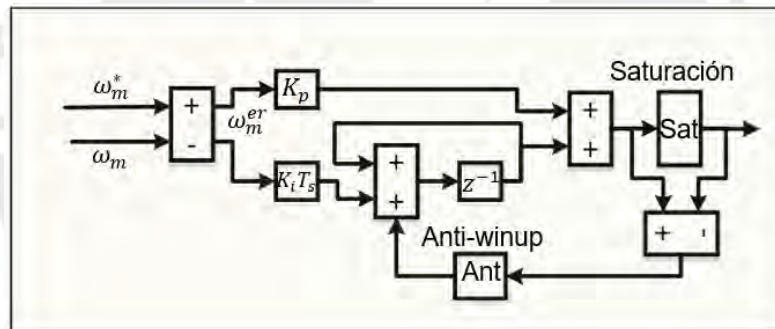


Figura 5.11 Diseño del bucle de control de velocidad basado en XSG

##### 5.4.2. Estimación y predicción

La estimación de flujos y la predicción de torque y flujo se basan en ecuaciones (2.8-12) realizando los siguientes arreglos.

$$\hat{\psi}_s(k) = \hat{\psi}_s z^{-1} + K_1 v_s(k) - K_2 i_s(k) \quad (5.1)$$

$$\hat{\psi}_r(k) = K_3 \hat{\psi}_s(k) + K_4 i_s(k) \quad (5.2)$$

$$\psi_s(k + 1) = \psi_s(k) + K_1 v_s(k) - K_2 i_s(k) \quad (5.3)$$

$$i_s(k + 1) = i_s(k) + K_5 i_s(k) + K_6 [K_7 ((K_8 - K_9 \omega_r) \psi_r(k) + v_s(k))] \quad (5.4)$$

$$T(k + 1) = K_{10} Im[\psi_s(k + 1) \cdot i_s(k + 1)] \quad (5.5)$$

Donde  $K_1 = T_s$ ,  $K_2 = R_s T_s$ ,  $K_3 = \frac{L_r}{L_m}$ ,  $K_4 = L_m - \frac{L_r L_s}{L_m}$ ,  $K_5 = \frac{T_s}{\tau_\sigma}$ ,  $K_6 = \frac{T_s}{\tau_\sigma + T_s}$ ,  $K_7 = \frac{1}{R_\sigma}$ ,  $K_8 = \frac{k_r}{\tau_r}$ ,  $K_9 = j k_r p$ ,  $K_{10} = \frac{3}{2} p$

Estos cálculos se implementan en la FPGA mediante bloques diseñados en XSG como se ven en las figuras

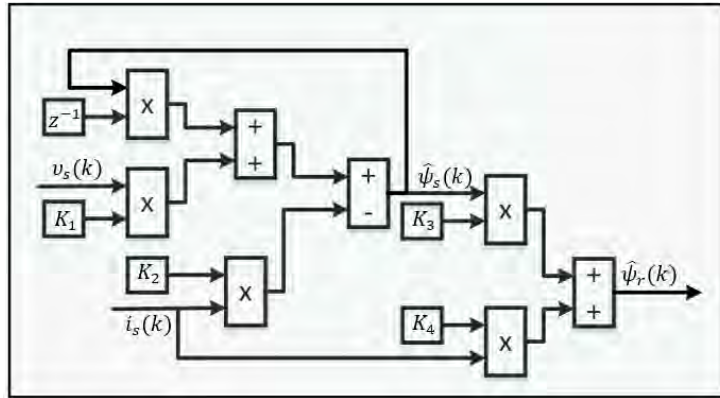


Figura 5.12 Bucle de estimación de flujos basado en XSG

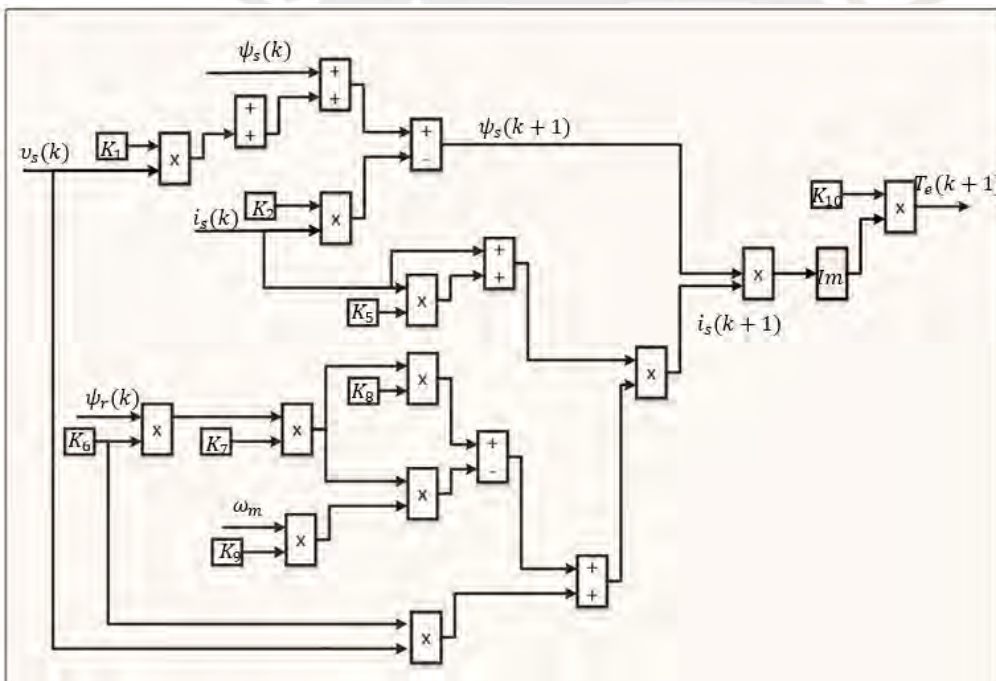


Figura 5.13 Bucle de predicciones de flujo y torque basado en XSG

### 5.4.3. Función de costo

La función de costo evalúa el rendimiento de diferentes vectores de voltaje y queda de la siguiente manera, tomado en cuenta la ecuación (5.6). La figura muestra la representación de bloques

$$G_i = |T^* - T(k+1)_i| + \lambda_0 \cdot |\psi_s^* - \psi_s(k+1)_i| \quad (5.6)$$

$$G_i = 1, 2, \dots, 8$$

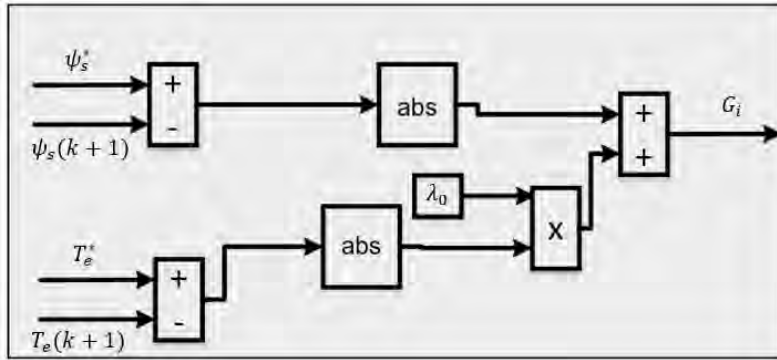


Figura 5.14 Función de costo basado en XSG

#### 5.4.4. Optimización de la función de costo y selección del vector de conmutación

El diagrama de bloques que representa la optimización de la función de costo  $G_{opt}$  y la selección de un estado de conmutación óptimo  $S_{opt}$  se muestra en la figura 5.15. Para optimizar esta función, se utiliza una estructura de tubería que compara consecutivamente los resultados de las funciones de costo y selecciona la mínima mediante multiplexores (M) y comparadores (C). Las salidas de los comparadores (0 o 1) se usan como líneas de selección ( $Sel_1-Sel_7$ ) para los multiplexores. Las combinaciones de comparador y MUX (C&M1–C&M7) se aplican a todas las funciones de costo posibles ( $G_1 - G_8$ ) para determinar ( $G_{opt}$ ) [61].

Las señales de conmutación ( $S_1 - S_8$ ) correspondientes a los vectores de voltaje ( $V_1 - V_8$ ) se procesan en una estructura de tubería para encontrar la señal de conmutación óptima ( $S_{opt}$ ). Las señales de conmutación correspondientes se asignan para controlar los dispositivos de potencia del inversor.

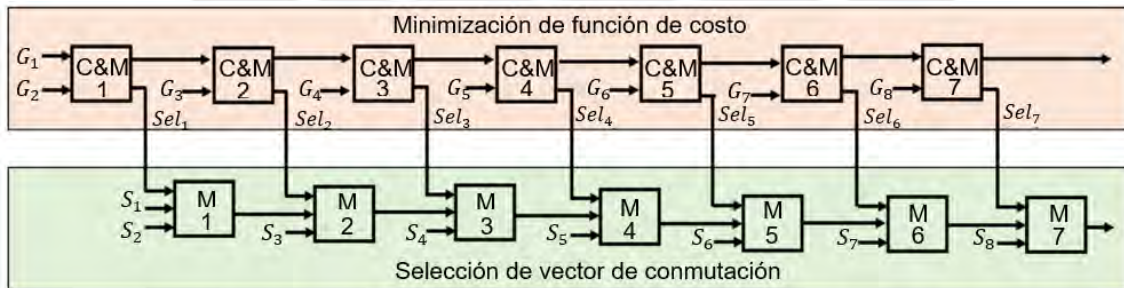
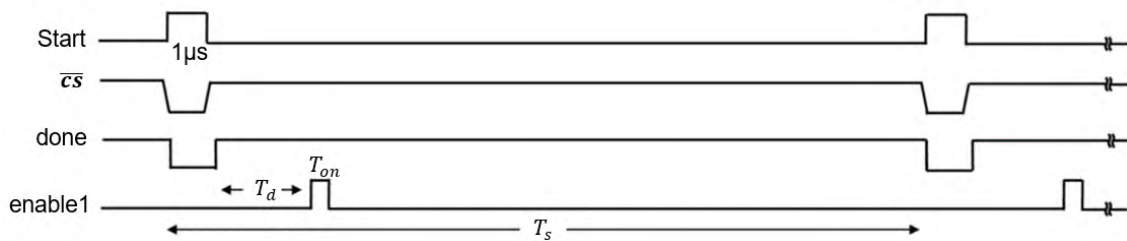


Figura 5.15 Minimización de la función de costo y selección del vector de conmutación.

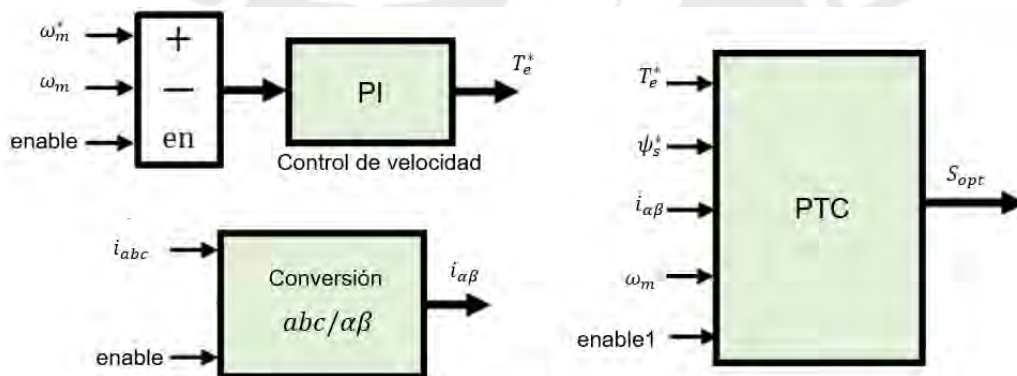
#### 5.4.5. Consideraciones para implementación del sistema basado en FPGA

Para la instauración de la unidad de control, la salida de la unidad de control de velocidad es responsable de la estimación de flujo y predicción de flujo y torque del motor; por lo tanto, se utiliza la sincronización temporal secuencial dentro de un tiempo de muestreo. En la figura 5.16 se grafica el diagrama de tiempos utilizado para la implementación de FPGA. La señal de inicio (start) puede tener una duración de  $1 \mu s$ , y su ancho está definido por el tiempo de muestreo  $T_s$ . En

consecuencia, la selección de chip (CS) y la señal de finalización (done) se cambiaron a un estado alto, y la señal de inicio se cambió a un estado bajo después de la finalización de la conversión de la señal analógica a la señal digital por la unidad de interfaz ADC. La señal de habilitación (enable1) se generó con un tiempo de encendido de  $T_{on}$  y un tiempo de retardo de  $T_d$  [61]. La señal de finalización en la Figura 5.16 como señal de habilitación habilita el bucle de control de velocidad, así como la conversión de  $abc$  a  $\alpha\beta$  simultáneamente para realizar el cálculo paralelo. La salida de la unidad de control de velocidad y la conversión de  $abc$  a  $\alpha\beta$  se alimenta a la unidad PTC para la implementación del algoritmo de control, tal como se ilustra en la figura 5.17.



**FIGURA 5. 16** Diagrama de tiempos del bucle de control.



**Figura 5.17** Implementación del controlador en el FPGA

## CONCLUSIONES

La presente tesis abordó el diseño y análisis del Control Predictivo de Torque (PTC) aplicado a motores de inducción en sistemas de tracción vehicular, comparándolo con técnicas avanzadas comúnmente utilizadas, como el control de campo orientado (FOC), en el contexto de vehículos eléctricos. El objetivo principal fue realizar un análisis comparativo que evidenciara mejoras en la respuesta de torque y velocidad, especialmente ante las exigencias dinámicas típicas de estas aplicaciones.

Para este propósito, se llevó a cabo el modelado longitudinal de un vehículo eléctrico, seleccionando como caso de estudio el Mitsubishi i-MiEV. A partir del modelado, se definieron las ecuaciones asociadas a las fuerzas de tracción y torque, considerando los modos de operación: torque constante, potencia y velocidad constantes. Este análisis permitió evaluar el comportamiento dinámico del vehículo aplicando ciclos de conducción típicos.

El modelo matemático del motor de inducción se formuló considerando las características propias de un motor de tracción para vehículos eléctricos, con un dimensionamiento adecuado en términos de potencia y velocidad, garantizando su compatibilidad con los requerimientos del sistema. A partir de este modelo, se analizaron distintas estrategias de control, incluyendo PTC y FOC, simulando el desempeño del sistema en condiciones realistas.

Además, se integró un Control Activo por Rechazo de Perturbaciones (ADRC) para el control de velocidad, lo cual mejoró notablemente la respuesta dinámica del sistema en términos de velocidad y torque. Los resultados obtenidos demostraron que la combinación de PTC y ADRC ofrece una solución eficaz, con claras ventajas frente a los métodos convencionales, para aplicaciones de tracción eléctrica.

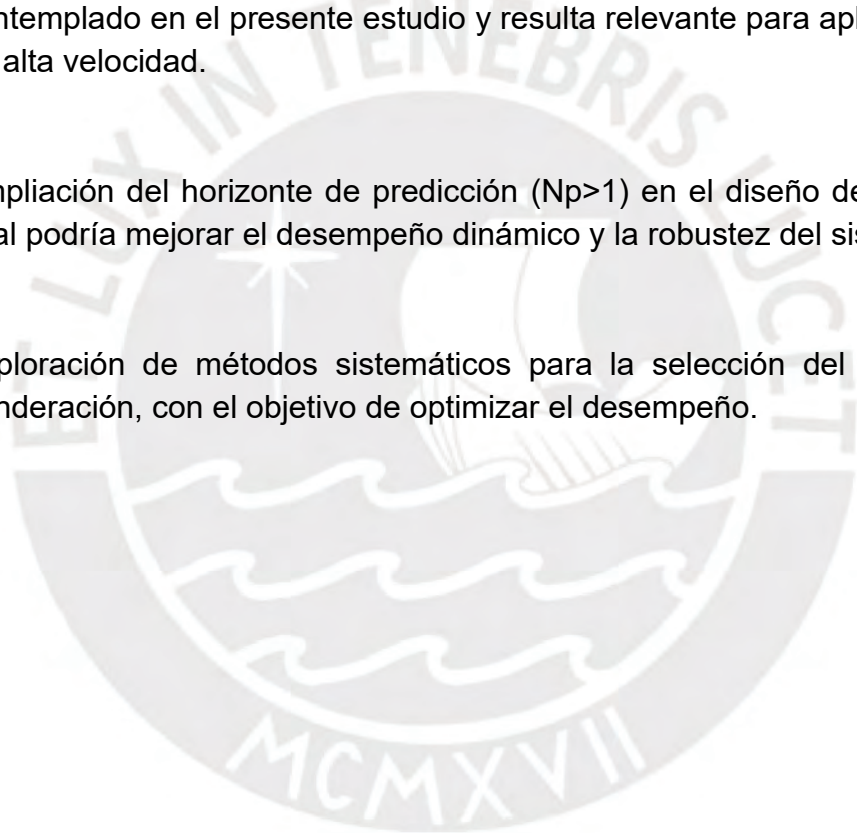
Finalmente, se propuso una estrategia de implementación práctica basada en una FPGA. Se presentó un diseño detallado, incluyendo los componentes necesarios y los pasos para su realización, utilizando un enfoque de diseño basado en modelos mediante Xilinx System Generator (XSG). Esta metodología permitió la integración con MATLAB/Simulink, facilitando la generación automática de código HDL y la validación mediante cosimulación Hardware-in-the-Loop (HIL), lo cual fortalece la viabilidad de llevar esta solución al entorno físico.

En conjunto, este trabajo demuestra que el uso del PTC mejorado con ADRC para el control de velocidad representa una alternativa robusta, eficiente y de alta respuesta dinámica para el control de motores de tracción en vehículos eléctricos, con un alto potencial de implementación real en aplicaciones de movilidad eléctrica avanzada.

## TRABAJOS FUTUROS

Existen diversas mejoras e implementaciones que pueden ser consideradas en investigaciones futuras, tales como:

- Implementación en tiempo real del PTC para el motor de inducción mediante un FPGA.
- Análisis comparativo de rendimiento frente a otras estrategias de control como el Control Directo de Torque (DTC), control basado en lógica difusa, redes neuronales artificiales, entre otros enfoques inteligentes.
- Extensión del análisis al régimen de debilitamiento de flujo, el cual no fue contemplado en el presente estudio y resulta relevante para aplicaciones de alta velocidad.
- Ampliación del horizonte de predicción ( $N_p > 1$ ) en el diseño del PTC, lo cual podría mejorar el desempeño dinámico y la robustez del sistema.
- Exploración de métodos sistemáticos para la selección del factor de ponderación, con el objetivo de optimizar el desempeño.



## BIBLIOGRAFÍA

- [1] Lee, C. H. T., Hua, W., Long, T., Jiang, C., & Iyer, L. V. (2021). A Critical Review of Emerging Technologies for Electric and Hybrid Vehicles. *IEEE Open Journal of Vehicular Technology*, 2, 471–485
- [2] Sanguesa, J.A.; Torres-Sanz, V.; Garrido, P.; Martinez, F.J.; Marquez-Barja, J.M. A Review on Electric Vehicles: Technologies and Challenges. *Smart Cities* 2021, 4, 372-404.
- [3] Albatayneh, A., Assaf, M. N., Alterman, D., & Jaradat, M. (2020). Comparison of the overall energy efficiency for internal combustion engine vehicles and electric vehicles. *Environmental and Climate Technologies*, 24(1), 669-680.
- [4] N. K. Adamopoulos, F. A. Karamountzou, A. G. Sarigiannidis and A. G. Kladas, "Comparison of field oriented versus model predictive torque control techniques for monitoring interior PM traction motor over wide speed range," *2017 IEEE 11th International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED)*, Tinos, Greece, 2017, pp. 353-359, doi: 10.1109/DEMPED.2017.8062379
- [5] V. Kousalya, R. Rai and B. Singh, "Predictive Torque Control of Induction Motor for Electric Vehicle," *2020 IEEE Transportation Electrification Conference & Expo (ITEC)*, Chicago, IL, USA, 2020, pp. 890-895, doi: 10.1109/ITEC48692.2020.9161637
- [6] <https://ev-volumes.com/news/ev/global-ev-sales-for-2023/>
- [7] S. S. G. Acharige, M. E. Haque, M. T. Arif, N. Hosseinzadeh, K. N. Hasan and A. M. T. Oo, "Review of Electric Vehicle Charging Technologies, Standards, Architectures, and Converter Configurations," in *IEEE Access*, vol. 11, pp. 41218-41255, 2023, doi: 10.1109/ACCESS.2023.3267164.
- [8] Geyer, T. (2016). Model predictive control of high power converters and industrial drives. *2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 1-260.
- [9] T. Geyer, "A Comparison of Control and Modulation Schemes for Medium-Voltage Drives: Emerging Predictive Control Concepts Versus PWM-Based Schemes," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 47, no. 3, pp. 1380-1389, May-June 2011, doi: 10.1109/TIA.2011.2127433
- [10] S. J. Rind, Y. Ren, Y. Hu, J. Wang and L. Jiang, "Configurations and control of traction motors for electric vehicles: A review," in *Chinese Journal of Electrical Engineering*, vol. 3, no. 3, pp. 1-17, December 2017, doi: 10.23919/CJEE.2017.8250419
- [11] Un-Noor, F.; Padmanaban, S.; Mihet-Popa, L.; Mollah, M.N.; Hossain, E. A Comprehensive Study of Key Electric Vehicle (EV) Components, Technologies,

Challenges, Impacts, and Future Direction of Development. *Energies* 2017, 10, 1217. <https://doi.org/10.3390/en10081217>

[12] Liu, W., Placke, T., & Chau, K. (2022). Overview of batteries and battery management for electric vehicles. *Energy Reports*, 8, 4058–4084. <https://doi.org/10.1016/j.egy.2022.03.016>

[13] Goodenough, J. B. (2018). How we made the Li-ion rechargeable battery. *Nature Electronics*, 1(3), 204. <https://doi.org/10.1038/s41928-018-0048-6>

[14] Islam, R.; Rafin, S.M.S.H.; Mohammed, O.A. Comprehensive Review of Power Electronic Converters in Electric Vehicle Applications. *Forecasting* 2023, 5, 22-80. <https://doi.org/10.3390/forecast5010002>

[15] S. Thangavel, D. Mohanraj, T. Girijaprasanna, S. Raju, C. Dhanamjayulu and S. M. Muyeen, "A Comprehensive Review on Electric Vehicle: Battery Management System, Charging Station, Traction Motors," in *IEEE Access*, vol. 11, pp. 20994-21019, 2023, doi: 10.1109/ACCESS.2023.3250221

[16] Rachid, A.; El Fadil, H.; Gaouzi, K.; Rachid, K.; Lassioui, A.; El Idrissi, Z.; Koundi, M. Electric Vehicle Charging Systems: Comprehensive Review. *Energies* 2023, 16, 255. <https://doi.org/10.3390/en16010255>

[17] Madichetty, S., Mishra, S., & Basu, M. (2020). New trends in electric motors and selection for electric vehicle propulsion systems. *IET Electrical Systems in Transportation*.

[18] Swaraj Ravindra Jape, Archana Thosar. Comparison of electric motors for electric vehicle application. *IJRET: International Journal of Research in Engineering and Technology*

[19] Kavasseri Venkitaraman, A., & Satya Rahul Kosuru, V. (2023). Trends and Challenges in Electric Vehicle Motor Drivelines - A Review. *International journal of electrical and computer engineering systems*.

[20] Birzietis, G., Mistris, J., & Birkavs, A. (2012). *Electric vehicles from car manufacturers and comparison of their technical characteristics*. Latvia University of Agriculture.

[21] Karlovsky, P, J. Sensorless predictive control of induction motor drive (2020)

[22] C. Liu, K. T. Chau, C. H. T. Lee and Z. Song, "A Critical Review of Advanced Electric Machines and Control Strategies for Electric Vehicles," in *Proceedings of the IEEE*, vol. 109, no. 6, pp. 1004-1028, June 2021, doi: 10.1109/JPROC.2020.3041417

[23] Sutikno, Tole & Idris, Nik Rumzi Nik & Jidin, Auzani, 2014. "A review of direct torque control of induction motors for sustainable reliability and energy efficient

drives," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, Elsevier, vol. 32(C), pages 548-558.

[24] C Garcia (2017). Control Predictivo de Velocidad y Corriente en Cascada en Accionamientos

[25] Ahmed, A. A., Akl, M. M., & Rashad, E. E. M. (2021). A comparative dynamic analysis between model predictive torque control and field-oriented torque control of IM drives for electric vehicles. *International Transactions on Electrical Energy Systems*, 31(11). <https://doi.org/10.1002/2050-7038.13089>

[26] J. Rodriguez *et al.*, "Latest Advances of Model Predictive Control in Electrical Drives—Part I: Basic Concepts and Advanced Strategies," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 37, no. 4, pp. 3927-3942, April 2022, doi: 10.1109/TPEL.2021.3121532

[27] J. Rodriguez *et al.*, "Latest Advances of Model Predictive Control in Electrical Drives—Part II: Applications and Benchmarking With Classical Control Methods," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 37, no. 5, pp. 5047-5061, May 2022, doi: 10.1109/TPEL.2021.3121589

[28] N. Rezaei and K. Mehran, "Dynamic Modelling and Performance Assessment of a Single Battery Electric Vehicle Powertrain System Employing an Induction Motor," *2019 20th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, Toronto, ON, Canada, 2019, pp. 1-8, doi: 10.1109/COMPEL.2019.8769671.

[29] Kakouche, K.; Rekioua, T.; Mezani, S.; Oubelaid, A.; Rekioua, D.; Blazek, V.; Prokop, L.; Misak, S.; Bajaj, M.; Ghoneim, S.S.M. Model Predictive Direct Torque Control and Fuzzy Logic Energy Management for Multi Power Source Electric Vehicles. *Sensors* 2022, 22, 5669. <https://doi.org/10.3390/s22155669>

[30] Y. Zhang and H. Yang, "Model Predictive Torque Control of Induction Motor Drives With Optimal Duty Cycle Control," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 12, pp. 6593-6603, Dec. 2014, doi: 10.1109/TPEL.2014.2302838.

[31] L. Yan, F. Wang, M. Dou, Z. Zhang, R. Kennel and J. Rodríguez, "Active Disturbance-Rejection-Based Speed Control in Model Predictive Control for Induction Machines," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, no. 4, pp. 2574-2584, April 2020, doi: 10.1109/TIE.2019.2912785.

[32] Mishra, I.; Tripathi, R.N.; Singh, V.K.; Hanamoto, T. Step-by-Step Development and Implementation of FS-MPC for a FPGA-Based PMSM Drive System. *Electronics* 2021, 10, 395. <https://doi.org/10.3390/electronics10040395>

[33] Karamanakos, P., Liegmann, E., Geyer, T., & Kennel, R. (2020). Model Predictive Control of Power Electronic Systems: Methods, results, and

challenges. *IEEE Open Journal of Industry Applications*, 1, 95–114. <https://doi.org/10.1109/ojia.2020.3020184>

[34] Wang, F. (2016). Model Predictive Torque Control for Electrical Drive Systems with and Without an Encoder

[35] Karamanakos, P., & Καραμανάκος, Π. (2013). *Model predictive control strategies for power electronics converters and AC drives*. <https://doi.org/10.26240/heal.ntua.3135>

[36] Hernandez O. (2016). Evaluación Comparativa de Estrategias de Control Predictivo del Par para Máquinas Síncronas de Imanes Permanentes usando un FPGA

[37] Gao, H., Wu, B., Xu, D., Pande, M., & Aguilera, R. P. (2017). Common-Mode-Voltage-Reduced Model-Predictive control scheme for Current-Source-Converter-Fed induction motor drives. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 32(6), 4891–4904. <https://doi.org/10.1109/tpel.2016.2601143>

[38] Abbasi, M. A., Husain, A. R., Idris, N. R. N., & Rehman, S. M. F. U. (2021). Modified model predictive torque control for induction motors with improved robustness against mutual inductance mismatching. *International Transactions on Electrical Energy Systems*, 31(8). <https://doi.org/10.1002/2050-7038.12927>

[39] Habibullah, M., Lu, D.D., Xiao, D., & Rahman, M.F. (2016). A Simplified Finite-State Predictive Direct Torque Control for Induction Motor Drive. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 63, 3964-3975.

[40] Stolze, P. (2014). Advanced Finite-Set Model Predictive Control for Power Electronics and Electrical Drives.

[41] Zhang Yongchang and Zhao Zhengming, "Speed sensorless control for three-level inverter-fed induction motors using an Extended Luenberger Observer," *2008 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, Harbin, China, 2008, pp. 1-5, doi: 10.1109/VPPC.2008.4677412.

[42] Martínez, B., Sanchis, J., García-Nieto, S. y Martínez, M. (2021) Control por rechazo activo de perturbaciones: guía de diseño y aplicación, *Revista Iberoamericana de Automática e Informática industrial*, 18(3), pp. 201–217. doi: 10.4995/riai.2020.14058.

[43] Zhao, S., Gao, Z., (2014). Modified active disturbance rejection control for timedelay systems. *ISA Transactions* 53 (4), 882–888. DOI: 10.1016/j.isatra.2013.09.013

[44] Gao, Z., (2003). Scaling and bandwidth-parameterization based controller tuning. In: *Proceedings of the 2003 American Control Conference*, 2003. IEEE. DOI: 10.1109/acc.2003.1242516

- [45] Ahi, B., Haeri, M., (2018). Linear active disturbance rejection control from the practical aspects. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics* 23 (6), 2909–2919. DOI: 10.1109/tmech.2018.2871880
- [46] Zheng, Q., Gaol, L. Q., Gao, Z., (2007). On stability analysis of active disturbance rejection control for nonlinear time-varying plants with unknown dynamics. In: 2007 46th IEEE Conference on Decision and Control. IEEE. DOI: 10.1109/cdc.2007.4434676
- [47] Herbst, G., (2013). A simulative study on active disturbance rejection control (ADRC) as a control tool for practitioners. *Electronics* 2 (4), 246–279. DOI: 10.3390/electronics2030246
- [48] Ehsani, M., Gao, Y., & Emadi, A. (2009). *Modern electric, hybrid electric, and fuel cell vehicles : fundamentals, theory, and design*.
- [49] Golden, Owen Nicholas (2018). Performance Evaluation of Scalar Versus Vector Controlled Induction Motor for Electric Vehicle Applications. Master's thesis, Texas A & M University
- [50] Popescu, M. (2002) Induction motor modelling for vector control purposes. Finland.
- [51] S. Lyshevski, *Electromechanical Systems and Devices*. CRC Press, 2008.
- [52] Kovács, P. K. (1984). *Transient phenomena in electrical machines*. <https://ci.nii.ac.jp/ncid/BA00417559>
- [53] Roberta Le Fosse (2021) Dynamic modeling of induction motors in developing tool for automotive applications.
- [54] Rodriguez, J., Kennel, R. M., Espinoza, J. R., Trincado, M., Silva, C. A., & Rojas, C. A. (2011). High-Performance Control Strategies for Electrical Drives: An Experimental Assessment. *IEEE Transactions On Industrial Electronics*, 59(2), 812-820. <https://doi.org/10.1109/tie.2011.2158778>
- [55] R. Cardenas (2011). Control Vectorial de Máquinas de Inducción Jaula de Ardilla
- [56] The MathWorks, Inc. (n.d.). *Active disturbance rejection control*. MathWorks. <https://la.mathworks.com/help/slcontrol/ug/active-disturbance-rejection-control.html>
- [57] Lao, A. (2019). Methodologies for FPGA implementation of finite control set model predictive control for electric motor drivers
- [58] Saeidi, S. (2015). FPGA-Based Nonlinear Model Predictive Control of Electric Drives.

[59] Singh, V., Tripathi, R., & Hanamoto, T. (2018). HIL Co-Simulation of Finite Set-Model Predictive Control Using FPGA for a Three-Phase VSI System. *Energies*, 11(4), 909. <https://doi.org/10.3390/en11040909>

[60] Singh, V. K., Tripathi, R. N., & Hanamoto, T. (2020). FPGA-Based Implementation of Finite Set-MPC for a VSI System Using XSG-Based Modeling. *Energies*, 13(1), 260. <https://doi.org/10.3390/en13010260>

[61] Mishra, I., Tripathi, R. N., Singh, V. K., & Hanamoto, T. (2021). Step-by-Step Development and Implementation of FS-MPC for a FPGA-Based PMSM Drive System. *Electronics*, 10(4), 395. <https://doi.org/10.3390/electronics10040395>

[62] Rassolkin, A., Gevorkov, L., Vaimann, T., Kallaste, A., & Sell, R. (2018). Calculation of the traction effort of ISEAUTO self-driving vehicle. 2018 25th International Workshop On Electric Drives: Optimization In Control Of Electric Drives (IWED), Moscow, Russia, 1-5. <https://doi.org/10.1109/iwed.2018.8321397>

[63] H. Cao, Y. Deng, H. Li, J. Wang and X. Liu, "An Active Disturbance Rejection Control Based on Modified Extended State Observer for PMSM Speed Control Considering Measurement Noise," *2022 5th International Conference on Robotics, Control and Automation Engineering (RCAE)*, Changchun, China, 2022, pp. 151-155, doi: 10.1109/RCAE56054.2022.9995967.

[64] Y. Zhang and J. Zhu, (2011) "Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Motor With Reduced Torque Ripple and Commutation Frequency," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 1, pp. 235-248, Jan, doi: 10.1109/TPEL.2010.2059047

[65] The MathWorks, Inc. (2023). *PMSM speed control using ADRC*. MathWorks. <https://mathworks.com/help/mcb/gs/pmsm-speed-control-using-adrc.html>

## ANEXOS

### ANEXO A: Modelado de vehículo eléctrico y modelo de motor de inducción

#### - Modos de operación de vehículo eléctrico

```
clc
clear all
G=4.5 % relación de transmisión
r=0.225 %radio de rueda (m)
g=9.81 % aceleracion de gravedad (m/s2)
mu_rr=0.014; % coeficiente resist. rodadura
Cd=0.33; %coeficiente arrastre dinamico
Ar=1.82; %area frontal (m^2)
m=1450 %masa de vehiculo (kg)
m1=0.05*m
eff_gear=0.96 % eficiencia de transmisión
rho=1.225 %densidad de aire (kg/m3)
Tmax=196 %torque maximo (N.m)
v_c=12.5 %velocidad nominal (m/s)
v_c_max=36.1 %velocidad maxima (m/s)
theta=0; %angulo de inclinación
v_vie=0; % 4 m/s - velocidad del viento (m/s)
Fte=(G/r)*Tmax*eff_gear % Fuerza de tracción
Frr=mu_rr*(m+m1)*9.81*cos(theta*(pi/180)) %Resistencia rodadura
Fg=(m+m1)*9.81*sin(theta*(pi/180)) %Resistencia de ascenso
Const_Fad=0.5*rho*Ar*Cd
k1=Const_Fad/(m+m1)
k2=(Fte-Frr-Fg)/(m+m1)
k2a=(-Frr-Fg)/(m+m1)
k3=eff_gear*((Fte*v_c)/(m+m1))
t=linspace(0,40,401);
v=zeros(1,401)
d=zeros(1,401)
Torque=zeros(1,401);
P=zeros(1,401);
dT=0.1;
i=0;
k=5;
for n=1:400
    if v(n)<v_c
        v(n+1)=v(n)+dT*(k2-(k1*(v(n)+v_vie)*(v(n)+v_vie)));
        Torque(n)=Fte*(r/G)*(1/eff_gear);

        elseif v(n)>v_c_max
            v(n+1)=v(n)

Torque(n)=(Frr+Fg+(Const_Fad*(v(n)+v_vie)*(v(n)+v_vie)))*(r/G)*(1/eff_gear)

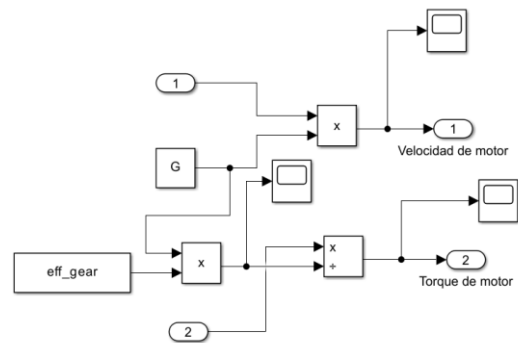
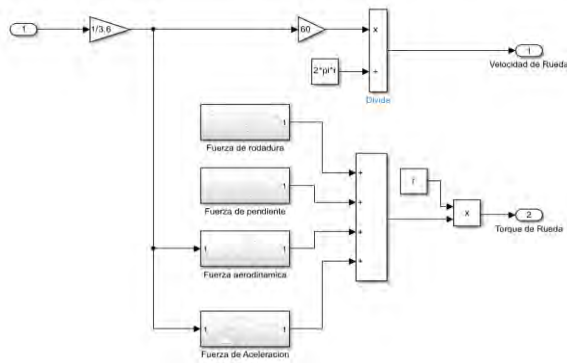
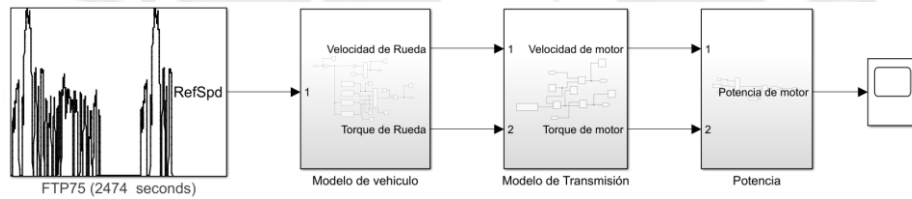
    else
        v(n+1)=v(n)+dT*((k3/v(n))+k2a-(k1*(v(n)+v_vie)*(v(n)+v_vie)))
        Torque(n)=((Fte*v_c)/v(n))*(r/G)*(1/eff_gear)
    end
    d(n+1)=d(n) + 0.1*v(n);
    P(n)=(Torque(n)*v(n+1)/r)/1000;
end
```

```

figure
subplot(3,1,1)
plot(t,v*3.6)
xlabel('Tiempo(secs)')
ylabel('velocidad(km/hr)')
title('Velocidad vs tiempo')
axis([0 35 0 160])
grid on
subplot(3,1,2)
plot(t,Torque)
xlabel('Tiempo(secs)')
ylabel('Torque (Nm)')
title('Torque vs tiempo')
axis([0 35 0 220])
grid on
subplot(3,1,3)
plot(t,P)
xlabel('Tiempo(secs)')
ylabel('Potencia (KW)')
title('Potencia vs Tiempo')
axis([0 35 0 40])
grid on

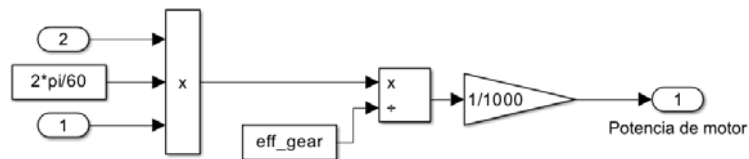
```

- **Modelo de vehículo eléctrico**



**a) Modelo de vehículo eléctrico**

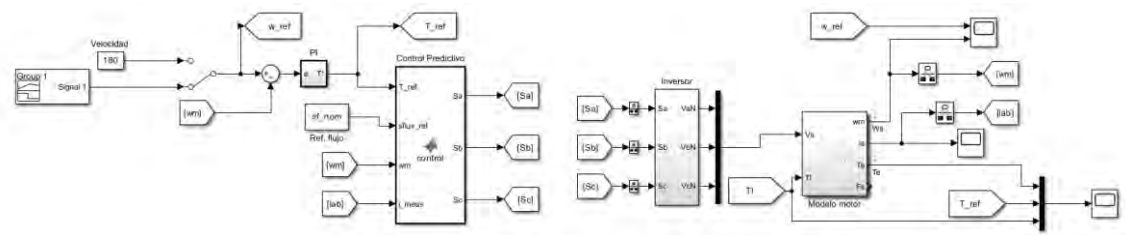
**b) Transmisión**



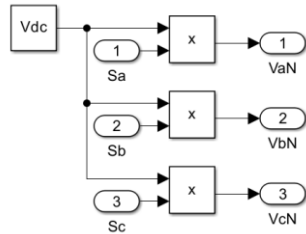
Potencia

**Anexo B: Control predictivo de torque (PTC)**

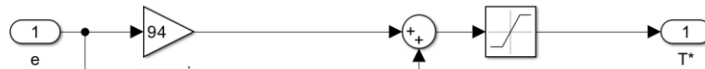
- Esquema en simulink de control predictivo de torque



- Inversor



Control PI



```
function [Sa,Sb,Sc] = control(T_ref,sflujo_ref,wm,i_prom)
Ts = 5e-5; % 2.5
```

```
p = 2; % par de polos
```

```
Lls =8e-4; %Inductancia de perdidas estator [H]
```

```
Llr = 8e-4; %Inductancia de perdidas rotor [H]
```

```
Lm=34.7e-3; % Inductancia de magnetizacion [H]
```

```
Ls = Lm+Lls; % Inductancia del estator [H]
```

```
Lr = Lm+Llr; % Inductancia del rotor [H]
```

```
Rs = 0.087; % Resistencia del estator [Ohm]
```

```
Rr = 0.228; % Resistencia del Rotor [Ohm]
```

```
sf_nom = 0.973; % Flujo nominal del estator [Wb]
```

```
T_nom = 198; % Torque nominal [Nm]
```

```
Is_max = 120 % Corriente maxima (A)
```

```
% DC-link [V]
```

```
Vdc = 720;
```

```
% Constantes necesarias
```

```
ts = Ls/Rs;
```

```
tr = Lr/Rr;
```

```
sigma = 1-(((Lm)^2)/(Lr*Ls));
```

```
kr = Lm/Lr;
```

```
r_sig = Rs+kr^2*Rr;
```

```
t_sig = sigma*Ls/r_sig;
```

```
sig_s=1/(Ls*Lr-(Lm)^2);
```

```
% Factor de de ponderación
```

```
lambda =550;
```

```
% Vectores de voltaje
```

```
v0 = 0;
```

```
v1 = 2/3*Vdc;
```

```
v2 = i*sqrt(3)/3*Vdc+1/3*Vdc;
```

```
v3 = i*sqrt(3)/3*Vdc-1/3*Vdc;
```

```
v4 = -2/3*Vdc;
```

```
v5 = - i*sqrt(3)/3*Vdc-1/3*Vdc;
```

```
v6 = - i*sqrt(3)/3*Vdc+1/3*Vdc;
```

```
v7 = 0;
```

```
v = [v0 v1 v2 v3 v4 v5 v6 v7];
```

```
% Estados de conmutación
```

```
states = [0 0 0;1 0 0;1 1 0;0 1 0;0 1 1;0 0 1;1 0 1;1 1 1];
```

```
persistent x_opt Fs i_estk F_estk Fsp1 Tp1
```

```

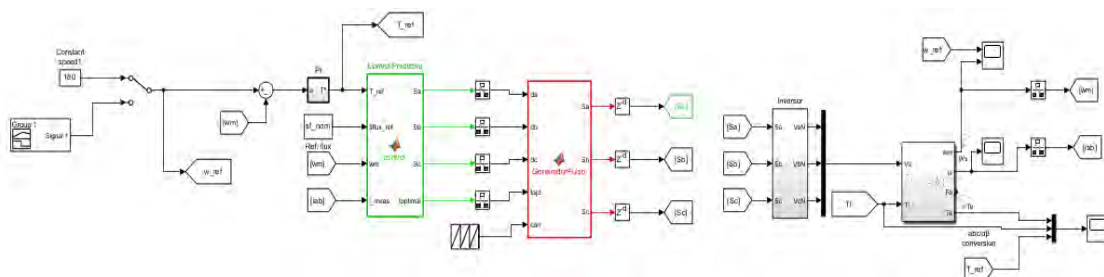
if isempty(x_opt), x_opt = 1; end
if isempty(Tp1), Tp1 = 0 + 0i*1; end
if isempty(Fs), Fs = 0 + 0i*1; end
if isempty(Fsp1), Fsp1 = 0 + 0i*1; end
if isempty(i_estk), i_estk = 0 + 0i*1; end
if isempty(F_estk), F_estk = 0 + 0i*1; end

g=ones(1,8);

% Estimación de flujo del estator
Fs = Fs + Ts*(v(x_opt) - Rs*i_prom);
% Estimación de flujo del rotor
Fr = Lr/Lm*Fs+i_prom*(Lm-Lr*Ls/Lm);
g_opt = 1e10;
for i = 1:8
% vector de voltaje predicho i-th
v_obj= v(i);
% predicción de flujo del estator en k+1
Fsp1 = Fs + Ts*v_obj - Rs*Ts*i_prom;
% Predicción de corriente del estator en k+1
Isp1 = (1+Ts/t_sig)*i_prom+Ts/(t_sig+Ts)*...
(1/r_sig*((kr/tr-kr*1i*wm*p)*Fr+v_obj));
% Predicción de torque en k+1
Tp1 = 3/2*p*imag(conj(Fsp1)*Isp1);
Is=0;
    if abs(Isp) > Is_max
        Is = 1e6;
    end
% Función de costo
Fsw=abs(states(i,1)-states(x_opt,1))+abs(states(i,2)-
...states(x_opt,2))+abs(states(i,3)-states(x_opt,3));
g(i) = abs(T_ref - Tp1)+ lambda*abs(sflujo_ref-abs(Fsp1))+0.05*Fsw+Is;
end
for i = 1:8
if (g(i)<g_opt)
g_opt = g(i);
x_opt = i;
end
end
Sa = states(x_opt,1);
Sb = states(x_opt,2);
Sc = states(x_opt,3);

```

## Anexo C: Control predictivo de torque (PTC) con optimizacion de ciclo de trabajo



- **Algoritmo de Control predictivo de torque (PTC) con optimización de ciclo de trabajo**

```

function [Sa,Sb,Sc,toptimal] = control(T_ref,sflux_ref,wm,i_prom)

Ts = 5e-5;
p = 2; % par de polos
Ll_s =8e-4; %Inductancia de dispersión estator [H]
Ll_r = 8e-4; %Inductancia de dispersión rotor [H]
L_m=34.7e-3; % Inductancia de magnetización [H]
L_s = L_m+Ll_s; % Inductancia del estator [H]
L_r = L_m+Ll_r; % Inductancia del rotor [H]
R_s = 0.087; % Resistencia del estator [Ohm]
R_r = 0.228; % Resistencia del Rotor [Ohm]
sf_nom = 0.973; % Flujo nominal del estator [Wb]
T_nom = 198; % Torque nominal [Nm]
% DC-link [V]
V_dc = 720;
% Constantes auxiliares
t_s = L_s/R_s;
t_r = L_r/R_r;
sigma = 1-(((L_m)^2)/(L_r*L_s));
k_r = L_m/L_r;
r_sig = R_s+k_r^2*R_r;
t_sig = sigma*L_s/r_sig;
sigma_s=1/(L_s*L_r-(L_m)^2);
% Factor de ponderación
lambda = 1300;
% Ganancia de observador de orden completo
b=-80; %17k
% Vectores de voltaje
v0 = 0;
v1 = 2/3*V_dc;
v2 = i*sqrt(3)/3*V_dc+1/3*V_dc;
v3 = i*sqrt(3)/3*V_dc-1/3*V_dc;
v4 = -2/3*V_dc;
v5 = - i*sqrt(3)/3*Vdc-1/3*V_dc;
v6 = - i*sqrt(3)/3*Vdc+1/3*V_dc;
v7 = 0;
v = [v0 v1 v2 v3 v4 v5 v6 v7];
% Estados de conmutación
states = [0 0 0;1 0 0;1 1 0;0 1 0;0 1 1;0 0 1;1 0 1;1 1 1];

persistent x_opt topt i_estk F_estk
if isempty(x_opt), x_opt = 1; end
if isempty(topt), topt=ones(1,8)*Ts; end
if isempty(i_estk), i_estk = 0 + 0i*1; end
if isempty(F_estk), F_estk = 0 + 0i*1; end

%% Observador de orden completo de flujo y corriente de estator
i_est = (1-Ts*(sigma_s*(R_s*L_r+R_r*L_s)+1i*wm*p))*i_estk+Ts*sigma_s*(R_r-
1i*L_r*p*wm)*...
F_estk+topt(x_opt)*v(x_opt)*sigma_s*L_r-2*b*Ts*(i_meas-i_estk);
F_est = F_estk + topt(x_opt)*v(x_opt) - R_s*Ts*i_estk-
b/(sigma_s*L_r)*Ts*(i_meas-i_estk);

%% Compensación de retardo en k+1
%%Predicción de flujo de estator en el instante k+1

```

```

Fsp1 = F_est + topt(x_opt)*v(x_opt) - Rs*Ts*i_meas;
Fr = Lr/Lm*Fsp1+i_meas*(Lm-Lr*Ls/Lm);
% Predicción de corriente del estator en k+1
Isp1 = (1+Ts/t_sig)*i_meas+Ts/(t_sig+Ts)*...
(1/r_sig*((kr/tr-kr*1i*wm*p)*Fr))+topt(x_opt)/(t_sig+Ts)*1/r_sig*v(x_opt);
% Predicción de torque en k+1
Tk = 1.5*p*(real(Fsp1)*imag(Isp1)-imag(Fsp1)*real(Isp1));

%% Optimización y función de costo
g_opt = 1e10;
for i = 2:7
% Vector de voltaje i-th
v_obj = v(i);

%% Parametros de optimización de ciclo de trabajo
% Pendiente de torque S0 de vector cero
S0=1.5*p*sigma_s*Lm*(-sigma_s*(Rs*Lr+Rr*Ls)*imag(conj(Fr)*Fsp1)-
wm*p*real(conj(Fr)*Fsp1));
% Pendiente de torque de vector activo v_obj
Si=S0+1.5*p*sigma_s*Lm*imag(conj(Fr)*v_obj);
topt(i)=(T_ref-Tk-S0*Ts)/(Si-S0);
if (topt(i)>Ts)
    topt(i)=Ts;
end

if (topt(i)<0)
    topt(i)=0;
end

%% Predicciones en k+2
%Predicción de flujo de estator en k+2
Fsp2 = F_est + topt(i)*v_obj - Rs*Ts*Isp1;
Fr = Lr/Lm*Fsp2+Isp1*(Lm-Lr*Ls/Lm);
% Predicción de corriente del estator en k+2
Isp2 = (1+Ts/t_sig)*Isp1+Ts/(t_sig+Ts)*...
(1/r_sig*((kr/tr-kr*1i*wm*p)*Fr))+topt(i)/(t_sig+Ts)*1/r_sig*v_obj;

% Predicción de torque en el instante k+2
Tp1 = 1.5*p*(real(Fsp2)*imag(Isp2)-imag(Fsp2)*real(Isp2));

Is=0;
    if abs(Isp2) > Is_max
        Is = 1e14;
    end
% Función de costo
Fsw=abs(states(i,1)-states(x_opt,1))+abs(states(i,2)-
states(x_opt,2))+abs(states(i,3)-states(x_opt,3));
g(i) = abs(T_ref - Tp1)+ lambda*abs(sflux_ref-abs(Fsp2))+0.05*Fsw+Is;
end

if (g<g_opt)
g_opt = g;
x_opt = i;
end
end
F_estk=F_est;
i_estk=i_est;
%*****
%% Output switching states

```

```
Sa = states(x_opt,1);
Sb = states(x_opt,2);
Sc = states(x_opt,3);
```

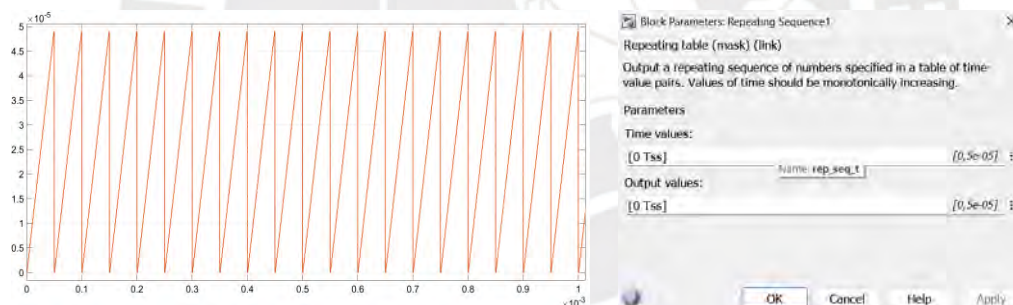
### - Generador de Pulso

```
function [Sa,Sb,Sc] = GeneradorPulso(da,db,dc,topt,carr)
persistent C
if isempty(C), C=[0 0 0]; end

if (da == 1 && db == 0 && dc == 0) || (da == 0 && db == 1 && dc == 0) ||
(da == 0 && db == 0 && dc == 1)
    C = [0 0 0];
elseif (da == 1 && db == 1 && dc == 0) || (da == 1 && db == 0 && dc == 1)
|| (da == 0 && db == 1 && dc == 1)
    C = [1 1 1];
end

if topt > carr
    Sa=da;
    Sb=db;
    Sc=dc;
else
    Sa=0;
    Sb=0;
    Sc=0;
End
```

### - Gráfico de grafico de señal portadora



## Anexo D: Observador de flujo de estator y Corriente del estator

```
% PARAMETROS
% Velocidad de rotor / rpm
N_r = 1800;
% Voltaje de motor / V
u_S = 460;
% Inductancia mutua/inductancia del estator y rotor
L_m = 34.7e-3;
L_s = 8e-4 + L_m;
L_r = 8e-4 + L_m;
% Resistencia de estator y rotor / Ohm
R_s = 0.087
R_r = 0.228
lambda = 1/(L_s*L_r - L_m^2);
% Numero de polos
P = 4;
% frecuencia del estator / Hz
f = (2*P*N_r)/120;
```

```

% Frecuencia nominal del motor/ Hz
f_rtd = 60;
% Velocidad nominal del motor / rpm
%N_rtd = 120*f_rtd/P;
N_rtd = 120*f_rtd/P;
% Velocidad angular nominal del motor / rad/sec
omega_rtd = 2*2*pi*(N_rtd/60);

OMEGA = linspace(-omega_rtd,omega_rtd,40)';

% Parametro de observador de estado completo
b = -80;

for i = 1:length(OMEGA)
% Modelo del sistema
a11 = -lambda*(R_s*L_r + R_r*L_s)+1i*OMEGA(i);
a12 = lambda*(R_r - 1i*L_r*OMEGA(i));
a21 = -R_s;

A = [a11 a12; a21 0];
B = [lambda*L_r; 1];
C = [1 0];

sys = ss(A,B,C,[]);

% Observador de orden completo
L_ext = -[2*b; b/(lambda*L_r)];
sysEO = ss((A - L_ext*C),[B,L_ext],[C;eye(2)],[]);

% Calculo de polos
[pSys{i,1},~] = pzmap(sys);
[pObs{i,1},~] = pzmap(sysObs);
[pEO{i,1},~] = pzmap(sysEO);

End

figure
hold on
for i = 1:length(pSys)
    plot(pSys{i}, 'x', 'Color', '#000000')
    plot(pEO{i}, 'x', 'Color', '#D56813')
end
xlabel('Re')
ylabel('Im')
xlim([-inf 0])
legend('Sistema', 'Observador')

```

## Anexo E: Calculo de ondulación de torque

```

%% 5000 puntos extraídos de señal de torque
Te_prom=sum(Te(1500000:2000001))/500001;
Te_ond=sqrt(1/500001*(sum((Te(1500000:2000001)-
Te_ave).^2*(Te(1500000:2000001)-Te_ave))))

```