



Esquema de control para máquinas de inducción trifásicas basado en el método de Control Directo de Torque usando un convertidor 3L-NPC para aplicaciones de electromovilidad

Rodrigo Herrera Rivera

2024

Requisito parcial para optar al título de:
Ingeniero Civil Electricista

Profesora Guía:
Dra. Margarita Norambuena Valdivia (UTFSM)
Co Referente:
Dr. Andrés Mora Castro (UTFSM)

Valparaíso, 12 de noviembre de 2024

“Ser desafiado en la vida es inevitable, ser derrotado es opcional.”
— *Roger Crawford*

Agradecimientos

En primer lugar, quiero dedicar unas palabras de agradecimiento a mi madre Jeanette Rivera Menares, que siempre estuvo conmigo en los peores momentos, esforzándose día a día para mantenerme bien, cuando sentí que ya no me quedaban energías ni motivación para seguir adelante. Espero con este título hacer que te sientas orgullosa de mí y demostrarte que la larga espera, en un futuro no muy lejano, valdrá la pena.

También quiero agradecer a mi padre Rodrigo Herrera Leiva, el cual me aportó principalmente con sus valores de esfuerzo y dedicación, demostrándome que nada valioso se puede lograr sin sudar sangre. Espero también te sientas orgulloso de mí, y poder lograr ser un hombre tan dedicado en lo que amas como lo eres tú.

Quisiera también expresarme a mi abuelo fallecido Luis Marcelo Herrera Salazar (QEPD). Te envió un gran abrazo al cielo, creeme que tu apoyo se sintió desde que te fuiste, y todavía tengo en pie cumplir con la promesa que alguna vez conversamos. Agradecer también a mi familia, por parte de padre y madre, abuelos y tíos/as, que siempre estuvieron ahí para apoyarme y pendientes de como iba progresando en esta difícil travesía. Su cariño incondicional se hizo notar siempre, y por eso este logro también va dedicado a ustedes.

Quiero mencionar también a mi gran amigo Esteban Henríquez Castro, quien fuera alguna vez mi profesor de Matemáticas y Estadística en la universidad, el cual fue un gran pilar para mí en el transcurso de la carrera, a partir del tercer año en adelante. Quiero agradecer también a mis compañeros de generación, los cuales siempre se mantuvieron presentes a pesar de tener otro tipo de preocupaciones en el último tramo. Los recuerdos de lo que vivimos en la universidad quedarán para siempre guardados en mi mente y corazón, y espero algún día la vida nos vuelva a reencontrar.

Agradecer también a los compañeros de la carrera que fui conociendo en el camino, que siempre tuvieron buena disposición para saludarme y compartir distintas actividades, como el deporte y la recreación. Gracias a ellos, el departamento de eléctrica se sintió como una segunda gran familia.

Agradecer también a los apoyos académicos del pañol de electricidad: Andrades, Ramos y Videla, quienes fueron de gran apoyo en los laboratorios del departamento, tanto en lo práctico como en lo recreacional. Muchas gracias por su carisma y paciencia con este individuo.

Agradecer también a los profesores del departamento de electricidad, de los cuales quería destacar al profesor Jorge Juliet, quien a pesar de no ser el profesor guía en mi memoria, siempre mostró muy buena disposición para resolver mis dudas, y que se convirtió en mi gran inspiración para seguir el área de las máquinas y accionamientos eléctricos.

Quería agradecer también a mi polola Carolina Aguirre, quien fue un pilar fundamental en el tramo final de la carrera, motivándome siempre a luchar por mi objetivo de obtener este título universitario y sacar día a día la mejor versión de mí.

Por último, pero no menos importante, expresar mis agradecimientos a FONDECYT por apoyar e incentivar este trabajo de investigación.

Índice

1. Resumen	8
2. Introducción	9
3. Objetivos	11
3.1. Objetivo Principal	11
3.2. Objetivos Secundarios	11
4. Marco Teórico	12
4.1. Máquina de inducción	12
4.2. Transformación de Clarke en máquinas eléctricas	13
4.3. Ecuaciones dinámicas del motor de inducción en forma vectorial	14
4.4. Convertidor 3L-NPC	16
4.4.1. Principio de operación	18
4.5. Control Directo de Torque Tradicional	20
4.5.1. Estimador de flujo de estator y Torque eléctrico	21
4.5.2. Sectorización del plano complejo	22
4.5.3. Errores de Torque eléctrico y flujo de estator	23
4.5.4. Controladores de Histéresis	24
4.5.5. Tabla de vectores de conmutación (LookUp Table)	24
5. Estado del Arte	25
5.1. ¿Qué es el DTC?	25
5.2. Historia y evolución del DTC	25
5.3. Aplicaciones Industriales	26
5.4. Ventajas y Desventajas de la estrategia DTC	28
5.5. Desafíos actuales del esquema DTC y Motivación	30
6. Desarrollo	32
6.1. Comparación de las tablas de conmutación de [3] y [4]	32
6.1.1. Tabla de conmutación de [3]	32
6.1.2. Tabla de conmutación de [4]	34
6.2. Problemas principales de la estrategia DTC implementada	35
6.2.1. Ripples de torque elevados en estado estacionario	35
6.2.2. Error entre el torque de referencia y el valor medio del torque electromagnético en estado estacionario	36
6.3. Optimización de la respuesta del Torque electromagnético	39
6.3.1. Minimización del ripple en estado estacionario	39
6.3.2. Minimización del error entre el torque de referencia y el valor medio del torque electromagnético en estado estacionario	43
6.3.3. Ajuste del torque máximo en estado transitorio	47
6.4. Maniobras del motor y resultados finales	48
6.4.1. Arranque a velocidad nominal en vacío	49
6.4.2. Arranque a velocidad nominal con carga nominal	50

6.4.3.	Arranque a zona de flujo debilitado en vacío	50
6.4.4.	Arranque a zona de flujo debilitado con carga máxima	51
6.4.5.	Inversión de marcha nominal en vacío	52
6.4.6.	Perturbación de carga nominal a velocidad nominal	53
6.4.7.	Perturbación de carga máxima en zona de flujo debilitado	54
7.	Comentarios y trabajos futuros	56
8.	Conclusiones	58
A.	Parámetros del motor y simulación	60

Índice de figuras

1.	Elementos principales que componen al motor de inducción. Fuente: [24].	12
2.	Corte transversal de la máquina de inducción. Fuente: [18].	13
3.	Ilustración de la Transformación de Clarke en sistema simétrico de corrientes	15
4.	Diagrama circuital del convertidor 3L-NPC. Fuente: [18].	17
5.	Estados de conmutación u_x del convertidor 3L-NPC. Fuente: [18].	18
6.	Vectores de conmutación del convertidor 3L-NPC. Fuente: [18].	20
7.	Esquema DTC Tradicional implementado en simulación. Fuentes: [3], [18].	21
8.	Sectorización del plano $\alpha\beta$ propuesta en las estrategias DTC de [3] y [4].	23
9.	WECS Tipo 4. Uso de Full Scale Power Converter con MSC y GSC. Fuente: [28]	27
10.	Modelo de vehículo eléctrico con dos motores de inducción independientes, controlados por el esquema DTC. Fuente: [31]	28
11.	Respuestas de Velocidad y Torque eléctrico del motor al realizar maniobra de arranque nominal, con $T_s = 30\mu s$ con V_{dc} base.	32
12.	Respuestas de Velocidad y Torque eléctrico del motor al realizar maniobra de arranque nominal, para distintos valores de T_s con V_{dc} base.	33
13.	Respuestas de Velocidad y Torque eléctrico del motor al realizar maniobra de arranque nominal en vacío, con $T_s = 100\mu s$ y con un incremento del 95 % en V_{dc}	33
14.	Respuestas de Velocidad y Torque eléctrico del motor al realizar maniobra de arranque nominal en vacío, para distintos valores de T_s con V_{dc} base.	34
15.	Respuestas de Velocidad y Torque eléctrico del motor al realizar maniobra de arranque nominal en vacío, para distintos valores de $T_s = 100\mu s$ con V_{dc} base.	35
16.	Respuesta de torque electromagnético del motor, al realizar maniobra de arranque a velocidad nominal en vacío, para distintos valores de ΔT_e	36
17.	Respuesta de torque electromagnético del motor, al realizar maniobra de arranque en vacío al 10 % de la velocidad nominal, para distintos valores de ΔT_e	37
18.	Respuesta del torque de referencia y del torque electromagnético del motor, al realizar maniobra de arranque en vacío para distintas velocidades de referencia, con ΔT_e fijo.	37
19.	Respuesta del torque de referencia y del torque electromagnético del motor, al realizar maniobra de arranque a velocidad nominal en vacío, para distintos valores de ΔT_e	38
20.	Modificación del controlador de histéresis de Torque propuesta en [15].	38

21.	Diagrama de flujo del algoritmo iterativo propuesto para encontrar las amplitudes $\Delta T_{e,i,OPT}$	40
22.	Valores discretos obtenidos de amplitud óptima $\Delta T_{e,i,OPT}$ a partir del algoritmo iterativo propuesto.	41
23.	Representación gráfica de la función continua por tramos $\Delta T_{e,OPT}(\omega^*)$	41
24.	Oscilogramas de ω_m y T_e al realizar maniobra de cambio de referencia de velocidad en forma de rampa en el rango ± 3750 rpm, con la función $\Delta T_{e,OPT}(\omega^*)$ implementada.	42
25.	Diagrama de flujo del algoritmo iterativo propuesto para encontrar los valores óptimos de desplazamiento del controlador de histéresis de Torque en estado estacionario $\Delta_{ee,i,OPT}$	45
26.	Oscilogramas de ω_m y T_e al realizar maniobra de cambio de referencia de velocidad en forma de rampa en el rango ± 3750 rpm, con el ajuste del error de Torque en estado estacionario.	46
27.	Oscilograma de T_e y T_e^* al realizar maniobra de arranque en vacío a velocidad nominal, usando distintos valores de desplazamiento del controlador de torque Δ_{ee}	46
28.	Oscilograma de T_e y T_e^* al realizar maniobra de arranque en vacío a velocidad nominal, usando distintos valores de desplazamiento del controlador de torque Δ_{et}	48
29.	Resultados obtenidos en maniobra de arranque a velocidad nominal en vacío, para las estrategias DTC modificada y tradicional.	49
30.	Resultados obtenidos en maniobra de arranque a velocidad nominal con carga nominal, para las estrategias DTC modificada y tradicional.	50
31.	Resultados obtenidos en maniobra de arranque a zona de flujo debilitado en vacío, para las estrategias DTC modificada y tradicional.	51
32.	Resultados obtenidos en maniobra de arranque a zona de flujo debilitado con carga máxima (corriente nominal en estado estacionario), para las estrategias DTC modificada y tradicional.	52
33.	Resultados obtenidos en maniobra de inversión de marcha a velocidad nominal en vacío, para las estrategias DTC modificada y tradicional.	53
34.	Resultados obtenidos en maniobra de perturbación con carga nominal a velocidad nominal, para las estrategias DTC modificada y tradicional.	53
35.	Resultados obtenidos en maniobra de perturbación con carga máxima en zona de flujo debilitado, para las estrategias DTC modificada y tradicional.	55

Índice de cuadros

1.	Vectores de conmutación y magnitud de los vectores de tensión posibles de sintetizar por el convertidor 3L-NPC.	19
2.	Ventajas y Desventajas principales del esquema DTC tradicional. . .	30
3.	Parámetros del SCIM usado para la simulación del esquema DTC tradicional.	60
4.	Parámetros de simulación usados para la configuración del esquema DTC tradicional [13].	60

Abreviaturas

Simbología

- V_{dc} : Tensión del DC-Link del inversor.
- T_s : Tiempo de muestreo.
- R_s : Resistencia de estator.
- p : Número de pares de polos del motor.
- $\psi_s, \psi_s^*, \theta_s$: Magnitud, valor de referencia y ángulo del vector de flujo de estator.
- T_e, T_e^* : Torque electromagnético desarrollado por el motor y valor de referencia.
- $\psi_{s\alpha}^{k-1}, \psi_{s\beta}^{k-1}$: Componentes α y β anteriores del vector de flujo de estator.
- $\psi_{s\alpha}^k, \psi_{s\beta}^k$: Componentes α y β actuales del vector de flujo de estator.
- $i_{s\alpha}^k, i_{s\beta}^k$: Componentes α y β actuales del vector de corriente de estator.
- $v_{s\alpha}^k, v_{s\beta}^k$: Componentes α y β actuales del vector de tensión de estator.
- ω_m, ω^* : Velocidad angular mecánica y velocidad angular de referencia, en radianes eléctricos.
- $\omega_{s,nom}, \psi_{s,nom}$: Valores nominales de velocidad angular de estator y flujo de estator.
- e_{T_e}, e_{ψ_s} : Diferencias entre los valores de referencia y valores reales de Torque electromagnético y flujo de estator, respectivamente.
- $\Delta T_e, \Delta \psi_s$: Amplitudes para los controladores de histéresis de Torque y flujo de estator respectivamente, expresados en porcentaje de sus valores nominales.
- H_{T_e}, H_{ψ_s} : Valores de salida de los controladores de histéresis de Torque y flujo de estator respectivamente.
- ψ_s, ψ_r : Vectores de flujo de estator y flujo de rotor respectivamente.

Acrónimos

- DTC : Direct Torque Control
- FOC : Field Oriented Control
- PTC : Predictive Torque Control
- 3L-NPC : Three Level Neutral Point Clamped
- 2L-DTC : Two Level Direct Torque Control
- SVM : Space Vector Modulation
- THD : Total Harmonic Distortion
- PI : Proporcional Integral
- SCIM : Squirrel Cage Induction Machine
- PMSM : Permanent Magnet Synchronus Machine

1. Resumen

Esta memoria presenta un análisis y optimización del esquema de control DTC (del inglés, Direct Torque Control) tradicional, conocido también como “*Hysteresis Band DTC*”, haciendo uso de un inversor 3L-NPC (del inglés, Three Level Neutral Point Clamped) para controlar la velocidad de giro de una máquina de inducción trifásica con rotor tipo jaula de ardilla.

Con respecto a la estrategia DTC implementada, se utilizan controladores de histéresis de tres y cinco niveles para controlar el flujo de estator y el torque electromagnético respectivamente. Respecto a la tabla de conmutación de vectores, dentro de este trabajo se comparan los desempeños del torque y velocidad del motor, usando las propuestas presentadas en [3] y [4], considerando distintos tiempos de muestreo para la simulación.

La implementación del esquema de [4] muestra los mejores resultados para tiempos de muestreo más grandes, en lo que respecta a la respuesta de velocidad del motor. Sin embargo, el torque electromagnético presenta tres grandes problemas: elevados ripples en el torque electromagnético, mal seguimiento de la señal de referencia de torque en estado estacionario y grandes peaks de torque en estados transitorios.

Como primer aporte principal de este trabajo, se implementa un criterio para el ajuste de la amplitud del controlador de histéresis de torque eléctrico, que permite reducir el ripple en estado estacionario. Luego, el segundo aporte principal consiste en incluir modificaciones al error de torque e_{T_e} , que permiten ajustar el comportamiento de este en los estados transitorio y estacionario [15].

Por último, se muestra una comparación entre la estrategia DTC modificada con los nuevos criterios y la estrategia DTC tradicional de [4], al realizar distintas maniobras como arranques en vacío, arranques con carga nominal, inversión de marcha, entre otras. Los resultados favorecen a la estrategia modificada con los criterios de optimización propuestos, lográndose corregir los problemas presentados en el torque eléctrico del motor y traduciéndose en corrientes de estator con un menor contenido armónico en comparación a su contraparte.

2. Introducción

Los accionamientos eléctricos desempeñan un papel esencial en una amplia gama de aplicaciones industriales, por ejemplo en la industria automotriz [10], generación de energía renovable [22], entre otras. En este contexto, la búsqueda constante de métodos de control más avanzados y eficientes es fundamental para mejorar la precisión, la velocidad de respuesta y la confiabilidad de estos sistemas.

Por ejemplo, en Chile, en el punto de Energía del actual programa de gobierno [1] se señala, entre otros, la progresiva irrupción de la movilidad eléctrica como parte del abanico de oportunidades de innovación y desarrollo tecnológico al servicio del progreso del país. Medidas impulsadas señalan el fomento a la movilidad eléctrica en el transporte público, promover la movilidad de baja y cero emisión para mejorar la calidad del aire, implementar normas de eficiencia energética para vehículos livianos y medianos, y avanzar hacia sistemas de transporte eléctrico. Dentro de las metas concretas del plan de gobierno se espera que al 2040 el 100 % del transporte público urbano sea eléctrico y que al 2050 los vehículos particulares correspondan en un 40 % a vehículos eléctricos.

Otro punto importante que se menciona en el actual plan de Energía del país es la generación renovable, aspirando a que un 70 % de la matriz energética provenga de fuentes renovables para 2050, con la energía eólica desempeñando un papel crucial en este objetivo. La generación eólica en Chile ha evolucionado significativamente desde principios de la década de 2010. En 2010, la capacidad instalada de energía eólica era de apenas 172 MW, pero para finales de 2022, esta cifra había crecido a más de 3,000 MW, marcando un aumento de más del 1640 %. Este crecimiento se debe en gran parte a la implementación de políticas energéticas que promueven las energías renovables, como la Ley 20.698 [2], que establece la obligación de que un porcentaje de la energía comercializada provenga de fuentes renovables no convencionales (ERNC).

En estas aplicaciones, los sistemas de control juegan un papel fundamental en la optimización del rendimiento y la eficiencia de las máquinas eléctricas. Dentro de este contexto, el esquema de Control Directo de Torque (DTC) surge como una técnica innovadora y prometedora, reconocida por su capacidad para ofrecer un control preciso y dinámico en aplicaciones de accionamientos de velocidad variable.

La estrategia DTC es un esquema de control para motores eléctricos, donde se controla directamente el flujo y el torque de la máquina, a través de la aplicación de la tensión adecuada, sin controlar la corriente primero. Esto se logra mediante la aplicación de vectores de tensión en el estator del motor, los cuales son seleccionados a través de comparadores de histéresis y una tabla de conmutación. Esta última es la que contiene la información de los pulsos necesarios que se deben enviar a los semiconductores del convertidor, en función de las entradas recibidas, para que se aplique a la máquina el vector de tensión deseado [3] [4].

Para la implementación en simulaciones del esquema de control usando el método DTC (por sus siglas en inglés, Direct Torque Control), se propone hacer uso de un convertidor DC/AC de tres niveles sujeto a punto neutro o 3L-NPC [4] (de su nombre en inglés, Three Level Neutral Point Clamped). La principal ventaja de este dispositivo por sobre un convertidor de dos niveles, radica en la cantidad de vectores de tensión posibles de aplicar al motor eléctrico, siendo un total de veintisiete vectores posibles en comparación a los ocho del convertidor de dos niveles, lo que disminuye el contenido armónico y la tensión de bloqueo de los semiconductores. Hoy en día, el desarrollo de la industria de la electromovilidad, en su búsqueda de cargas ultrarrápidas está implementando tensiones de baterías de 800 V en los vehículos, lo cual produce un incremento significativo de las pérdidas al continuar haciendo uso del inversor de dos niveles para este tipo de aplicaciones. Por este motivo, es de interés para la industria analizar el comportamiento del esquema de control con inversores multiniveles, como el T-type o el NPC, ambos de tres niveles de tensión [5].

El desempeño del esquema DTC tradicional ha sido comparado en varios trabajos con otras estrategias de control [14] [33] [34]. En estas investigaciones, la ventaja que más destaca es la rápida respuesta dinámica y el bajo costo computacional del esquema en comparación con las estrategias de control FOC (del inglés, Field Oriented Control) y PTC (del inglés, Predictive Torque Control), respectivamente. Con respecto a la desventaja principal del esquema, se destaca por sobre las demás, la dificultad de elegir los valores de las bandas de los comparadores de histéresis que permitan reducir los elevados ripples del torque. De hecho, en [14] se atribuye la pobre respuesta del esquema DTC a la falta de criterios que permitan estas bandas de histéresis. Tanto en [3] como en [4], NO se explica de forma detallada el ajuste de los valores de las bandas para los controladores de histéresis del flujo de estator y torque electromagnético.

Para este problema en el esquema DTC, ya se ha venido estudiando la forma de contrarrestar sus efectos negativos. Por ejemplo en [16], se comprueba que los valores que se utilizan para las amplitudes de los controladores de histéresis en el esquema DTC, determinan en gran medida el desempeño del esquema en lo que respecta a pérdidas, THD (del inglés, Total Harmonic Distortion) de corrientes y ripple de torque. Diversos trabajos han propuesto soluciones para la determinación de estas cantidades, abarcando desde el uso de bandas de histéresis constantes [6] hasta algoritmos basados en inteligencia artificial para su optimización [19].

Se concluye que es necesario estudiar algoritmos y modificaciones que permitan ajustar los valores de las bandas de los controladores de histéresis para el esquema DTC tradicional, de manera de optimizar la respuesta del torque electromagnético. Con esto, esperando mitigar la principal desventaja del esquema, se espera posicionar al DTC como una alternativa viable en el mercado, mejorando su desempeño general para que luego pueda implementarse en aplicaciones industriales, como por ejemplo, vehículos eléctricos [30] y los sistemas de conversión de energía eólica [29].

3. Objetivos

3.1. Objetivo Principal

- Implementar un esquema DTC optimizado basado en comparadores de histéresis, para controlar la velocidad de un motor de inducción trifásico con un convertidor 3L-NPC, incorporando modificaciones al esquema tradicional que permitan corregir problemas y mejorar el desempeño de la respuesta del torque eléctrico desarrollado por el motor.

3.2. Objetivos Secundarios

- Comprender el funcionamiento de la estrategia DTC tradicional para el control de velocidad de los motores de inducción.
- Estudiar el principio de funcionamiento del inversor 3L-NPC, para posteriormente incluirlo en la implementación de la estrategia DTC.
- Comparar a partir de simulaciones el desempeño del esquema DTC tradicional, haciendo uso de diferentes tablas de conmutación de vectores.
- Evaluar los desempeños de las respuestas de velocidad obtenidas con cada una de las tablas de conmutación, para diferentes tiempos de muestreo. Con esto, escoger la tabla que muestre mejores resultados para un amplio rango de tiempos.
- Identificar y analizar de forma detallada los principales problemas que se presentan en la respuesta del torque electromagnético.
- Estudiar las principales causas de los problemas observados en la respuesta de torque electromagnético.
- Definir nuevos criterios para optimizar la respuesta del torque electromagnético, buscando la reducción del ripple de torque en estado estacionario, el mejoramiento dinámico del estado transitorio y la corrección del seguimiento de la referencia en el estado estacionario.
- Identificar los parámetros principales del esquema DTC que pueden modificar la respuesta del torque electromagnético.
- Proponer algoritmos para determinar los valores óptimos de los parámetros identificados en base a los criterios propuestos.
- Incluir las modificaciones necesarias a la simulación de la estrategia DTC, a partir de los parámetros óptimos encontrados.
- Realizar una comparación entre la estrategia DTC con las modificaciones incluidas y la estrategia DTC tradicional, a partir de la visualización de las respuestas de velocidad, torque electromagnético, flujo de estator y corrientes inyectadas al motor.

4. Marco Teórico

4.1. Máquina de inducción

El motor de inducción trifásico, también conocido como máquina asincrónica, es un componente fundamental en muchas aplicaciones industriales debido a su eficiencia y fiabilidad. Su principio de funcionamiento se basa en la interacción entre un campo magnético giratorio generado en el estator y las corrientes inducidas en el rotor. Esta interacción produce un torque electromagnético que impulsa el movimiento del rotor, convirtiendo así la energía eléctrica en energía mecánica.

Esta máquina se construye en un rango de potencias que cubre todo el espectro de las necesidades industriales, desde fracciones de HP, hasta algunos Megawatt de las bombas de alimentación de calderas en centrales nucleares.

Con respecto a su construcción, la parte activa del estator y del rotor está compuesta de chapas silicosas de 0.5 mm de espesor en las que se estampan ranuras para el alojamiento de los devanados. A diferencia de la máquina sincrónica, caracterizada por un entrehierro relativamente grande, el entrehierro de la máquina asincrónica debe ser lo más pequeño posible, variando entre 0,3 mm para máquinas pequeñas y 2,7 mm para motores de 3000 kW.

El devanado del estator es normalmente trifásico, conexión delta o estrella sin neutro. Para el rotor, en cambio, se puede elegir entre dos tipos de devanados. En la figura 1 se muestra una ilustración de los elementos principales que componen al motor de inducción, en donde se aprecian los dos tipos de devanados del rotor.

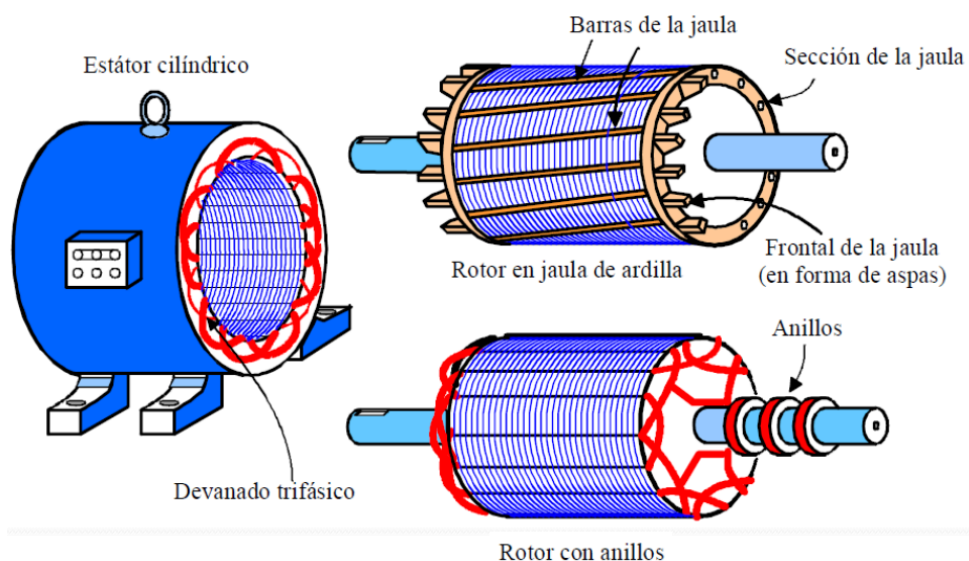


Figura 1: Elementos principales que componen al motor de inducción. Fuente: [24].

El primer tipo de devanado del rotor corresponde a un devanado trifásico conectado en estrella y unido a tres anillos rozantes. Esta máquina se conoce con el nombre de máquina de inducción rotor devanado. En la actualidad, este tipo de

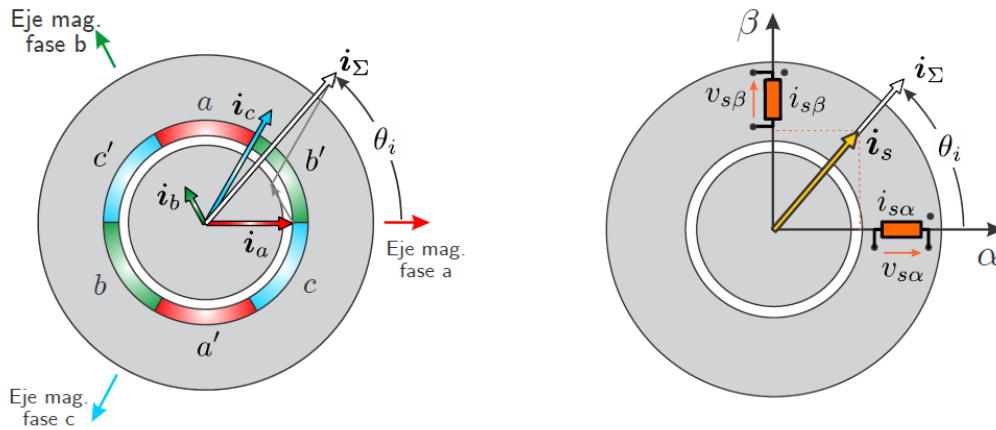
máquinas de inducción es muy utilizada en aplicaciones de conversión de energía eólica [22], en donde también se conocen con el nombre de máquinas de inducción doblemente alimentadas (DFIM, por su sigla en inglés).

El otro tipo de devanado del rotor es conocido como jaula de ardilla, el cual está conformado por barras paralelas al eje, unidas en sus extremos a sendos anillos de cortocircuito. Esta máquina se conoce como máquina de inducción jaula de ardilla (SCIM, por su sigla en inglés). Hasta potencias del orden de 250 kW la jaula se implementa en aluminio fundido, y sobre este nivel de potencia con barras de cobre y bronce en las versiones de jaula doble o de jaula de barras profundas [23]. Debido a su alto torque y densidad de potencia, este diseño es altamente cotizado en aplicaciones de tracción, como por ejemplo, los vehículos eléctricos [32] y transporte de altas cargas mecánicas [10].

4.2. Transformación de Clarke en máquinas eléctricas

En el campo de las máquinas eléctricas, la transformación de Clarke es una técnica utilizada para analizar y controlar motores trifásicos. Este método convierte las magnitudes de las señales trifásicas en un sistema de coordenadas bidimensional, simplificando así el análisis y control del motor.

En un devanado trifásico, la corriente instantánea que circula por cada uno de los tres bobinados produce tres fasores espaciales, cuya magnitud depende del valor instantáneo de su respectiva corriente, mientras que su desplazamiento es fijo y colineal con el eje magnético del devanado respectivo. Esto se muestra de forma gráfica en la figura 2a, en donde además se muestra la distribución de fmm resultante en el entrehierro i_Σ .



(a) Bobinas concentradas equivalentes del devanado de estator

(b) Plano $\alpha - \beta$ equivalente de las bobinas concentradas en el devanado de estator

Figura 2: Corte transversal de la máquina de inducción. Fuente: [18].

El devanado trifásico que produce el fasor espacial de corriente se reemplaza por un devanado bifásico equivalente $\alpha\beta$ que produce la misma distribución de fmm en el

entrehierro de la máquina, donde además el eje magnético de la bobina α se encuentra en cuadratura con el eje magnético de la bobina β , tal como se muestra en la figura 2b.

La transformación de Clarke es particularmente útil en aplicaciones donde se necesita un control preciso de la velocidad y el torque del motor, siendo esta uno de los principios fundamentales del esquema DTC. La matriz de transformación T_c se define según (1). Luego, para un sistema trifásico de señales x_a , x_b y x_c , la transformación de Clarke se aplica utilizando la relación matricial mostrada en (2).

$$T_c = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{pmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{pmatrix} = T_c \begin{pmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{pmatrix} \quad (2)$$

Donde x_α , x_β y x_0 son las componentes directa, en cuadratura y de secuencia cero de la señal. Para el caso particular de las máquinas de inducción, la componente de secuencia cero de la corriente de estator puede ser eliminada del análisis debido al diseño de sus devanados. Para el caso del motor trifásico, las fases tienen una separación angular de 120 grados, lo cual implica la generación de un sistema simétrico de corrientes en el estator, haciendo que la componente de secuencia cero se cancele de forma natural. En la figura 3 se muestra de forma gráfica la transformación de Clarke, al ser aplicada en un sistema simétrico de corrientes abc .

4.3. Ecuaciones dinámicas del motor de inducción en forma vectorial

El modelo matemático de la máquina de inducción basado en variables de estados complejas, conserva de forma precisa la información, tanto de amplitud como de posición angular, de las distribuciones sinusoidales de fuerza magnetomotriz y enlaces de flujo magnético. Dentro de éste análisis, destaca la representación de la máquina de inducción a través de ecuaciones complejas, siendo una herramienta muy adecuada para visualizar el comportamiento dinámico de esta máquina, con el fin de implementar diferentes técnicas de control. Adicionalmente, esta modelación permite derivar de manera directa el modelo de estado estacionario y sus representaciones a través de circuitos equivalente que comúnmente son utilizados en la literatura [23]. En [18], se explica de forma detallada la obtención de los modelos del estator y rotor de la máquina de inducción. Además, se presentan las ecuaciones de flujo que componen a una máquina AC, las cuales se conocen comúnmente con el nombre de *ecuaciones de Park*. Debido a la construcción de la máquina asincrónica, se deben

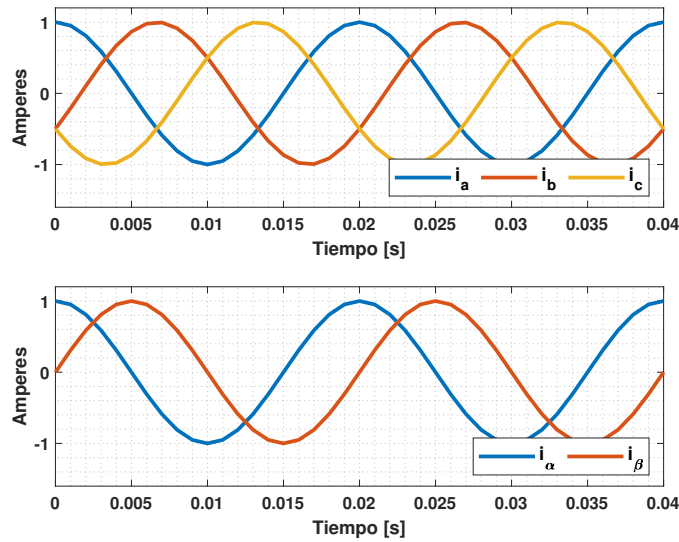


Figura 3: Ilustración de la Transformación de Clarke en sistema simétrico de corrientes

considerar varias condiciones para la derivación de las ecuaciones de flujo propias de este tipo de máquina eléctrica [18]. Estas condiciones son las siguientes:

- El rotor de la máquina es isotrópico, lo cual quiere decir que la respuesta magnética es uniforme en todas las direcciones, obteniéndose una distribución uniforme del flujo magnético a lo largo del rotor.
- La máquina no posee devanado de campo, por lo cual la corriente de campo es nula y desaparece la ecuación de flujo de campo.
- El devanado del rotor es simétrico, tanto para el caso del rotor devanado como para el de rotor jaula de ardilla. Esto provoca que tanto las inductancias propias, de dispersión y mutuas con respecto al devanado de estator, sean iguales en los ejes D y Q del devanado del rotor.

Cabe destacar que las ecuaciones de flujo y equilibrio eléctrico que modelan los fenómenos electromagnéticos de la máquina en términos de fasores espaciales (forma vectorial), tanto para el devanado del estator como de rotor, están referidas a sistemas de coordenadas fijos a sus respectivos devanados. Sin embargo, lo que comúnmente se realiza es trabajar con un sistema de coordenadas común para ambos devanados, lo que permite expresar las ecuaciones dinámicas de la máquina de forma mucho más simplificada y a su vez conservando la información relevante para el análisis desde el punto de vista del control.

En particular para el esquema de control DTC en motores de inducción con rotor jaula de ardilla, se utiliza un sistema de coordenadas común fijo al estator $\alpha\beta$, cuyas variables de estado son obtenidas al aplicar la transformación de Clarke a las variables temporales en el sistema abc .

Dicho esto, las ecuaciones dinámicas del motor de inducción con rotor tipo jaula de ardilla, haciendo uso de un sistema de coordenadas fijo al estator y expresadas en forma vectorial se muestran en (3)-(8).

$$\mathbf{v}_s = R_s \mathbf{i}_s + \frac{d\boldsymbol{\psi}_s}{dt} \quad (3)$$

$$0 = R_r \mathbf{i}_r + \frac{d\boldsymbol{\psi}_r}{dt} - j\omega_m \boldsymbol{\psi}_r \quad (4)$$

$$\boldsymbol{\psi}_s = L_s \mathbf{i}_s + L_m \mathbf{i}_r \quad (5)$$

$$\boldsymbol{\psi}_r = L_r \mathbf{i}_r + L_m \mathbf{i}_s \quad (6)$$

$$T_e = -\frac{3}{2}p \mathbf{Im} \{ \boldsymbol{\psi}_s \mathbf{i}_s^* \} \quad (7)$$

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = T_e - T_L \quad (8)$$

Las expresiones (3) y (4) corresponden a las ecuaciones de balance eléctrico del estator y del rotor respectivamente. Nótese que debido al devanado tipo jaula de ardilla, la tensión aplicada en el rotor es nula.

Las expresiones (5) y (6) corresponden a las ecuaciones de flujo del estator y rotor respectivamente. Debido a las condiciones impuestas por la construcción del motor de inducción, estas ecuaciones toman una forma muy simplificada, lo cual facilita el posterior análisis para el control.

La expresión (7) muestra la forma de obtener el torque electromagnético desarrollado por la máquina a partir de los vectores de flujo y corriente de estator. La demostración detallada de como obtener esta expresión se explica en [18].

Por último, la expresión (8) corresponde a la ecuación mecánica simplificada de la máquina. Esta ecuación es la encargada de relacionar el torque dinámico de la máquina con la velocidad de giro del rotor. En esta expresión se asume un coeficiente de fricción nulo y la velocidad de giro ω_m en unidades de radianes eléctricos por segundo.

4.4. Convertidor 3L-NPC

El convertidor 3L-NPC fue introducido en el año 1981 y hoy en día es considerado como la topología de convertidores de potencia estándar para accionamientos eléctricos de alta potencia en media tensión. Esta topología es utilizada en sistemas de conversión de energía eléctrica, sistemas de energía renovable, accionamientos de motores eléctricos, entre otras aplicaciones. Las principales ventajas de esta topología, en comparación con el inversor convencional de dos niveles son:

- o La tensión de bloqueo de cada semiconductor es la mitad de la tensión del DC-Link.
- o El convertidor 3L-NPC requiere que sus semiconductores conmuten, en promedio, a la mitad de la frecuencia de conmutación del inversor de dos niveles, para

producir una tensión de salida con la misma calidad de contenido armónico y potencia.

- o Tiene la posibilidad de aplicar 27 vectores de tensión, a diferencia de los 8 vectores del inversor de dos niveles.

Estas dos características permiten elevar fácilmente la potencia del inversor manteniendo los estándares de calidad de energía necesarios para la adecuada operación del sistema que alimenta. Además, el convertidor NPC de 3 niveles puede proporcionar un control más preciso de la salida de voltaje y corriente, debido a la cantidad de vectores de tensión que le son posible aplicar, lo cual lo vuelve adecuado para una amplia gama de aplicaciones industriales y comerciales.

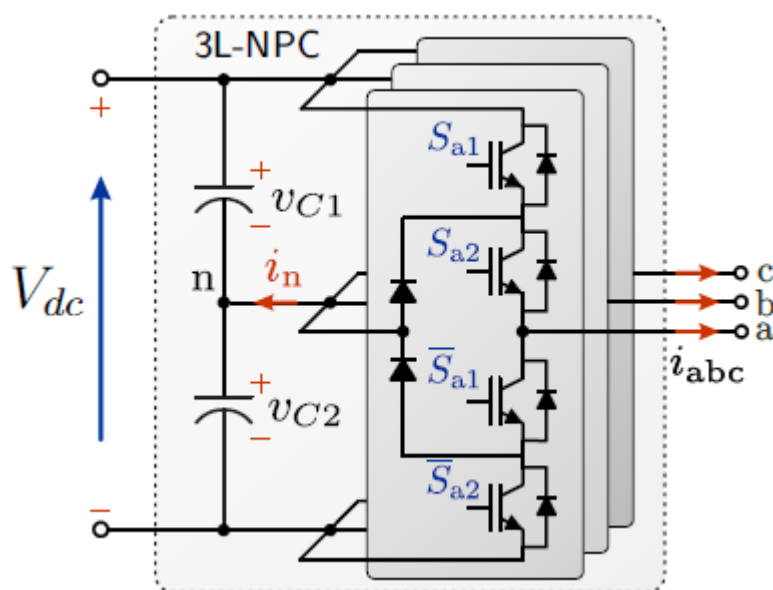


Figura 4: Diagrama circuital del convertidor 3L-NPC. Fuente: [18].

El diagrama circuital del convertidor 3L-NPC se muestra en la figura 4. Cada pierna del convertidor $x \in \{a, b, c\}$ está compuesta por cuatro interruptores IGBT controlados por las señales binarias S_{x1} , S_{x2} y sus respectivos complementos. Además, cada pierna se compone de dos diodos que conectan el punto medio de los interruptores con el punto neutro del convertidor. Estos diodos facilitan la conexión de la salida de cada fase con el punto neutro del convertidor, lo cual permite producir los tres niveles de tensión que caracterizan la operación de esta topología. Es importante destacar que, para una adecuada operación de este convertidor, es fundamental que los condensadores que dividen el DC-Link trabajen de forma balanceada a un nivel de tensión $V_{dc}/2$.

4.4.1. Principio de operación

Si se considera que los dos condensadores que componen el DC-Link del convertidor se encuentran balanceados con tensión $V_{dc}/2$ cada uno, en cada pierna del convertidor es posible aplicar, entre el punto neutro y la fase, tres niveles de tensión, los cuales corresponden a $V_{dc}/2$, 0 y $-V_{dc}/2$. Es conveniente para el análisis definir los estados de conmutación $u_x \in \{-1, 0, 1\}$, los cuales se relacionan con las señales de disparo de los interruptores S_{x1} y S_{x2} de la siguiente manera:

- $u_x = 1 \rightarrow (S_{x1}, S_{x2}) = (1, 1)$
- $u_x = 0 \rightarrow (S_{x1}, S_{x2}) = (0, 1)$
- $u_x = -1 \rightarrow (S_{x1}, S_{x2}) = (0, 0)$

Tal como se muestra en la figura 4, las señales de disparo restantes trabajan de forma complementaria con S_{x1} y S_{x2} , logrando así obtener las tensiones de salida que se enseñan en la figura 5.

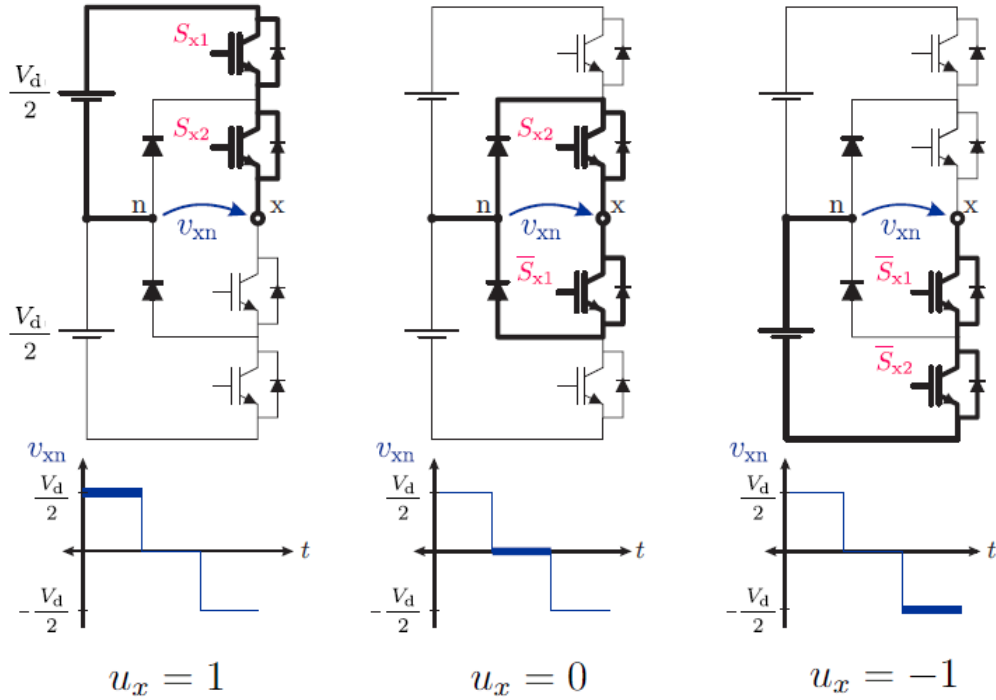


Figura 5: Estados de conmutación u_x del convertidor 3L-NPC. Fuente: [18].

Debido a lo mostrado, los tres niveles de tensión de salida para cada pierna del convertidor, pueden definirse a partir del estado de conmutación u_x según (9).

$$v_{xn} = \frac{V_{dc}}{2} u_x \quad (9)$$

Debido a que cada pierna del convertidor es capaz de producir tres niveles de tensión, de forma trifásica es posible definir 27 estados, a diferencia de los 8 del convertidor

de dos niveles.

Estos estados de conmutación también pueden ser representados en el plano $\alpha\beta$ a partir de la transformación de Clarke. Con esto, es posible comprobar que de los 27 estados de conmutación trifásicos sólo se pueden obtener 19 vectores de conmutación activos, debido a las redundancias que se generan al aplicar la transformación al plano complejo $\alpha\beta$. En la tabla 1 se muestran los 27 estados de conmutación posibles a sintetizar por el convertidor 3L-NPC, sus componentes en el plano $\alpha\beta$ al aplicar la transformación de Clarke y la magnitud de cada vector de conmutación.

(u_a, u_b, u_c)	$u_\alpha + ju_\beta$	$\ \mathbf{v}_s\ $
$(-1, -1, -1); (0, 0, 0); (1, 1, 1)$	0	0
$(0, -1, -1); (1, 0, 0)$	$\frac{2}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$
$(-1, 0, 0); (0, 1, 1)$	$-\frac{2}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$
$(0, 0, -1); (1, 1, 0)$	$\frac{1}{3} + j\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{V_{dc}}{3}$
$(0, -1, 0); (1, 0, 1)$	$\frac{1}{3} - j\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{V_{dc}}{3}$
$(-1, 0, -1); (0, 1, 0)$	$-\frac{1}{3} + j\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{V_{dc}}{3}$
$(-1, -1, 0); (0, 0, 1)$	$-\frac{1}{3} - j\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{V_{dc}}{3}$
$(0, 1, -1)$	$j\frac{2}{\sqrt{3}}$	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$
$(0, -1, 1)$	$-j\frac{2}{\sqrt{3}}$	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$
$(1, 0, -1)$	$1 + j\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$
$(1, -1, 0)$	$1 - j\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$
$(-1, 1, 0)$	$-1 + j\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$
$(-1, 0, 1)$	$-1 - j\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$
$(1, -1, -1)$	$\frac{4}{3}$	$\frac{2}{3}V_{dc}$
$(-1, 1, 1)$	$-\frac{4}{3}$	$\frac{2}{3}V_{dc}$
$(1, 1, -1)$	$\frac{2}{3} + j\frac{2}{\sqrt{3}}$	$\frac{2}{3}V_{dc}$
$(1, -1, 1)$	$\frac{2}{3} - j\frac{2}{\sqrt{3}}$	$\frac{2}{3}V_{dc}$
$(-1, 1, -1)$	$-\frac{2}{3} + j\frac{2}{\sqrt{3}}$	$\frac{2}{3}V_{dc}$
$(-1, -1, 1)$	$-\frac{2}{3} - j\frac{2}{\sqrt{3}}$	$\frac{2}{3}V_{dc}$

Tabla 1: Vectores de conmutación y magnitud de los vectores de tensión posibles de sintetizar por el convertidor 3L-NPC.

En el caso particular del convertidor 3L-NPC, durante el diseño del método de

modulación para determinar las señales de disparo, los vectores de conmutación redundantes se utilizan para controlar la tensión de los condensadores del DC-Link [4]. También, en el diseño de las tablas de conmutación del método DTC, el uso de estados redundantes permite tener mejores transiciones entre un estado y otro al conmutar una menor cantidad de semiconductores, mejorando así las pérdidas de conmutación del esquema [3].

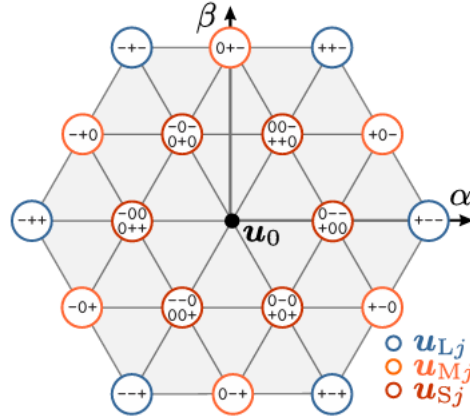


Figura 6: Vectores de conmutación del convertidor 3L-NPC. Fuente: [18].

Por último, cabe destacar que, si bien en esquemas de control que utilizan modulación PWM (como por ejemplo el FOC), se limita la magnitud del vector de tensión de salida al radio de la circunferencia circunscrita en el hexágono mostrado en la figura 6, en el caso del esquema DTC es posible utilizar todo el rango de magnitudes posibles, ya que no existe una saturación de tensión dentro del esquema y los vectores que se deben aplicar dependen únicamente de la construcción de la tabla de conmutación. Con esto, la magnitud máxima del vector de tensión posible a sintetizar por el convertidor 3L-NPC en el esquema DTC tradicional corresponde a:

$$V_{max} = \frac{2}{3}V_{dc} \quad (10)$$

4.5. Control Directo de Torque Tradicional

El DTC tradicional es una técnica de control para motores eléctricos que permite un control preciso del flujo de estator, el torque electromagnético y, por consiguiente, de la velocidad del motor. En esencia, este esquema controla el flujo de estator a partir de la aplicación de vectores de tensión en el estator, procurando que el vector de flujo describa una trayectoria circular en el plano complejo [6]. Luego, en base a un estimador de flujo, se obtiene información en tiempo real sobre las características magnéticas del motor, para de esta manera estimar el torque electromagnético desarrollado por la máquina. Posteriormente, los errores obtenidos entre los valores estimados y las referencias de flujo y torque pasan por controladores de histéresis independientes, cuyas variables de salida, en conjunto con el ángulo estimado del

vector de flujo, entran a una tabla de conmutación (Lookup Table), la cual se encarga de seleccionar el vector de tensión que debe ser aplicado por el convertidor, en función de los tres valores de entrada [3], [4]. El diagrama del esquema DTC tradicional para una SCIM se muestra en la figura 7.

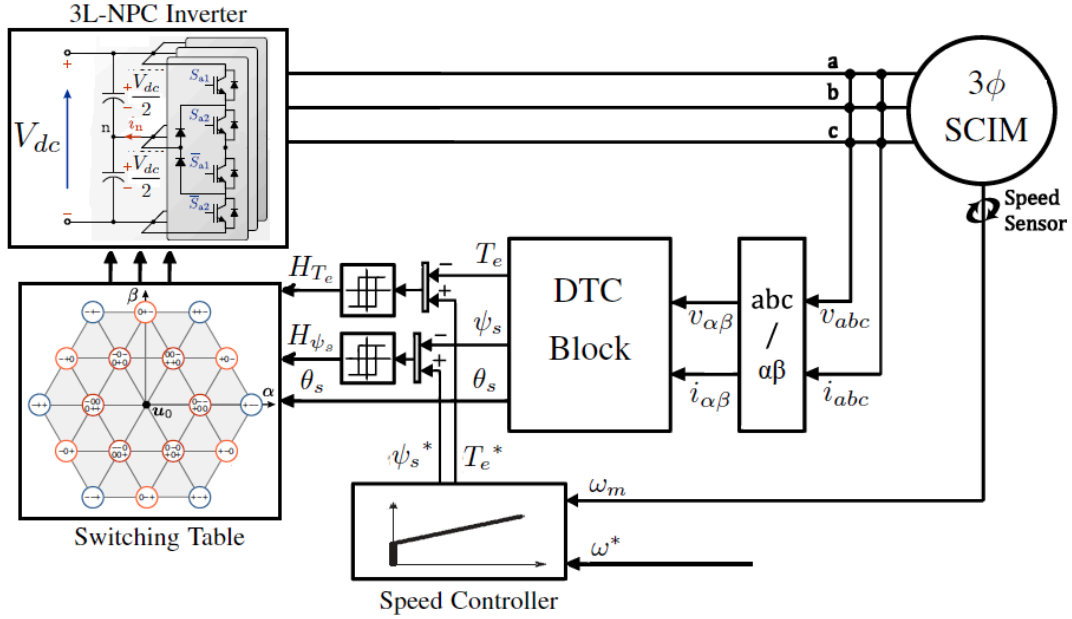


Figura 7: Esquema DTC Tradicional implementado en simulación. Fuentes: [3], [18].

4.5.1. Estimador de flujo de estator y Torque eléctrico

El primer paso para la implementación del esquema DTC es contar con una estimación precisa del flujo de estator. Para esto, destacan principalmente dos tipos de estimadores: basados en modelos y basados en señales. Ejemplos comunes incluyen el observador de Luenberger y el filtro de Kalman, los cuales han demostrado excelentes resultados en la estimación de estados tanto de la SCIM como de la PMSM [25] [26]. En la actualidad de hecho se ha potenciado en gran medida el desarrollo de aplicaciones tipo *sensorless*, en las cuales no se requiere medir la velocidad de giro del motor [27].

En lo que respecta al esquema DTC tradicional de [4], la estimación del flujo de estator de la máquina se efectúa a partir de la medición de las tensiones y corrientes trifásicas del motor. Tal como se ilustra en la figura 7, se utiliza la transformación de Clarke para obtener las componentes de tensión y corriente en el plano complejo estacionario. Luego, se estiman las componentes actuales del flujo de estator, a partir de las expresiones (11) y (12), las cuales se derivan directamente de la discretización del modelo de estator de la máquina presentado en la expresión (3).

$$\psi_{s\alpha}^k = (v_{s\alpha}^k - R_s i_{s\alpha}^k) \cdot T_s + \psi_{s\alpha}^{k-1} \quad (11)$$

$$\psi_{s\beta}^k = (v_{s\beta}^k - R_s i_{s\beta}^k) \cdot T_s + \psi_{s\beta}^{k-1} \quad (12)$$

Este método de estimación del flujo es la manera más básica de lograr una expresión que funcione, al menos, en lo que respecta a simulaciones. Sin embargo, su implementación práctica resulta un tanto compleja si se toma en cuenta que las expresiones (11) y (12) se derivan de un modelo, en donde existe una integral abierta que no permite la convergencia para bajas velocidades. Además, en esta condición de operación la tensión inducida por el flujo de estator es pequeña, por lo tanto la caída de tensión en la resistencia R_s es comparable con el vector de voltaje aplicado, con lo cual pequeñas variaciones en el valor de la resistencia pueden implicar grandes errores en la estimación del flujo de estator [14].

En diversos trabajos como [7] y [8] se implementan algoritmos para la estimación del parámetro R_s en la marcha, que permiten mejorar el desempeño del estimador propuesto y conseguir el seguimiento del flujo de estator. También, en [9] se implementa un esquema de compensación, que permite corregir las variaciones en el parámetro resistivo, logrando resultados excelentes de forma experimental.

A partir de la expresión (13) se obtiene la magnitud estimada del flujo de estator. Luego, desarrollando la expresión (7) se logra deducir la relación (14), la que permite estimar el torque electromagnético del motor a partir de las componentes $\alpha\beta$ de las corrientes medidas en el estator y estimadas del flujo de estator.

$$\psi_s = \sqrt{(\psi_{s\alpha}^k)^2 + (\psi_{s\beta}^k)^2} \quad (13)$$

$$T_e = \frac{3}{2}p (\psi_{s\alpha}^k i_{s\beta}^k - \psi_{s\beta}^k i_{s\alpha}^k) \quad (14)$$

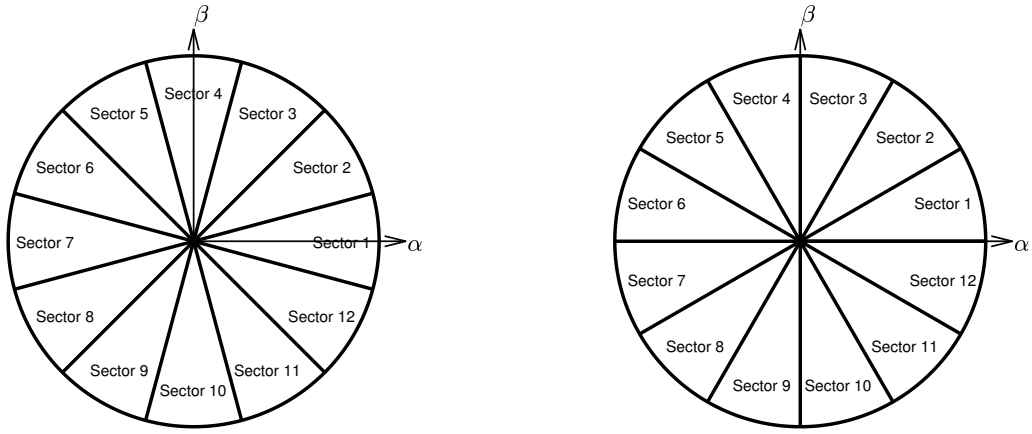
4.5.2. Sectorización del plano complejo

Para obtener la primera entrada requerida por la tabla de conmutación de vectores, se requiere encontrar el denominado *sector* en donde se encuentra el vector de flujo de estator ψ_s . Para esto, se estima el ángulo θ_s a partir de (15). Cabe destacar que la expresión (15) debe ser modificada de tal manera de obtener un ángulo θ_s dentro del intervalo $[0, 2\pi]$. La inclusión de restricciones que consideren las cantidades $\psi_{s\alpha}^k$ y $\psi_{s\beta}^k$ son mandatorias para lograr dicho objetivo.

$$\theta_s = \arctan\left(\frac{\psi_{s\beta}^k}{\psi_{s\alpha}^k}\right) \quad (15)$$

La sectorización del plano complejo depende de la tabla de conmutación que se

propone en cada estrategia DTC. En las figuras 8a y 8b se exhiben gráficamente los sectores que se proponen en los trabajos [3] y [4] respectivamente. Cabe destacar que ambas propuestas dividen el plano $\alpha\beta$ en 12 sectores de 30 grados cada uno, ya que ambas estrategias son implementadas con un convertidor 3L-NPC.



(a) Sectorización Estrategia DTC de [3]

(b) Sectorización Estrategia DTC de [4]

Figura 8: Sectorización del plano $\alpha\beta$ propuesta en las estrategias DTC de [3] y [4].

4.5.3. Errores de Torque eléctrico y flujo de estator

La rutina de control del esquema DTC calcula las diferencias entre los valores estimados y sus respectivas referencias, para el torque eléctrico y el flujo de estator, según las expresiones (16) y (17).

$$e_{T_e} = T_e^* - T_e \quad (16)$$

$$e_{\psi_s} = \psi_s^* - \psi_s \quad (17)$$

El valor de referencia para el torque eléctrico T_e^* se obtiene directamente de un controlador PI de velocidad con anti enrollamiento [13]. Por otro lado, la referencia para el flujo de estator ψ_s^* se obtiene a partir de la expresión (18). Esta última es la encargada de activar y desactivar el debilitamiento del flujo de estator, permitiendo

al motor alcanzar velocidades superiores a la nominal.

$$\psi_s^* = \begin{cases} \psi_{s,nom} & \text{si } |\omega_m| \leq \omega_{s,nom} \\ \psi_{s,nom} \cdot \frac{\omega_{s,nom}}{|\omega_m|} & \text{si } |\omega_m| > \omega_{s,nom} \end{cases} \quad (18)$$

4.5.4. Controladores de Histéresis

Para la implementación del esquema DTC tradicional de [3] y [4], los controladores de histéresis para el torque eléctrico y el flujo de estator, se modelan a partir de las expresiones (19) y (20) respectivamente.

$$H_{T_e}(e_{T_e}) = \begin{cases} -2 & \text{si } e_{T_e} < -\Delta T_e \\ -1 & \text{si } -\Delta T_e \leq e_{T_e} < -\frac{\Delta T_e}{2} \\ 0 & \text{si } -\frac{\Delta T_e}{2} \leq e_{T_e} < \frac{\Delta T_e}{2} \\ 1 & \text{si } \frac{\Delta T_e}{2} \leq e_{T_e} < \Delta T_e \\ 2 & \text{si } e_{T_e} \geq \Delta T_e \end{cases} \quad (19)$$

$$H_{\psi_s}(e_{\psi_s}) = \begin{cases} -1 & \text{si } e_{\psi_s} < -\Delta\psi_s \\ 0 & \text{si } -\Delta\psi_s \leq e_{\psi_s} < \Delta\psi_s \\ 1 & \text{si } e_{\psi_s} \geq \Delta\psi_s \end{cases} \quad (20)$$

4.5.5. Tabla de vectores de conmutación (LookUp Table)

Una vez que se obtienen las tres entradas: θ_s , H_{T_e} y H_{ψ_s} , se pasa por la tabla de conmutación para elegir el vector de tensión que se debe aplicar al estator del motor. Con esto, se obtienen las señales de disparo que se deben enviar a los semi-conductores del convertidor, para controlar el flujo, el torque y por consiguiente la velocidad de la máquina. Las tablas de conmutación y los índices de los vectores de tensión que se implementan en las simulaciones de este trabajo se exponen de forma detallada en [3] y [4].

5. Estado del Arte

5.1. ¿Qué es el DTC?

El DTC es un esquema de control para motores eléctricos en el cual se busca controlar de forma directa el flujo y el torque de la máquina, a partir de la aplicación de los vectores de tensión adecuados en el estator del motor. Con esto, el esquema DTC es capaz de controlar la velocidad del motor, volviéndose una alternativa muy útil para diversas aplicaciones industriales.

La principal característica que diferencia a la estrategia DTC de otras estrategias de control de velocidad es: no se necesita controlar la corriente del motor.

5.2. Historia y evolución del DTC

Históricamente, la estrategia DTC fue propuesta en 1986 por Takahashi [21], y luego de décadas de mejoramiento se ha vuelto una opción viable para aplicaciones de tracción debido a su simplicidad y flexibilidad. Su principal ventaja por sobre otras estrategias, como por ejemplo la estrategia FOC, radica en que su implementación es mucho más sencilla, debido principalmente a la factibilidad del uso de coordenadas $\alpha\beta$ para su funcionamiento.

A pesar de su sencilla implementación, el DTC ha presentado problemas en lo que respecta a los controles de torque y flujo, entre ellos: ripples considerables en la respuesta de torque, mal desempeño en bajas velocidades del motor, seguimiento deficiente a las referencias de torque y flujo, entre otros.

Con el paso de los años, se han investigado diversas estrategias para mitigar los efectos negativos del esquema DTC. Por ejemplo, en [17] se muestra la implementación de la estrategia DTC con un inversor de 2 niveles, comparando el uso de controladores de histéresis de 3 y 5 niveles para el control del torque eléctrico. Los resultados del trabajo muestran que el modelo con 5 niveles logra disminuir considerablemente el ripple observado en el torque, tanto en la respuesta transitoria como en la estacionaria. Además, se comprueba que el seguimiento y ripple observado en el flujo también mejora haciendo uso de este modelo con más niveles.

En [6] se expone una comparación de esquemas DTC, por un lado, haciendo uso de un inversor de 2 niveles, y por el otro, un inversor 3L-NPC, en un motor de inducción trifásico. Los resultados son favorables al uso del inversor 3L-NPC en lo que respecta a la disminución de los ripples observados, tanto en el flujo de estator como en el torque.

En [11] y [12] se propone una nueva estrategia de selección de vectores de tensión para el DTC de Takahashi. La propuesta se basa en una síntesis de vectores, la cual a diferencia del DTC convencional, usa los diversos vectores del inversor 3L-NPC para generar el vector deseado a través de modulación PWM. La nueva estrategia es comparada con la estrategia DTC convencional en [3], a través de simulaciones, ambas haciendo uso de un inversor 3L-NPC. Los resultados obtenidos favorecen a la estrategia DTC convencional, la cual utiliza una tabla de conmutación de vectores

única, controladores de histéresis de 3 y 5 niveles para el flujo de estator y torque eléctrico respectivamente y un tiempo de muestreo tres veces mayor que el utilizado para la estrategia de síntesis de vectores. La estrategia DTC convencional de esta investigación muestra mejorías de hasta un 50 % en el ripple del torque eléctrico y flujo de estator, y también una reducción del THD en comparación con la nueva metodología de síntesis vectorial.

En [4], se expone una implementación experimental del esquema DTC tradicional con una tabla de conmutación de vectores distinta a la presentada en [3], basada también en controladores de histéresis de 3 y 5 niveles para el flujo y torque respectivamente. El esquema muestra muy buenos desempeños en la respuesta de torque, velocidad y flujo. Además, se usa un tiempo de muestreo mucho más alto que el simulado en [3], lo cual denota un punto positivo de la estrategia en relación a la factibilidad de implementación real.

El DTC ha visto mejoras significativas en los recientes años. Se han desarrollado algoritmos avanzados y predictivos que optimizan el desempeño y reducen el ripple del torque. En energías renovables, el DTC es una alternativa para generadores en turbinas eólicas con MPPT [28]. Los convertidores multinivel y nuevos dispositivos de potencia mejoran la calidad de energía y eficiencia [34]. En vehículos eléctricos, el esquema DTC mejora el rendimiento y autonomía de los vehículos [31]. También, con herramientas de modelado, simulación y la integración de IA y machine learning, los sistemas DTC se han vuelto cada vez más adaptativos y eficientes.

5.3. Aplicaciones Industriales

Primeramente, en lo que respecta a la forma en la que se genera la energía eléctrica en la actualidad, los parques de generación eólica han tenido una gran inserción en el mercado chileno, alcanzando casi los 5 GW de capacidad instalada al año 2024. A nivel mundial, en el año 2023 se produjo el record de aumento en capacidad de generación eólica, el cual fue de un 50 % con respecto al año 2022, lo que se traduce en 117 GW de capacidad instalada. Es esperable que la penetración de energía eólica siga creciendo a nivel mundial, ya que muchos países han optado por políticas de generación limpia, renovable y sustentable a largo plazo.

Los sistemas de conversión de energía eólica poseen diversas configuraciones, diferenciadas principalmente por el tipo de convertidor que se utiliza. En la actualidad, la configuración más utilizada para diversas máquinas eléctricas hace uso de un *Full scale power converter*, el cual se compone de un convertidor AC/DC que se encuentra en el lado de la máquina (MSC), y de un convertidor DC/AC que se encuentra del lado de la red (GSC). Con esta configuración, es posible controlar tanto la potencia activa como la potencia reactiva que entrega el generador a la red. En la figura 9 se muestra un ejemplo esquemático de un WECS tipo 4.

En esencia, para controlar la potencia activa que se extrae del generador eléctrico, es necesario controlar el torque frenante ejercido por la máquina, lo cual se realiza a partir del denominado *pitch control*, en donde se controla la velocidad del rotor y el ángulo de las palas de la turbina de manera de extraer la máxima potencia de la

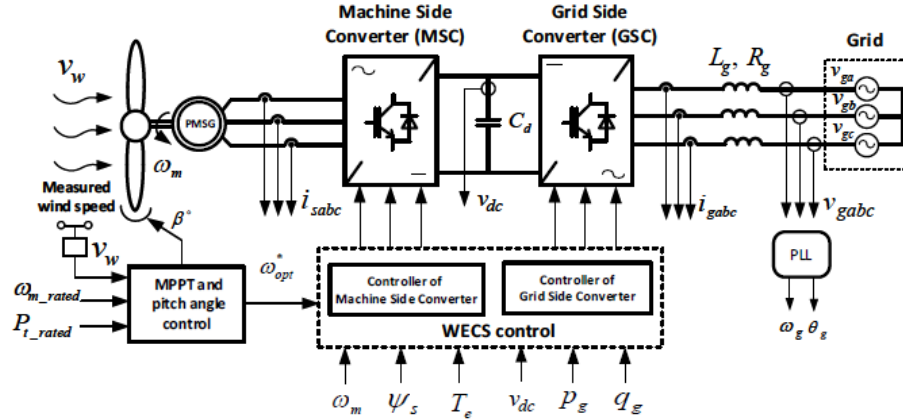


Figura 9: WECS Tipo 4. Uso de Full Scale Power Converter con MSC y GSC. Fuente: [28]

turbina (MPPT). Es aquí donde el esquema de control DTC es una gran alternativa que cumple a cabalidad con el objetivo principal. Por ejemplo, en [28] se explica en detalle el funcionamiento de un sistema de conversión de energía eólica, haciendo uso de la estrategia DTC para lograr el *pitch control* de una máquina de imanes permanentes (PMSG). También, en [29] se muestran resultados del esquema DTC aplicado en una máquina de inducción de rotor devanado (DFIG) en un parque eólico, comprobándose además que el esquema de control presenta buenos resultados tanto en su versión de control por método directo como por método indirecto. Estas dos máquinas eléctricas son las que compiten por el primer puesto en la generación eólica del actual mercado, y se ha comprobado que el esquema DTC muestra buenos resultados haciendo uso de ambas.

Otro ejemplo de área industrial que ha crecido los últimos años corresponde a la electromovilidad. En la actualidad, la movilidad eléctrica se posiciona como una de las principales soluciones para enfrentar los retos ambientales y energéticos del sector transporte a nivel mundial. Los vehículos eléctricos (EV) no solo reducen las emisiones de gases contaminantes, sino que también ofrecen ventajas significativas en términos de eficiencia y rendimiento, por sobre los vehículos de combustión interna.

En este contexto, el esquema de control DTC emerge como una tecnología crucial para optimizar el comportamiento dinámico de los motores eléctricos, en escenarios donde se requiere una respuesta rápida y precisa del torque, mejorando la eficiencia energética y el desempeño general del vehículo. Las aplicaciones del DTC en la electromovilidad abarcan desde automóviles particulares hasta vehículos comerciales y de transporte público, destacándose por su capacidad para proporcionar una conducción suave y eficiente, así como por su contribución a la durabilidad y fiabilidad de los sistemas de propulsión eléctrica. En particular, en Chile se ha visto un reciente aumento en la inversión en camiones eléctricos, tanto para la minería como para el transporte de cargas de hasta 49 toneladas [10].

Desde el año 2006, tal como se muestra en [30], ya se comenzaba a investigar el

desempeño del esquema de control DTC para motores de inducción aplicado en vehículos eléctricos. En el trabajo se muestra que el esquema implementado provee una rápida respuesta de velocidad, y es capaz de trabajar en los cuatro cuadrantes del plano torque-velocidad. Además, se comprueba la correcta operación en la zona de freno regenerativo del motor, que permite recuperar parcialmente la energía cinética para recargar las baterías del vehículo y así mejorar la eficiencia general del sistema.

Avances más recientes para el DTC se presentan en [31], en donde se demuestran mejoras en la estabilidad de un modelo de vehículo que utiliza dos motores de inducción independientes controlados por el esquema, ubicados en sus ruedas traseras (ver figura 10). En el trabajo, se concluye que el esquema DTC logra mejorar el control de velocidad de las ruedas motrices con alta precisión en carreteras con curvas y en tramos inclinados. Además, las perturbaciones del sistema no afectan el manejo en general del automóvil, proporcionando buenas características dinámicas a la cadena de tracción.

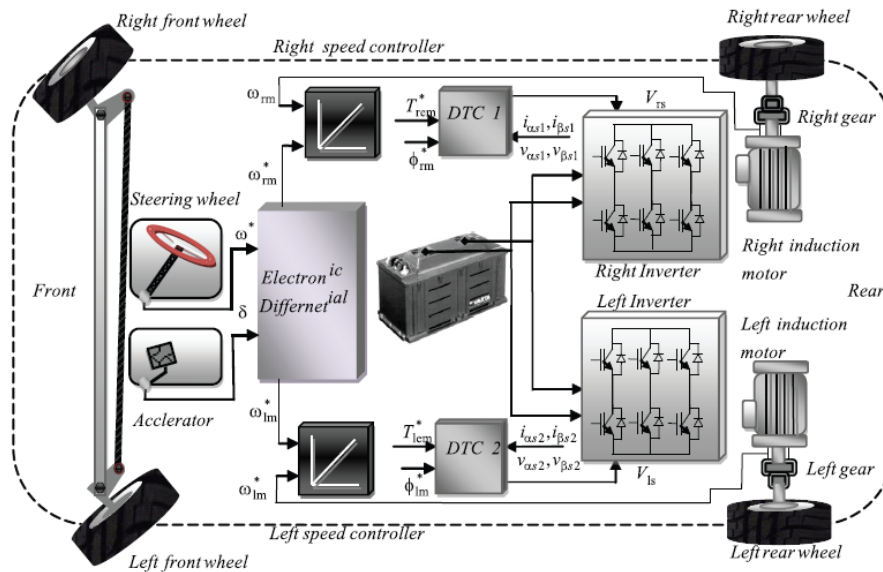


Figura 10: Modelo de vehículo eléctrico con dos motores de inducción independientes, controlados por el esquema DTC. Fuente: [31]

5.4. Ventajas y Desventajas de la estrategia DTC

Desde sus inicios hasta el día de hoy, el DTC se ha destacado como estrategia de control para motores eléctricos por su rápida respuesta de torque y su simplicidad de implementación. Tal como se muestra en la figura 7, el esquema DTC tradicional hace uso de comparadores de histéresis para controlar el flujo y el torque eléctrico y sólo un controlador PI que se encarga del control de velocidad. Esto vuelve al esquema mucho más simple de implementar que, por ejemplo, el esquema FOC, el cual en su versión más clásica necesita de cuatro controladores PI por su arquitectura de

control en cascada, además de la necesidad de la transformación de coordenadas al plano rotativo dq .

En [14] se comprueba que en lo que respecta a tiempos de cálculo, el DTC supera a las estrategias FOC y PTC, logrando tiempos de cálculo de hasta 10 microsegundos, lo que corresponde a un tiempo 50% menor que el del esquema PTC y un 90% menor que el del esquema FOC en máquinas de inducción. Además, comenta en su conclusión que en términos de esfuerzo computacional, y de rapidez de respuesta el DTC es superior a las demás estrategias. También mencionan que, en términos experimentales, la estrategia DTC resulta ser la más complicada para trabajar en comparación con las estrategias FOC y PTC, debido principalmente al tiempo en que toma el ajuste de los controladores de histéresis, lo cual también se comenta en [33].

En [33] se concluye que el esquema FOC tiene un menor ripple de torque que el esquema DTC, sin embargo, afirma que no es suficiente para determinar que el esquema FOC es superior al esquema DTC, justificando que la elección de las bandas de histéresis pudo no haber sido la óptima. También se comenta que el esquema DTC muestra respuestas más rápidas en la velocidad y un mejor rechazo a perturbaciones que el esquema FOC.

Por otro lado, en [34] se pone a prueba el desempeño de los esquemas DTC y FOC, haciendo uso de un convertidor multinivel para controlar la velocidad de un motor de inducción. En sus conclusiones se menciona que el DTC posee una mejor respuesta dinámica, una mayor simplicidad de implementación y un desempeño general mejor que su contraparte. Se menciona también que el uso de convertidores multiniveles puede ser también usado para mejorar problemas de tensiones de modo común en ambas estrategias. Como punto negativo del esquema, en este mismo trabajo se concluye que la principal dificultad tuvo también relación con el ajuste de las bandas de los controladores de histéresis.

De manera resumida, en la tabla 2 se muestran las principales ventajas y desventajas del esquema DTC. Se destaca que el principal problema concluido por los trabajos citados radica en la dificultad para realizar un correcto ajuste de las bandas de histéresis, el cual está directamente relacionado con el desempeño general del DTC [16].

Ventajas Principales	Desventajas Principales
Uso de Transformación de Clarke	Dificultad para el ajuste de los controladores de histéresis
Rápida respuesta dinámica	Ripples de torque elevados
Bajos tiempos de cálculo	Pobre desempeño en bajas velocidades
Bajo esfuerzo computacional	
Ajuste de un único controlador PI	Necesidad de una precisa estimación del flujo de estator experimentalmente
Rechazo rápido de perturbaciones	

Tabla 2: Ventajas y Desventajas principales del esquema DTC tradicional.

5.5. Desafíos actuales del esquema DTC y Motivación

Al momento de escoger un esquema de control para aplicaciones industriales, que requieren el uso de accionamientos eléctricos de velocidad variable, se busca que la elección cumpla con cuatro características principales:

1. Tener adaptabilidad para implementar el esquema con diferentes máquinas eléctricas.
2. Bajos tiempos de cálculo y costos computacionales en su implementación.
3. Buena respuesta dinámica y bajos niveles de ripple (ruido) en el torque electromagnético.
4. Bajo contenido armónico en las corrientes de la máquina.

En lo que respecta a la disponibilidad en el mercado de máquinas eléctricas actual, los principales competidores en la actualidad son: SCIM, DFIM y PMSM (por su siglas en inglés, Squirrel Cage Induction Machine, Doubly Fed Induction Machine y Permanent Magnet Synchronus Machine, respectivamente). Todas estas máquinas han demostrado ser efectivas en varias aplicaciones industriales implementadas con el esquema DTC. Además, la creciente demanda mundial de vehículos eléctricos y el impulso de nuevas políticas que promueven la energía limpia y renovable, motiva a estudiar mejoras para un esquema de control que funcione de buena forma con las diferentes máquinas eléctricas del mercado.

Con respecto a los tiempos de cálculo y la respuesta dinámica del torque electromagnético, tal como se mostró en las ventajas del esquema DTC, este se destaca por su bajo costo computacional y su rápida respuesta dinámica, en comparación con las demás estrategias de control para máquinas eléctricas que se utilizan e investigan en la actualidad, como lo son la estrategia FOC y la estrategia PTC.

Por último, en lo que respecta al desempeño del esquema DTC en términos del contenido armónico en las corrientes de la máquina, y el ruido observado en el torque electromagnético, el área que aún sigue en estudio es la determinación de métodos de ajuste para los controladores de histéresis, que permitan poner al DTC en una posición competitiva frente a sus contrapartes FOC y PTC. Por este motivo, el principal aporte de este trabajo será atacar la principal desventaja del esquema DTC, buscando implementar nuevos criterios de optimización para el ajuste de las bandas de histéresis. Con esto, se busca establecer un punto de partida para futuras investigaciones, en donde se implemente el esquema DTC basado en comparadores de histéresis, utilizando los nuevos criterios de ajuste que surgirán en base a este trabajo, con los cuales se espera obtener una respuesta optimizada del torque eléctrico que permita al esquema DTC competir en buenos términos con las estrategias FOC y PTC.

6. Desarrollo

Se busca definir un punto de partida con respecto a que tabla de conmutación utilizar para la implementación de la estrategia DTC tradicional. Para esto, se mostrarán maniobras de arranque del motor obtenidas en simulaciones, utilizando las tablas de conmutación estudiadas en [3] y [4]. Con esto, se procederá a elegir la tabla que muestre una mejor calidad de resultados para un amplio rango de tiempos de muestreo, y así, evaluar la factibilidad de una implementación experimental del esquema de control. Los parámetros del motor de inducción y de las simulaciones implementadas se presentan en las tablas 3 y 4 respectivamente, en la sección de Anexos.

6.1. Comparación de las tablas de conmutación de [3] y [4]

6.1.1. Tabla de conmutación de [3]

En el trabajo realizado en [3], la estrategia convencional DTC implementada con un convertidor 3L-NPC exhibe respuestas sorprendentemente buenas, en comparación a las otras dos metodologías presentadas en la investigación. Sin embargo, al implementar la simulación del control de velocidad, se logra comprobar que al usar valores de T_s mayores, el control de velocidad no responde de manera adecuada. Los resultados de simulación de una maniobra de arranque a velocidad nominal del motor se muestran en las figuras 11 y 12.

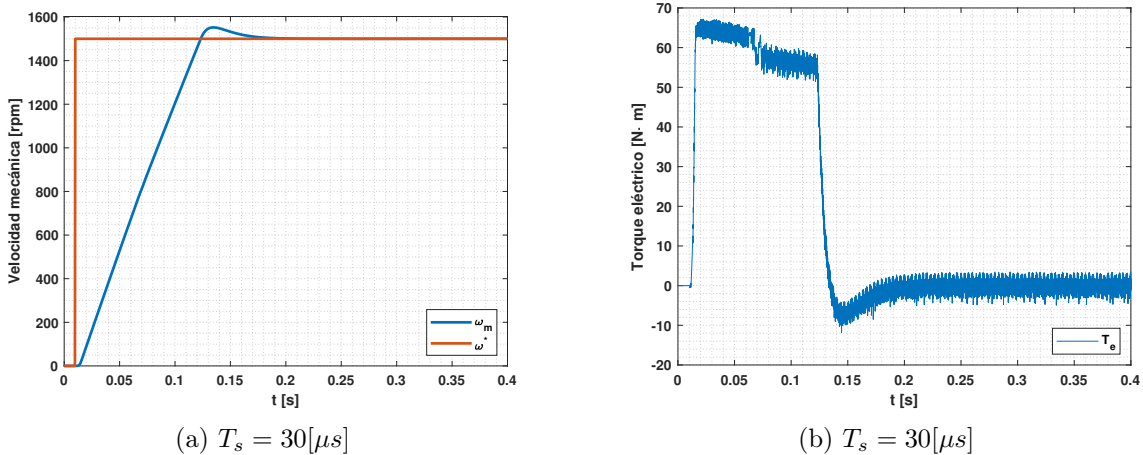
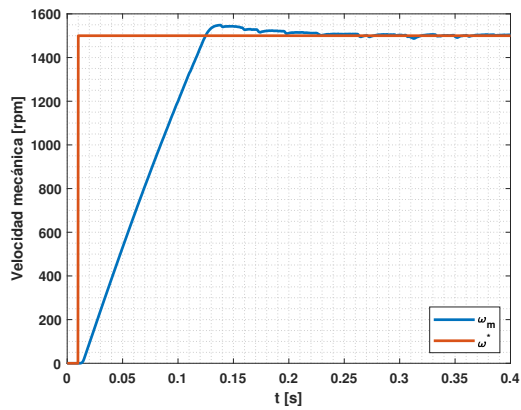
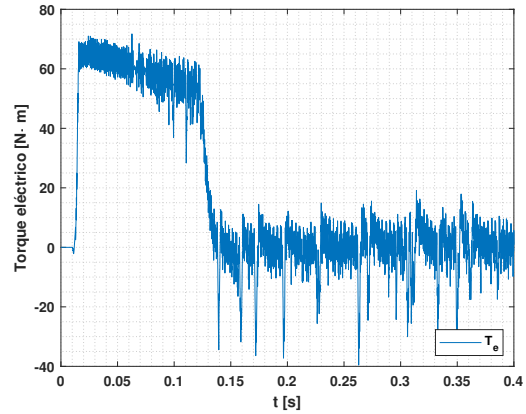


Figura 11: Respuestas de Velocidad y Torque eléctrico del motor al realizar maniobra de arranque nominal, con $T_s = 30 \mu s$ con V_{dc} base.

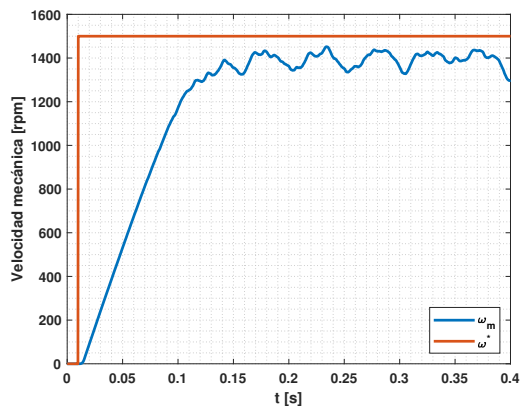
En las figuras 12a y 12d se puede observar la respuesta de velocidad y torque del motor, respectivamente, al ejecutar la maniobra de arranque y usando un tiempo de muestreo de $100 \mu s$. Se presentan grandes oscilaciones en la respuesta del torque eléctrico desarrollado por el motor, lo cual se traduce en una respuesta oscilatoria de la velocidad, que incluso no es capaz de seguir de buena forma al valor de referencia.



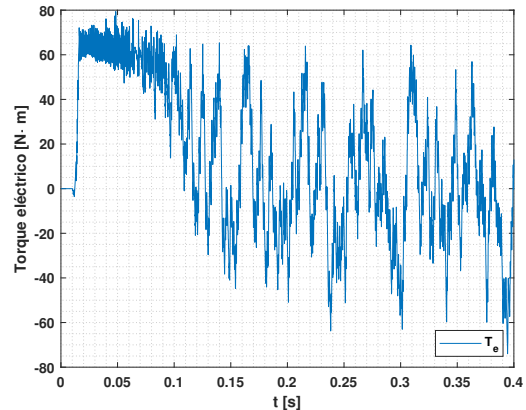
(a) $T_s = 70[\mu s]$



(b) $T_s = 70[\mu s]$

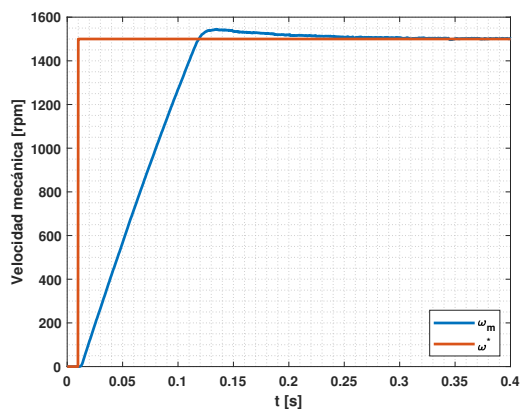


(c) $T_s = 100[\mu s]$

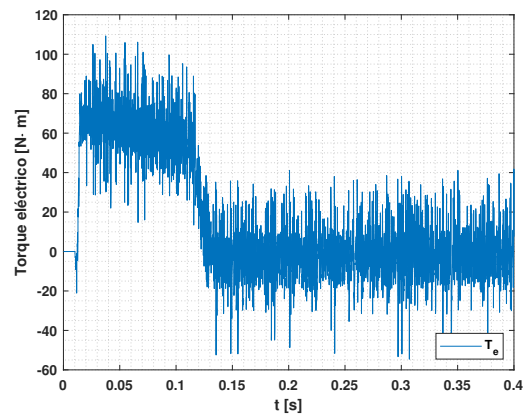


(d) $T_s = 100[\mu s]$

Figura 12: Respuestas de Velocidad y Torque eléctrico del motor al realizar maniobra de arranque nominal, para distintos valores de T_s con V_{dc} base.



(a) $T_s = 100[\mu s]$



(b) $T_s = 100[\mu s]$

Figura 13: Respuestas de Velocidad y Torque eléctrico del motor al realizar maniobra de arranque nominal en vacío, con $T_s = 100\mu s$ y con un incremento del 95 % en V_{dc} .

Con valores de T_s mas grandes, la velocidad si responde de manera aceptable tal como se muestra en la figura 13a, pero a costo de incrementar considerablemente el

valor de V_{dc} . Esto último se traduce inmediatamente en un mayor ripple de torque (fig.13), además de costos de implementación práctica, desgaste del devanado del motor, mayores pérdidas, etc, lo cual es indeseado para lograr que el DTC logre compararse en justos términos y competir con las demás estrategias de control.

6.1.2. Tabla de conmutación de [4]

En [4], se comparan los desempeños de la estrategia DTC de forma experimental, entre un inversor de 2 niveles y un inversor 3L-NPC. Los resultados que se muestran en la investigación favorecen al uso del convertidor 3L-NPC, mostrando una mejor respuesta en lo que respecta a ripple de torque, ripple de flujo de estator y variaciones del potencial en el punto neutro del inversor.

Al implementar la simulación del control de velocidad, se logra comprobar que al usar valores de T_s mayores, el control de velocidad responde de buena forma, logrando seguir el valor de referencia. Los resultados de simulación de una maniobra de arranque a velocidad nominal del motor en vacío se muestran en las figuras 14 y 15.

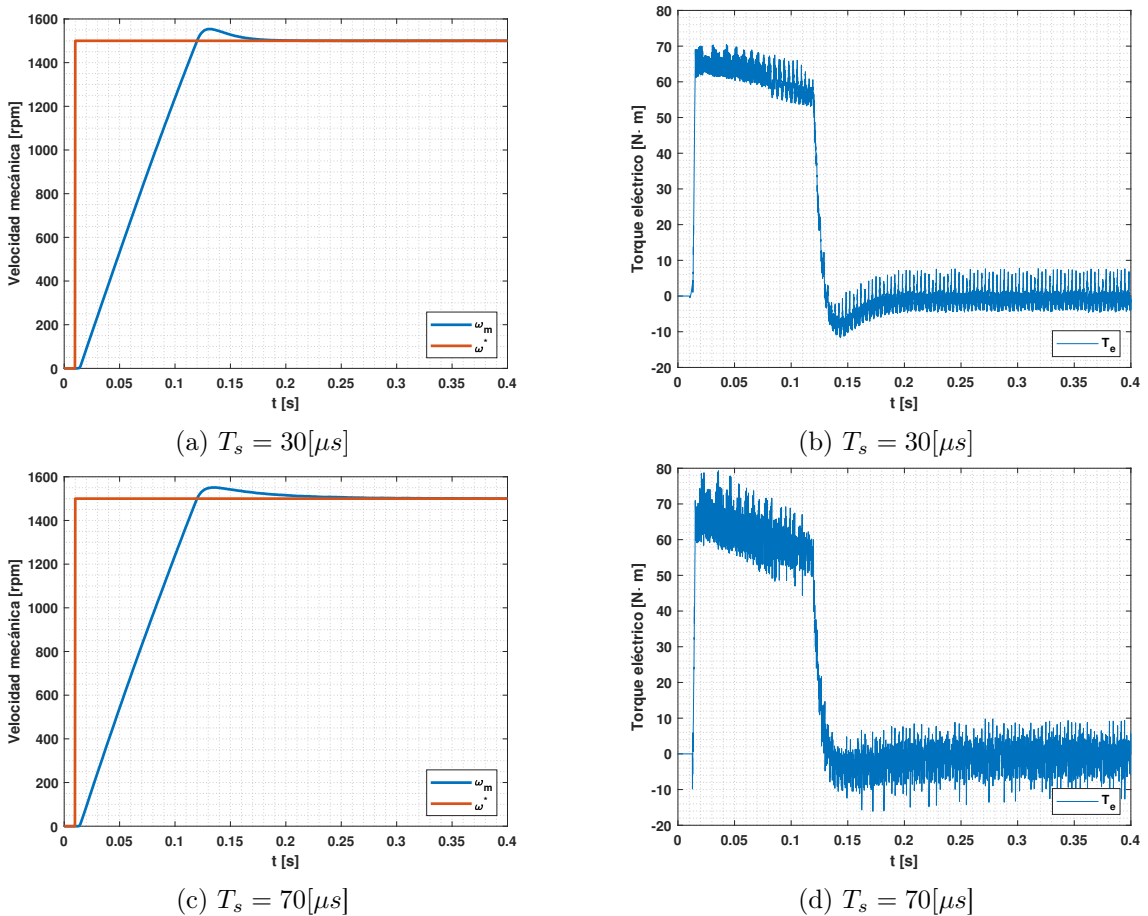


Figura 14: Respuestas de Velocidad y Torque eléctrico del motor al realizar maniobra de arranque nominal en vacío, para distintos valores de T_s con V_{dc} base.

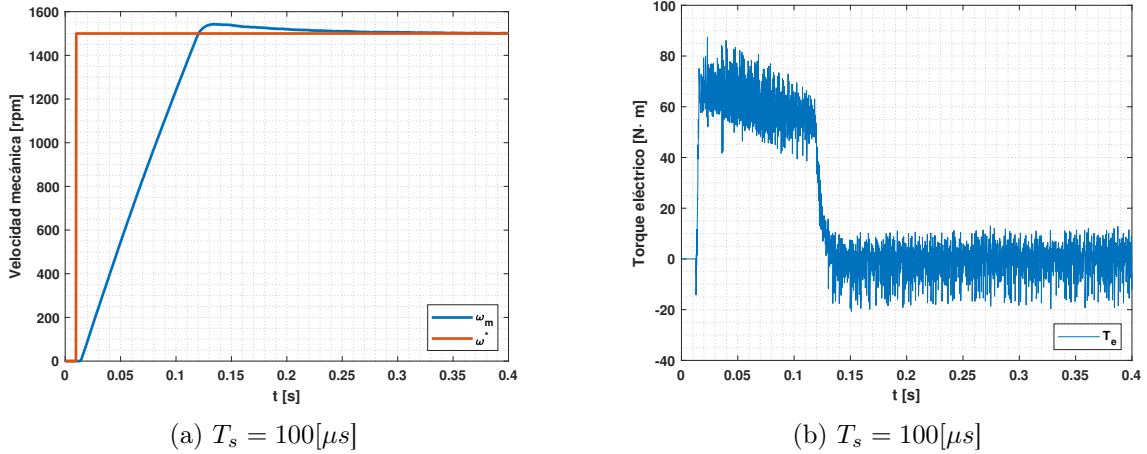


Figura 15: Respuestas de Velocidad y Torque eléctrico del motor al realizar maniobra de arranque nominal en vacío, para distintos valores de $T_s = 100\mu s$ con V_{dc} base.

Se logra apreciar una gran mejora al utilizar esta tabla de conmutación, en comparación a la estrategia DTC implementada con la tabla de conmutación mostrada en [3]. Las simulaciones muestran que, con el uso de esta estrategia, no es necesario realizar un aumento de la tensión V_{dc} para lograr que la simulación responda de buena forma con tiempos de muestreo mayores, lo cual le otorga una gran ventaja desde el punto de vista práctico. Además, claramente se logra apreciar una respuesta de torque mucho más estable y con menores oscilaciones, lo que permite alcanzar de buena forma la velocidad de referencia nominal del motor.

6.2. Problemas principales de la estrategia DTC implementada

En la sección anterior se comprobó que la estrategia DTC implementada con la tabla de conmutación mostrada en [4] es la que proporciona mejores desempeños en el control de velocidad del motor, para un amplio rango de tiempos de muestreo y con un valor de V_{dc} no exageradamente alto.

Si bien la respuesta de la velocidad del motor se comporta de buena manera, los principales problemas de la estrategia se observan en la respuesta del torque electromagnético desarrollado por la máquina. En un principio se identifican dos grandes inconvenientes: ripples de torque elevados en estado estacionario y grandes discrepancias entre el valor de referencia de torque y el valor medio del torque desarrollado por el motor en estado estacionario.

6.2.1. Ripples de torque elevados en estado estacionario

En la figura 16 se muestra la respuesta del torque desarrollado por el motor al realizar una maniobra de arranque a velocidad nominal, para distintos valores de la amplitud de la banda del controlador de histéresis de torque. Se puede observar una reducción del ripple considerable al elegir adecuadamente un valor para la banda del

controlador de histéresis de Torque.

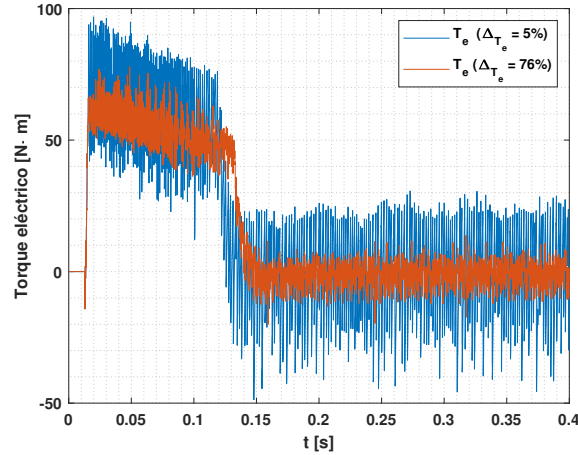


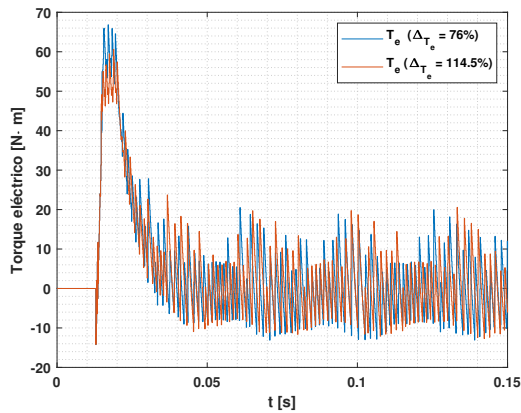
Figura 16: Respuesta de torque electromagnético del motor, al realizar maniobra de arranque a velocidad nominal en vacío, para distintos valores de ΔT_e .

A partir de la observación de la respuesta de torque en simulaciones, se pudo denotar que el uso de un valor único y constante para ΔT_e no presenta los óptimos resultados, debido a que el valor de la amplitud que minimiza el ripple del torque eléctrico dependerá de la velocidad de referencia que se demande al esquema de control. Esto se aprecia principalmente en velocidades de referencia más bajas, en donde el ripple del torque eléctrico es considerable debido a la naturaleza de la estrategia DTC. En la figura 17a se muestra la respuesta de T_e al realizar un arranque del motor en vacío a una velocidad de referencia correspondiente al 10 % del valor nominal. Principalmente en la figura 17b se puede apreciar una leve mejoría del ripple del torque al utilizar un valor de amplitud $\Delta T_e = 114,5 \%$, diferente al valor $\Delta T_e = 76 \%$, el cual presentó una buena respuesta al realizar un arranque en vacío a velocidad nominal. Además, se denota claramente que la amplitud del ripple de torque no se mantiene constante en la maniobra.

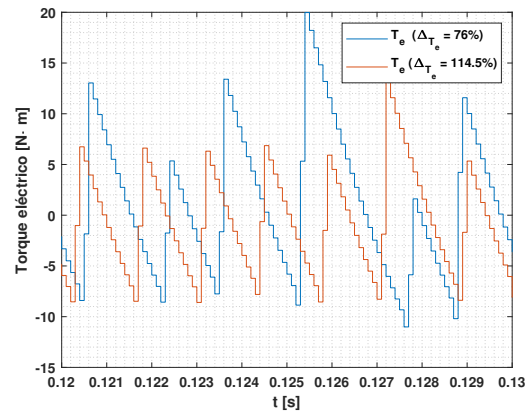
Uno de los principales aportes de este trabajo, será la elaboración de un algoritmo que permita encontrar los valores de ΔT_e que minimicen el ripple del torque electromagnético del motor en estado estacionario, en función de la velocidad de referencia del esquema de control. Para esto se propondrá un criterio de optimización basado en resultados de simulación de maniobras de arranque en vacío, para un amplio rango de velocidades del motor.

6.2.2. Error entre el torque de referencia y el valor medio del torque electromagnético en estado estacionario

Tal como se mostró en las figuras 14a, 14c y 15a, el control de velocidad del motor responde de manera adecuada al realizar las maniobras de arranque, alcanzando el valor de referencia solicitada por el usuario. Sin embargo, como se muestra en las figuras 18a y 18b, existen diferencias significativas entre el torque de referencia



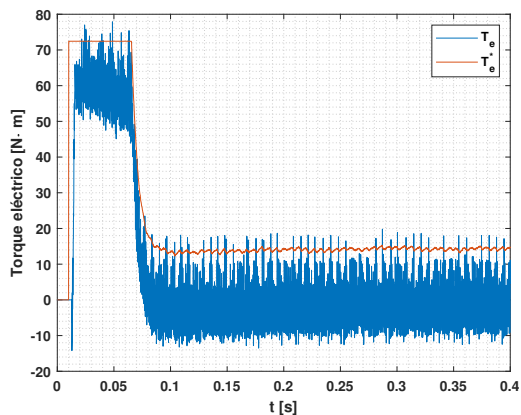
(a) T_e en Maniobra



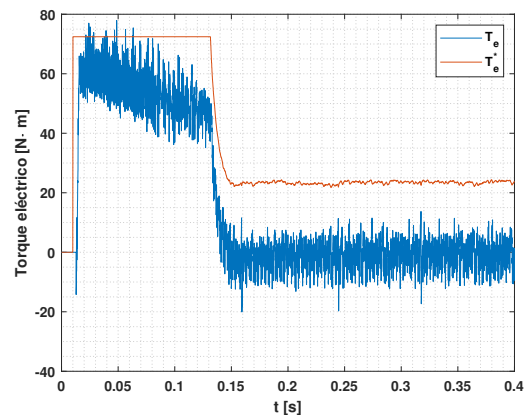
(b) Acercamiento

Figura 17: Respuesta de torque electromagnético del motor, al realizar maniobra de arranque en vacío al 10 % de la velocidad nominal, para distintos valores de ΔT_e .

(actuación del controlador PI de velocidad) y el valor medio del torque eléctrico producido por la máquina, incluso cuando la velocidad del motor alcanza el estado estacionario. Además, a partir de las mismas figuras se comprueba que, para una amplitud ΔT_e fija para el controlador de histéresis de torque, esta diferencia en estado estacionario entre la actuación y el valor medio del torque no es un valor único, pues depende la velocidad de referencia.



(a) $\omega^* = 0,5 \cdot \omega_{s,nom}$



(b) $\omega^* = \omega_{s,nom}$

Figura 18: Respuesta del torque de referencia y del torque electromagnético del motor, al realizar maniobra de arranque en vacío para distintas velocidades de referencia, con ΔT_e fijo.

También, en la figura 19 se muestra como el error en estado estacionario entre la referencia de torque y el valor medio del torque electromagnético depende también del valor de ΔT_e . Esto conlleva un gran problema, pues este error, al depender tanto de la velocidad de referencia como de la amplitud de la banda del controlador de histéresis de torque, complejiza la elección de un criterio que considere ambos

factores para corregir estas discrepancias.

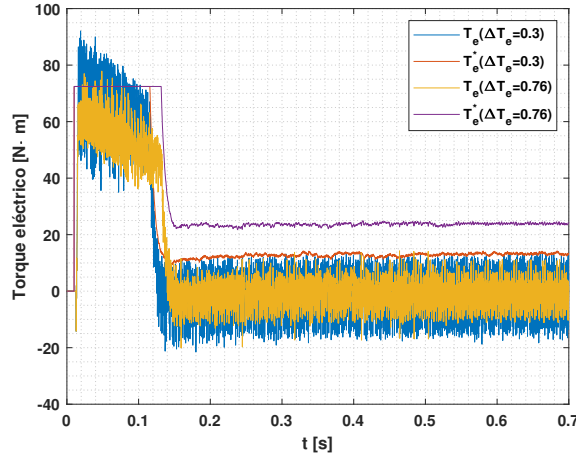


Figura 19: Respuesta del torque de referencia y del torque electromagnético del motor, al realizar maniobra de arranque a velocidad nominal en vacío, para distintos valores de ΔT_e .

En [15], se explica de forma detallada como la aplicación de los diversos vectores de tensión al estator del motor, afecta la interacción entre el vector de flujo de estator ψ_s y el vector de flujo de rotor ψ_r . A grandes rasgos, las variaciones que se producen en el ángulo δ , formado entre ψ_s y ψ_r , provocan que en algunos casos el motor no desarrolle el torque solicitado por el controlador de velocidad. Para solucionar esto, en [15] se propone realizar una modificación en el controlador de histéresis de torque, mediante la adición de una cantidad $\Delta T_e/2$ al error de Torque e_{T_e} para velocidades de referencia mas rápidas, lo cual produce de forma efectiva un desplazamiento (o shift) del eje ordenado del controlador de histéresis, tal como se muestra en la figura 20.

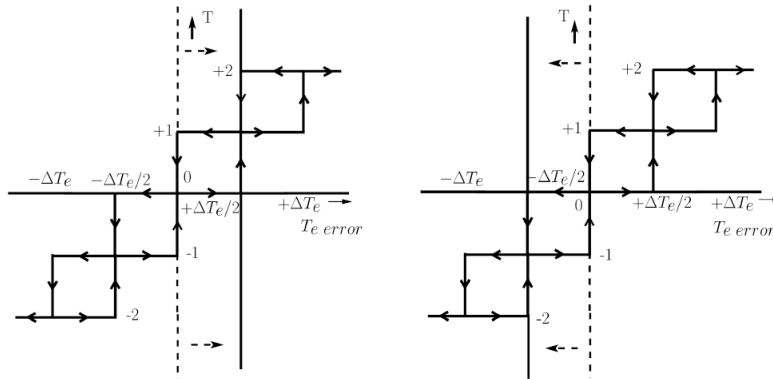


Figura 20: Modificación del controlador de histéresis de Torque propuesta en [15].

6.3. Optimización de la respuesta del Torque electromagnético

6.3.1. Minimización del ripple en estado estacionario

El valor de ΔT_e que logra reducir en mayor medida el ripple del torque en estado estacionario no es único, pues depende del valor de la velocidad de referencia que se le otorgue al control de velocidad. También, en la figura 17b, se puede apreciar que el ripple del torque no se mantiene constante en el tiempo, lo cual agrega cierta dificultad a la hora de escoger un criterio que permita cuantificarlo.

Se busca entonces encontrar la amplitud óptima $\Delta T_{e,OPT}$ en función de la velocidad de referencia ω^* . Para esto propone obtener los valores óptimos de amplitud para un amplio rango de velocidades en base a un algoritmo iterativo. Estos valores óptimos deben ser escogidos en base a un criterio que cuantifique de manera fiel el ripple del torque del motor.

Como criterio a utilizar, se define el ruido máximo del torque en estado estacionario $\zeta_{i,j}$ a partir de la expresión (21). Donde t_{EE} corresponde al tiempo en donde ω_m alcanza el estado estacionario, al realizar una maniobra de arranque a una velocidad de referencia ω_i , con una amplitud $\Delta T_{e,j}$.

$$\zeta_{i,j} = \text{máx}(T_e(t)) - \text{mín}(T_e(t)) ; t \geq t_{EE} \quad (21)$$

Para determinar la amplitud óptima $\Delta T_{e,i,OPT}$ que logra minimizar $\zeta_{i,j}$, al realizar una maniobra de arranque en vacío a la velocidad de referencia ω_i se propone el siguiente procedimiento:

1. Se inicializan las listas de valores discretos para las velocidades de referencia, los tiempos de estado estacionario y las amplitudes que se probarán para el controlador de histéresis de Torque.
2. Se inicializa el contador i , correspondiente al índice de las listas de velocidades de referencia y de tiempos de estado estacionario.
3. Se configura la simulación de arranque en vacío con los valores de las listas de velocidad de referencia y tiempo de estado estacionario correspondientes, además de una banda fija para el controlador de histéresis de flujo $\Delta\psi_s = 1\%$.
4. Se inicializa el contador j , y se inicializa el valor óptimo en un valor muy grande.
5. Se configura la simulación de arranque en vacío con el valor de la lista de amplitudes correspondiente. Luego, se ejecuta la simulación de arranque y se calcula el error $\zeta_{i,j}$ a partir de la señal de torque electromagnético.
6. El valor obtenido de $\zeta_{i,j}$ se compara con el valor óptimo. En caso de ser menor que el valor óptimo, $\zeta_{i,j}$ se convierte en el nuevo valor óptimo y se almacena el valor de $\Delta T_{e,j}$ como valor óptimo de amplitud. El proceso debe repetirse hasta recorrer toda la lista de valores de amplitud, de manera de encontrar la amplitud óptima para la velocidad de referencia correspondiente $\Delta T_{e,i,OPT}$.

7. Una vez recorrida la lista de valores de amplitud, se procede a configurar la simulación con el siguiente valor de la lista de velocidades de referencia y del tiempo de estado estacionario. En este punto, se debe reiniciar el contador j y el valor óptimo, para volver a repetir el proceso de obtención de la amplitud $\Delta T_{e,i,OPT}$.
8. El algoritmo se repite hasta recorrer toda la lista de valores de velocidad de referencia y tiempos de estado estacionario.

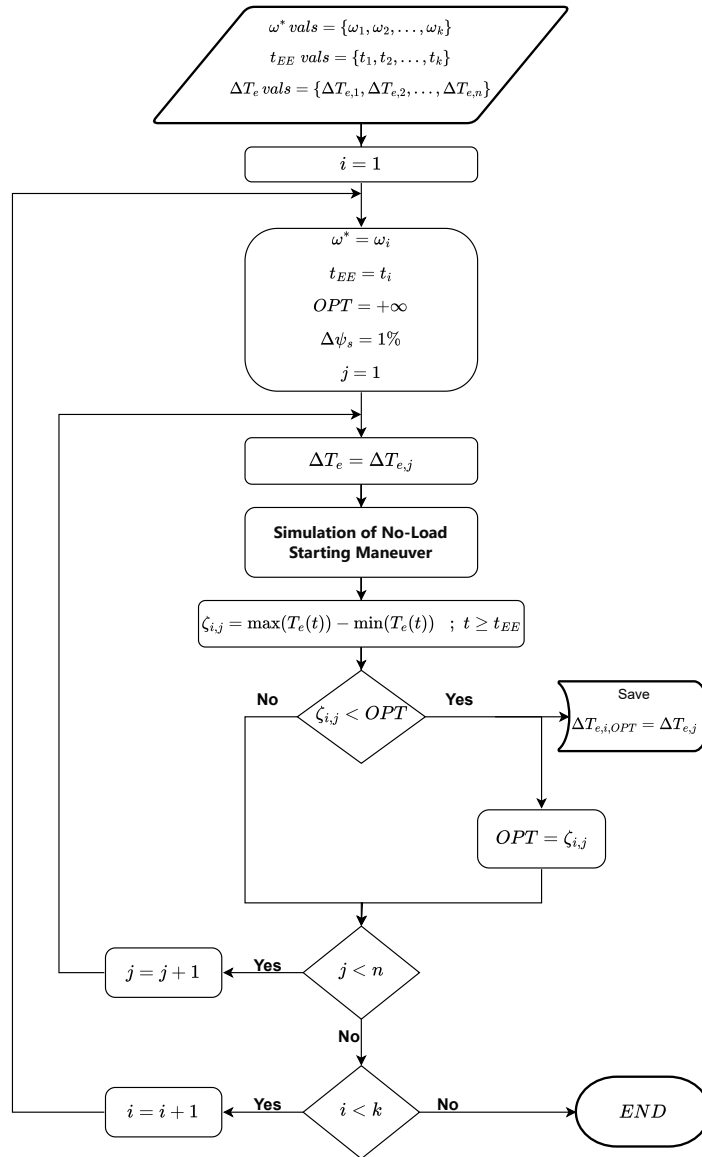


Figura 21: Diagrama de flujo del algoritmo iterativo propuesto para encontrar las amplitudes $\Delta T_{e,i,OPT}$.

De forma alternativa, el procedimiento propuesto para la determinación de los valores $\Delta T_{e,i,OPT}$ se presenta en el diagrama de flujo mostrado en la figura 21.

El algoritmo y posterior procesamiento de datos fue implementado a partir de un script de **MATLAB**, el cual utilizó el software **PLECS** para la obtención de los datos de simulación de la maniobra de arranque en vacío. La lista de valores de velocidad de referencia que se utilizó abarca el rango de ± 3750 rpm, con un paso de 75 rpm entre cada valor discreto. Con esto, se obtuvieron los valores discretos de amplitud óptima $\Delta T_{e,i,OPT}$ mostrados en la figura 22.

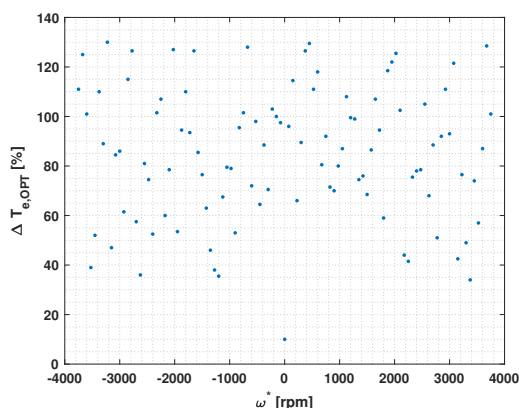


Figura 22: Valores discretos obtenidos de amplitud óptima $\Delta T_{e,i,OPT}$ a partir del algoritmo iterativo propuesto.

El objetivo principal del algoritmo de optimización es la obtención de valores discretos de amplitud óptima, para la posterior construcción de una función continua $\Delta T_{e,OPT}$, que dependa de la velocidad de referencia ω^* , y que logre reducir lo mayor posible el ripple del torque eléctrico en estado estacionario. Debido a la naturaleza de los datos mostrados en la figura 22, se comprueba que es prácticamente imposible realizar algún ajuste clásico de tipo lineal, polinomial, serie de Fourier, entre otros, que tenga un coeficiente de ajuste lo suficientemente bueno para representar de forma fiel el comportamiento de la función en todo el rango de velocidades del motor.

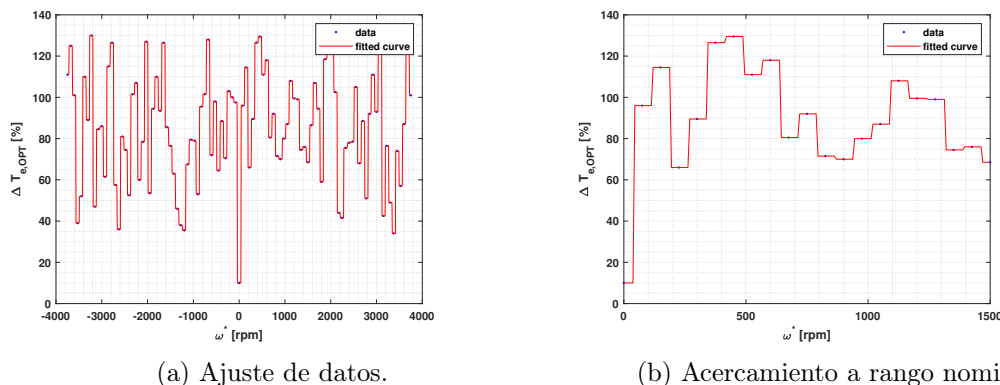


Figura 23: Representación gráfica de la función continua por tramos $\Delta T_{e,OPT}(\omega^*)$.

Para la solución de este problema, en este trabajo se propone la implementación de una función continua por tramos, obtenida a partir del ajuste de los datos obtenidos en la figura 22, usando el **método de ajuste del vecino más cercano**. La representación gráfica de la función continua $\Delta T_{e,OPT}(\omega^*)$ se presenta en la figura 23a, pudiéndose apreciar de mejor forma los tramos de la función en la figura 23b. De manera de comprobar que la función $\Delta T_{e,OPT}(\omega^*)$ trabaja de manera correcta para todo el rango de velocidades del motor, se realizó una maniobra de cambio de referencia de velocidad tipo rampa, la cual se muestra en la figura 24.

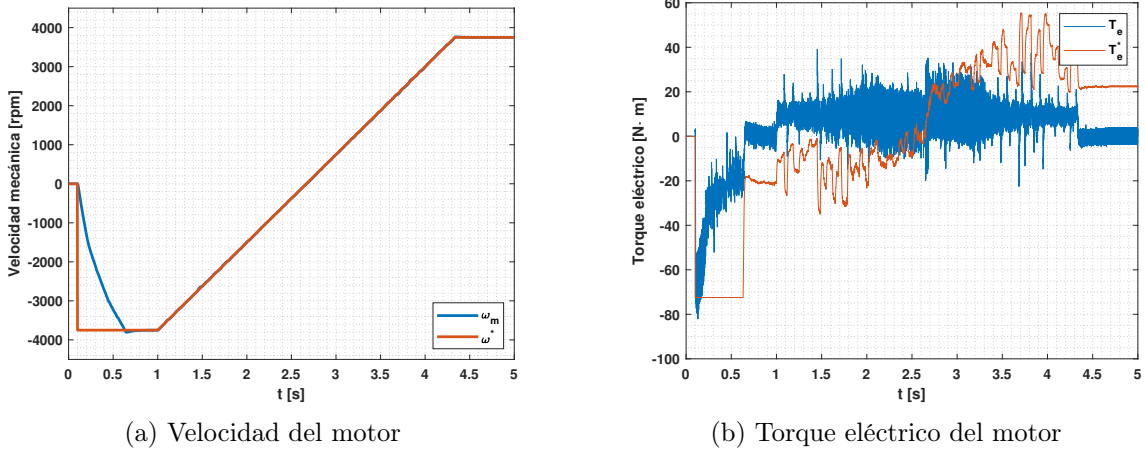


Figura 24: Oscilogramas de ω_m y T_e al realizar maniobra de cambio de referencia de velocidad en forma de rampa en el rango ± 3750 rpm, con la función $\Delta T_{e,OPT}(\omega^*)$ implementada.

Particularmente, en la figura 24a, se puede observar como la velocidad del motor sigue de muy buena manera a la referencia tipo rampa, en el rango completo de velocidades, las cuales abarcan también zonas de operación con flujo debilitado del motor. Por otro lado, en la figura 24b se logra observar un comportamiento indeseado en T_e , marcado por grandes peaks de torque al momento de pasar por los distintos valores de velocidad de referencia. Tal como se presentó en la sección anterior, particularmente en la figura 19, existe un error que se produce, en estado estacionario de la velocidad, entre el valor de referencia de torque y el valor medio de T_e , el cual depende de la amplitud ΔT_e . Por lo tanto, ya que ahora la amplitud óptima $\Delta T_{e,OPT}$ es una función continua por tramos de la velocidad de referencia, al momento de realizar el cambio suave en el valor de ω^* se logran apreciar peaks en T_e^* , producidos por cambios instantáneos en la amplitud del controlador de histerénesis de Torque los cuales producen distintos errores entre el valor de referencia y el valor medio de T_e . A su vez, estos peaks que se producen en el valor de referencia de Torque, generan también peaks en T_e , haciendo que la respuesta de torque no sea la ideal en el rango completo de velocidades propuesto, al menos por ahora.

6.3.2. Minimización del error entre el torque de referencia y el valor medio del torque electromagnético en estado estacionario

Tal como se vió en la sección 6.2, un gran problema que se presenta en las simulaciones del esquema implementado es la diferencia que existe entre el valor medio de T_e y su valor de referencia T_e^* , cuando la velocidad del motor alcanza el estado estacionario. En las figuras 18a y 18b se comprueba que este error en estado estacionario, para un valor constante de ΔT_e , depende de la velocidad de referencia del esquema de control. Además, en la figura 19 se comprueba que, para un mismo valor de ω^* , el error en estado estacionario entre el valor medio de T_e y su referencia T_e^* depende de la amplitud del controlador de torque ΔT_e .

En la sección anterior se implementó un algoritmo iterativo para determinar la función $\Delta T_{e,OPT}$, en base al criterio de optimización mostrado en (21). Se asume que esta función logra escoger el valor de ΔT_e que minimiza en mayor medida el ripple de torque en estado estacionario, para una velocidad de referencia ω^* en el rango de ± 3750 rpm. Tal como se muestra en la figura 24b, al cambiar suavemente la referencia de velocidad, el torque de referencia sufre cambios instantáneos producidos por la naturaleza de la función $\Delta T_{e,OPT}$. En consecuencia, T_e se ve seriamente afectado ante estos cambios de amplitud, denotando un desempeño insatisfactorio debido a los elevados peaks que se logran apreciar.

Sin embargo, el hecho de tener implementada la función $\Delta T_{e,OPT}$ permite ajustar el error de torque que se produce en estado estacionario, únicamente en función de la velocidad de referencia ω^* , lo cual simplifica de manera tremenda el algoritmo de optimización que será propuesto a continuación.

Basándose en la propuesta presentada en [15], se buscará modificar el controlador de histéresis de Torque tal como se muestra en la figura 20, de manera de reducir lo mayor posible el error que existe entre el valor medio de T_e y el valor de referencia T_e^* en estado estacionario. Para esto, se define el error de Torque modificado $e_{T_e,m}$ según (22).

$$e_{T_e,m} = e_{T_e} + \Delta_{ee,OPT}(\omega^*) \quad (22)$$

Donde se ha incluido la función $\Delta_{ee,OPT}$, la cual tiene como objetivo realizar un desplazamiento del eje ordenado del controlador de histéresis de torque, en función de la velocidad de referencia ω^* , de tal manera de reducir lo mayor posible el error en estado estacionario entre el torque de referencia y el valor medio del torque electromagnético.

Como criterio a utilizar para la elección de los valores óptimos en que se debe desplazar el controlador de histéresis para cada velocidad de referencia $\Delta_{ee,i,OPT}$, se define el error de torque en estado estacionario $\epsilon_{i,j}$ a partir de la expresión (23). Donde t_{EE} corresponde al tiempo en donde ω_m alcanza el estado estacionario, al realizar una maniobra de arranque en vacío a una velocidad de referencia ω_i , con un valor $\Delta_{ee,j}$ incluido en el error modificado $e_{T_e,m}$.

$$\epsilon_{i,j} = \left| \overline{T_e^*(t)} - \overline{T_e(t)} \right| ; t \geq t_{EE} \quad (23)$$

Para la obtención de los valores $\Delta_{ee,i,OPT}$ se propone el siguiente procedimiento:

1. Se inicializan las listas de valores discretos para las velocidades de referencia, los tiempos de estado estacionario y las amplitudes que se probarán para el controlador de histéresis de Torque.
2. Se inicializa el contador i , correspondiente al índice de las listas de velocidades de referencia y de tiempos de estado estacionario.
3. Se configura la simulación de arranque en vacío con los valores de las listas de velocidad de referencia y tiempo de estado estacionario correspondientes. Además, se configura una amplitud fija para el controlador de histéresis de flujo $\Delta\psi_s = 1\%$ y la función $\Delta T_{e,OPT}$ para la amplitud del controlador de torque.
4. Se inicializa el contador j , y se inicializa el valor óptimo en un valor muy grande.
5. Se configura la simulación de arranque en vacío con el valor de la lista de desplazamientos del controlador $\Delta_{ee,j}$. Luego, se ejecuta la simulación de arranque y se calcula el error de torque $\epsilon_{i,j}$ a partir de las señales T_e^* y T_e .
6. El valor obtenido de $\epsilon_{i,j}$ se compara con el valor óptimo. En caso de ser menor que el valor óptimo, $\epsilon_{i,j}$ se convierte en el nuevo valor óptimo y se almacena el valor de $\Delta_{ee,j}$ como valor óptimo de desplazamiento. El proceso debe repetirse hasta recorrer toda la lista de valores de desplazamiento, de manera de encontrar el desplazamiento óptimo para la velocidad de referencia correspondiente $\Delta_{ee,i,OPT}$.
7. Una vez recorrida la lista de valores de desplazamiento, se procede a configurar la simulación con el siguiente valor de la lista de velocidades de referencia y del tiempo de estado estacionario. En este punto, se debe reiniciar el contador j y el valor óptimo, para volver a repetir el proceso de obtención del desplazamiento $\Delta_{ee,i,OPT}$.
8. El algoritmo se repite hasta recorrer toda la lista de valores de velocidad de referencia y tiempos de estado estacionario.

De forma alternativa, el procedimiento propuesto para la determinación de los valores de desplazamiento óptimo en estado estacionario $\Delta_{ee,i,OPT}$, se presenta en el diagrama de flujo mostrado en la figura 25.

Siguiendo la idea de la sección anterior, se obtuvieron los valores óptimos de desplazamiento del controlador de histéresis de Torque $\Delta_{ee,i,OPT}$ para cada una de las velocidades de referencia ω_i . Las listas de valores de velocidad y tiempos de estado estacionario utilizadas fueron exactamente las mismas que se usaron para la determinación de la función $\Delta T_{e,OPT}$.

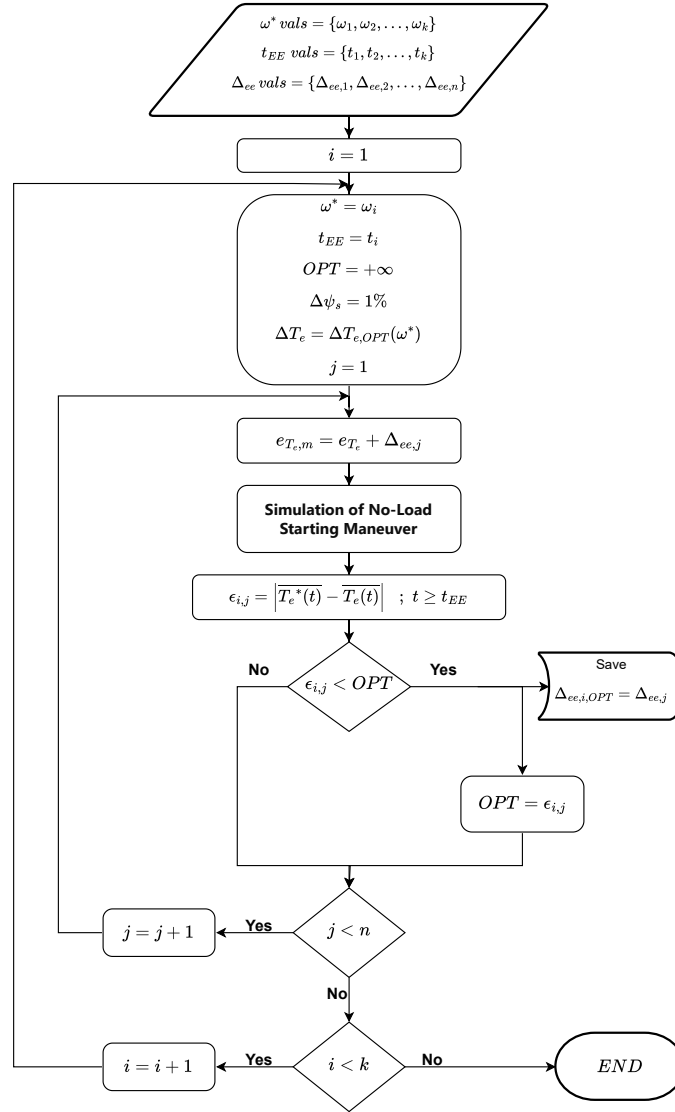


Figura 25: Diagrama de flujo del algoritmo iterativo propuesto para encontrar los valores óptimos de desplazamiento del controlador de histéresis de Torque en estado estacionario $\Delta_{ee,i,OPT}$.

Con esto, se implementó la función $\Delta_{ee,OPT}(\omega^*)$ como una función continua por tramos usando el método de ajuste del vecino más cercano, de manera de abarcar el rango completo de velocidades del motor. En las figuras 26a y 26b se observan las respuestas obtenidas en la velocidad del motor y el torque electromagnético, al realizar la misma maniobra de cambio en la referencia de velocidad tipo rampa mostrada en la figura 24a, correspondiente a la sección anterior.

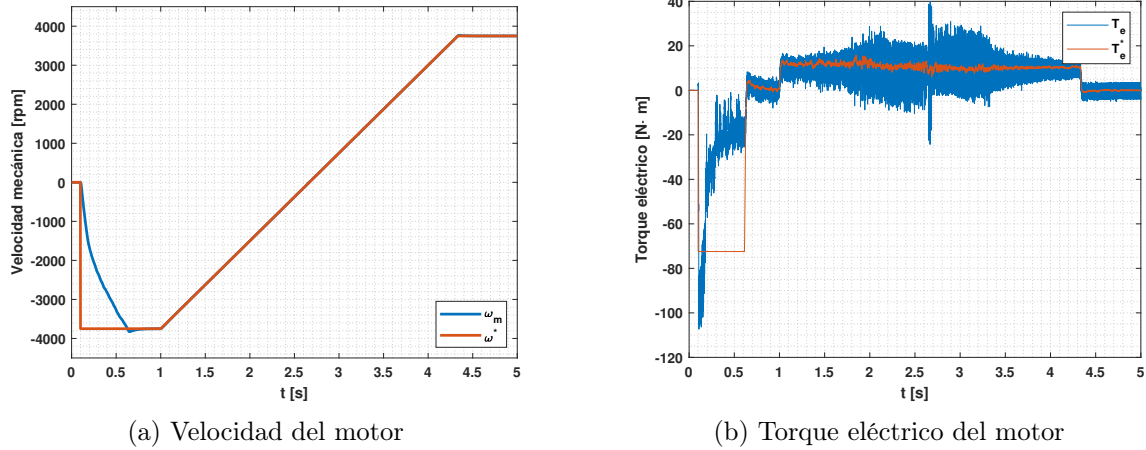


Figura 26: Oscilogramas de ω_m y T_e al realizar maniobra de cambio de referencia de velocidad en forma de rampa en el rango ± 3750 rpm, con el ajuste del error de Torque en estado estacionario.

En la figura 26b se puede observar que existe una gran mejoría en la respuesta de T_e en comparación con la mostrada en la figura 24b. Esto es debido a que ahora el error entre T_e^* y T_e ha sido enormemente reducido al incluir la función $\Delta_{ee,OPT}(\omega^*)$ en el modelo implementado. Con el uso de esta función, se ha logrado mitigar los saltos instantáneos en el torque de referencia que se producían al cambiar la amplitud ΔT_e , y que producían peaks indeseados en la respuesta de T_e , como se mostró en la figura 24.

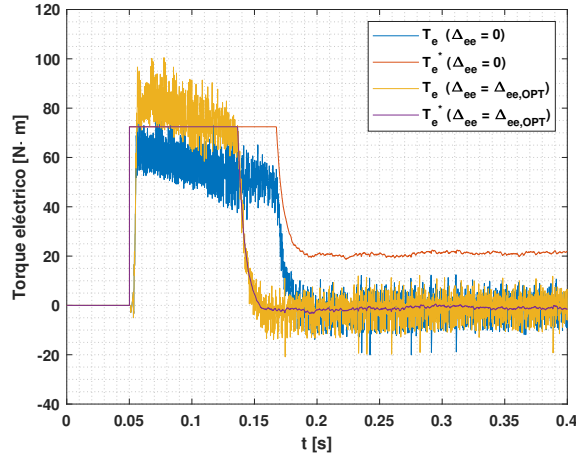


Figura 27: Oscilograma de T_e y T_e^* al realizar maniobra de arranque en vacío a velocidad nominal, usando distintos valores de desplazamiento del controlador de torque Δ_{ee}

Se comprueba que la implementación de la función $\Delta_{ee,OPT}$ fue satisfactoria en lo que respecta a la reducción del error del torque en estado estacionario. Sin embargo, el desplazamiento del controlador de histéresis conlleva a que en la respuesta de T_e ocurra el efecto mostrado en la figura 27, en donde se puede apreciar que en el estado transitorio el valor máximo del torque eléctrico alcanza un valor extremadamente

grande, y muy superior al límite de saturación impuesto en el controlador PI de velocidad. Esto implica que se tengan elevados peaks en las corrientes de estator del motor al realizar escalones de gran señal en la referencia velocidad, lo cual denota un aspecto negativo en el ajuste del esquema de control.

6.3.3. Ajuste del torque máximo en estado transitorio

Para solucionar el problema del valor máximo del torque en estado transitorio mostrado en la figura 27, se propone utilizar un método similar al que se realizó para ajustar el error de torque en estado estacionario, es decir, con un desplazamiento del controlador de histéresis de torque generado por la inclusión de una función $\Delta_{et,OPT}(\omega^*)$ al error de torque e_{T_e} .

Se define la diferencia entre el valor peak del torque en estado transitorio y el límite de saturación correspondiente $\xi_{i,j}$ según la expresión (24). Además, debido a la forma del criterio presentado, se añade la restricción mostrada en (25).

$$\xi_{i,j} = \begin{cases} T_{sat} - |\text{mín}(T_e(t))| & \text{si } \omega^* < 0 \\ T_{sat} - \text{máx}(T_e(t)) & \text{si } \omega^* \geq 0 \end{cases} \quad (24)$$

$$\xi_{i,j} \geq 0 \quad (25)$$

Al igual que en el método usado para ajustar el estado estacionario, se propone realizar una maniobra de arranque en vacío a una velocidad de referencia ω_i utilizando un desplazamiento del controlador de torque $\Delta_{et,j}$ de forma iterativa, hasta encontrar los valores $\Delta_{et,i,OPT}$ que logren reducir lo mayor posible la diferencia $\xi_{i,j}$ para un amplio rango de velocidades de referencia. Con esto, se arma la función $\Delta_{et,OPT}(\omega^*)$ realizando el ajuste del vecino más cercano.

Debido a que se busca que la función $\Delta_{et,OPT}$ actúe sólo en el estado transitorio de la velocidad, y que la función $\Delta_{ee,OPT}$ actúe solo en el estado estacionario de la velocidad, convenientemente se unirán las dos en una única función llamada SF_{T_e} (Shift Function), la cual se define a partir de la expresión (26).

$$SF_{T_e}(\omega^*, \omega_m) = \begin{cases} \Delta_{et,OPT}(\omega^*) & \text{si } \frac{|\omega^* - \omega_m|}{|\omega^*|} > 0,08 \\ \Delta_{ee,OPT}(\omega^*) & \text{si } \frac{|\omega^* - \omega_m|}{|\omega^*|} \leq 0,08 \end{cases} \quad (26)$$

Con respecto a las restricciones de la función SF_{T_e} , la idea es que los distintos desplazamientos óptimos del controlador de histéresis de Torque se apliquen en el estado transitorio y en el estado estacionario de la velocidad. Debido a esto, se define una diferencia porcentual de un 8% entre la referencia de velocidad y la velocidad del motor, como límite para diferenciar cada estado. Este valor límite fue obtenido a partir de observación de diversas maniobras, pero puede ajustarse sin problemas según los requerimientos del usuario.

Con esto, finalmente el error de torque final $e_{T_e,f}$ que entrará al controlador de

histéresis en el esquema de control DTC ajustado en este trabajo queda definido por la expresión (27). La inclusión de esta función permitirá desplazar el controlador de histéresis de tal forma en que se ajuste T_e tanto en estado transitorio como en estado estacionario, de forma óptima.

$$e_{T_{e,f}} = T_e^* - T_e + SF_{T_e}(\omega^*, \omega_m) \quad (27)$$

En la figura 28, se puede observar como el desplazamiento $\Delta_{et,OPT}$ logra limitar el torque máximo del motor en estado transitorio a un valor bajo el límite de saturación, al realizar una maniobra de arranque nominal en vacío. Además, en un tiempo cercano a los 0.15 segundos de la maniobra, se puede ver como se produce el cambio del valor de desplazamiento del controlador de torque desde el estado transitorio hacia el estacionario, produciéndose un cambio brusco en el torque que permite ajustar el seguimiento de la referencia en el estado estacionario.

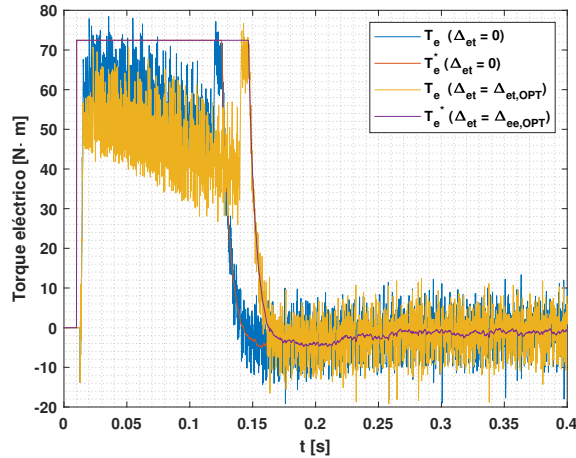


Figura 28: Oscilograma de T_e y T_e^* al realizar maniobra de arranque en vacío a velocidad nominal, usando distintos valores de desplazamiento del controlador de torque Δ_{et} .

6.4. Maniobras del motor y resultados finales

En esta última sección se mostrará una comparación de los resultados obtenidos al ejecutar distintas maniobras del motor, entre la estrategia DTC modificada propuesta en este trabajo y la estrategia DTC tradicional mostrada en [4]. Se exhibirá el comportamiento de las variables relevantes como lo son velocidad, torque electromagnético, flujo de estator y corrientes de estator. Además, se mostrarán acercamientos en el estado estacionario de las variables de manera de apreciar de mejor forma las diferencias en los resultados de cada estrategia.

6.4.1. Arranque a velocidad nominal en vacío

En la figura 29 se muestran los resultados obtenidos en ambas estrategias, al realizar una maniobra de arranque a velocidad nominal en vacío.

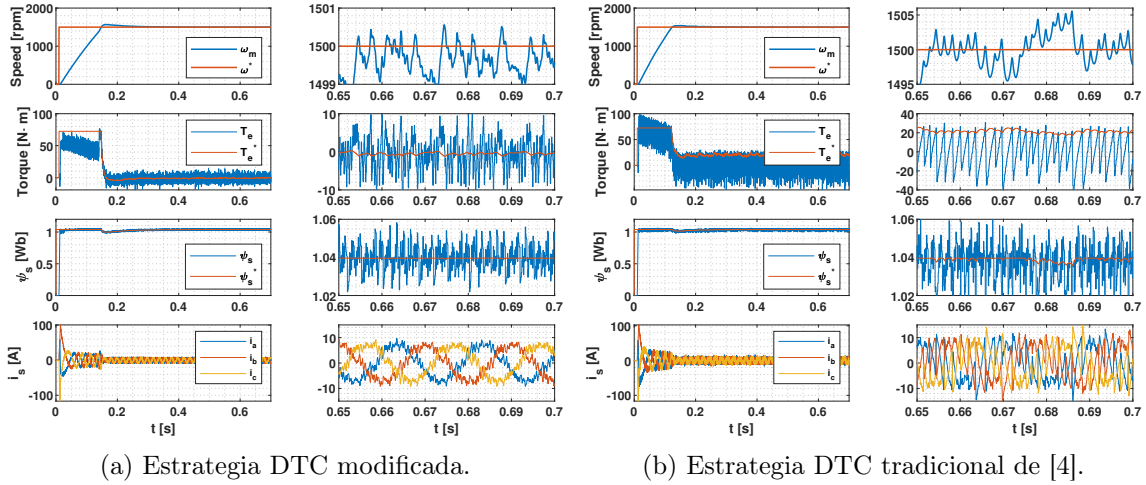


Figura 29: Resultados obtenidos en maniobra de arranque a velocidad nominal en vacío, para las estrategias DTC modificada y tradicional.

Con respecto a la velocidad del motor, se puede apreciar que ambas estrategias logran alcanzar el valor de referencia de buena forma y en tiempos similares. Sin embargo, en el zoom del estado estacionario de la velocidad se puede visualizar que las oscilaciones son mucho menores con la estrategia DTC modificada, de aproximadamente un 10 % del valor obtenido con la estrategia DTC de [4].

Con respecto al torque electromagnético desarrollado por el motor, se puede apreciar primeramente que en el estado transitorio usando la estrategia DTC de [4], el torque posee un gran sobrepaso por sobre el valor de saturación. Además, en el estado estacionario se logra ver un gran ripple de torque y un pobre seguimiento a la señal de referencia, la cual está muy desplazada del valor medio del torque, el cual debe ser cero debido a la condición de vacío. Si se compara esta respuesta con la de la estrategia DTC modificada, se puede concluir que la inclusión de la **Shift Function** ajusta de buena forma tanto el estado transitorio del torque como el seguimiento de la referencia en estado estacionario. Además, el correcto ajuste de la amplitud de la banda de histéresis permite obtener ripples considerablemente menores.

Con respecto al flujo de estator, en la estrategia DTC modificada se pueden observar oscilaciones mucho mas bajas en la referencia de flujo, en comparación con la estrategia DTC de [4]. Esto se debe principalmente a la definición del flujo de referencia, el cual depende de la velocidad del motor. Las grandes oscilaciones en la velocidad presentadas con la estrategia DTC de [4] repercuten en cambios notorios en la referencia de flujo en estado estacionario.

Por último, es evidente la mejoría que se observa en las corrientes inyectadas al motor con la estrategia DTC modificada. Los elevados ripples de torque que se presentan en la estrategia DTC de [4] provocan que las corrientes del estator posea un contenido armónico considerablemente grande.

6.4.2. Arranque a velocidad nominal con carga nominal

En la figura 30 se muestran los resultados obtenidos en ambas estrategias, al realizar una maniobra de arranque a velocidad nominal con carga nominal desde el inicio del arranque.

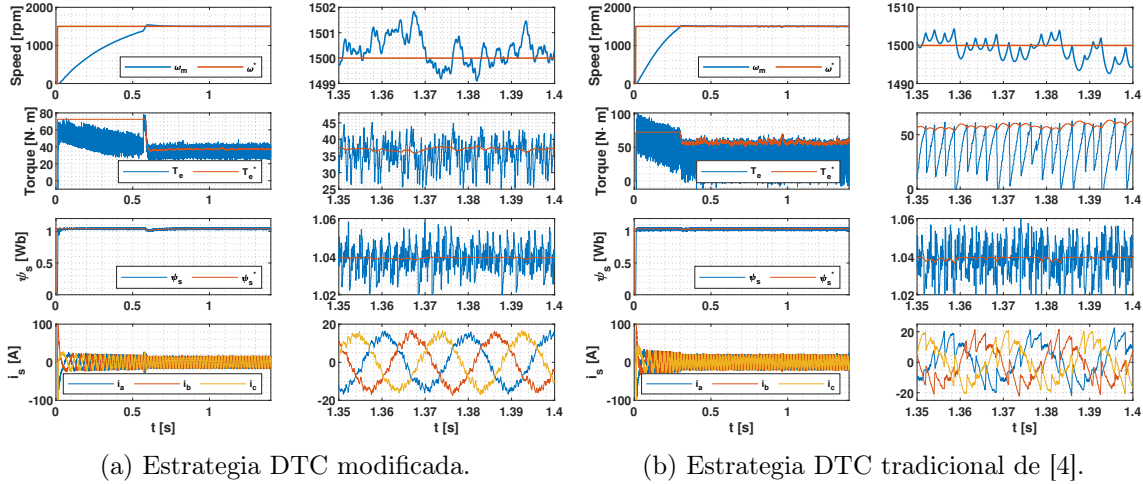


Figura 30: Resultados obtenidos en maniobra de arranque a velocidad nominal con carga nominal, para las estrategias DTC modificada y tradicional.

Los resultados obtenidos en esta maniobra son favorables nuevamente a la estrategia DTC modificada, en lo que respecta a oscilaciones en la velocidad, ripple y seguimiento de torque en estado estacionario, sobrepaso de torque en estado transitorio, oscilaciones en la referencia de flujo de estator y contenido armónico de las corrientes de estator.

Sin embargo, hay un punto que podría ser favorable para la estrategia DTC de [4], y es que poniendo atención en la respuesta de velocidad del motor, se logra apreciar que esta estrategia hace que el motor alcance más rápido el valor de referencia que su contraparte. Esto se atribuye principalmente al valor medio del torque desarrollado por el motor en estado transitorio, ya que al no estar limitado por la **Shift Function**, su valor es considerablemente mayor al de la estrategia DTC modificada. Con esto, se logra un arranque (en este caso) dos veces más rápido, pero que se traduce en corrientes por sobre el límite térmico por un mayor periodo de tiempo, lo cual puede reducir la vida útil del motor. Ar

6.4.3. Arranque a zona de flujo debilitado en vacío

En la figura 31 se muestran los resultados obtenidos en ambas estrategias, al realizar una maniobra de arranque a zona de flujo debilitado en vacío.

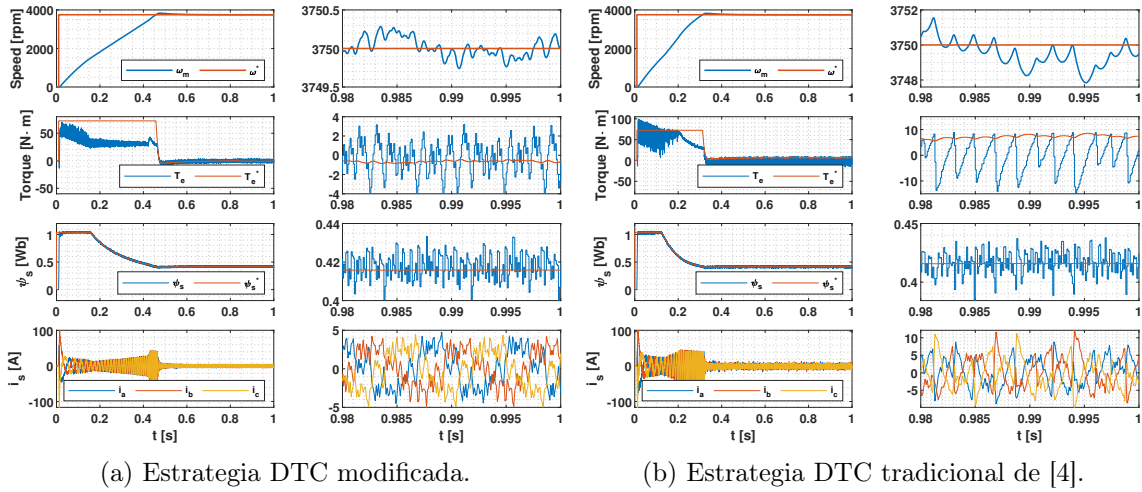


Figura 31: Resultados obtenidos en maniobra de arranque a zona de flujo debilitado en vacío, para las estrategias DTC modificada y tradicional.

Se aprecia evidentemente una mejor respuesta por parte de la estrategia DTC modificada en lo que respecta a las respuestas de velocidad, torque y corrientes en estado estacionario. Con respecto al flujo de estator, no se logra ver diferencias significativas entre las estrategias.

Por último, se puede apreciar una leve diferencia en la rapidez con la cual se alcanza el valor de referencia de velocidad, favoreciendo en este caso a la estrategia DTC de [4].

6.4.4. Arranque a zona de flujo debilitado con carga máxima

En la figura 32 se muestran los resultados obtenidos en ambas estrategias, al realizar una maniobra de arranque a zona de flujo debilitado con un valor de carga que logra la demanda de corriente nominal por parte del motor en estado estacionario. Similar al caso anterior, los resultados favorecen claramente a la estrategia DTC modificada en las respuestas de velocidad, torque y corriente. De la misma forma, la respuesta del flujo de estator no evidencia diferencias significativas entre las estrategias DTC.

Por último, en esta maniobra en particular se logra apreciar de mejor manera la diferencia entre los tiempos que demoran en alcanzar la velocidad de referencia cada una de las estrategias DTC, favoreciendo a la estrategia DTC de [4], la cual demora aproximadamente la mitad del tiempo que su contraparte. Como se explicó anteriormente, esta diferencia en la rapidez con la cual se alcanza el estado estacionario está ligada principalmente a los controladores de histéresis de torque propuestos en ambas estrategias. Por un lado, en la estrategia DTC modificada se incluye la **Shift Function** que permite limitar el torque máximo en el estado transitorio. Además, la amplitud óptima encontrada para la velocidad de referencia dada es particularmente grande en esta estrategia, lo que hace que actúen principalmente los vectores de tensión medianos de la tabla de conmutación, logrando así menores ripples de torque en los estados transitorio y estacionario. Por otro lado, en la estrategia DTC de [4],

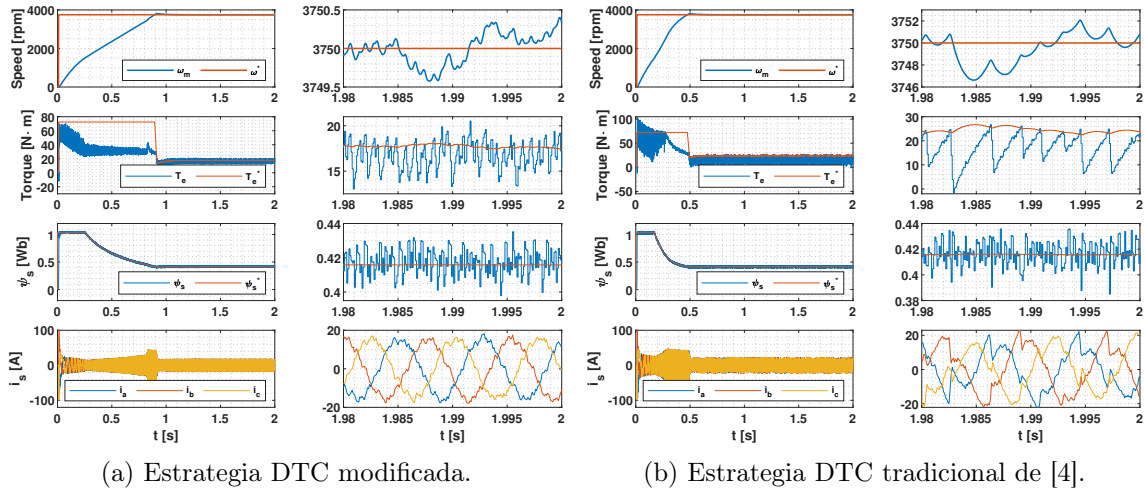


Figura 32: Resultados obtenidos en maniobra de arranque a zona de flujo debilitado con carga máxima (corriente nominal en estado estacionario), para las estrategias DTC modificada y tradicional.

no se limita el torque máximo en el estado transitorio, lo cual hace que se tenga un sobrepaso considerable con respecto al valor de saturación del torque. Además, la amplitud del controlador de histéresis para esta estrategia es constante y bastante pequeña (3%), lo cual permite que actúen los vectores de tensión grandes de la tabla de conmutación, lo que se traduce en mayores ripples de torque en estado transitorio y estacionario, pero una rapidez con la que se alcanza el valor de referencia de velocidad mucho mayor en comparación con la estrategia DTC modificada.

6.4.5. Inversión de marcha nominal en vacío

En la figura 33 se muestran los resultados obtenidos en ambas estrategias DTC, al realizar una maniobra de inversión de marcha a velocidad nominal en vacío.

Con respecto a la velocidad del motor, se puede observar que con la estrategia DTC modificada existen variaciones de velocidad considerablemente menores que con la estrategia tradicional DTC. Además, en lo que respecta al estado transitorio, los tiempos en los que se alcanza la velocidad de referencia son muy similares entre ambas estrategias.

Con respecto al torque desarrollado por el motor, se pueden apreciar ripples de torque mucho mas bajos en la estrategia DTC modificada, además de un mejor seguimiento de la señal de referencia en estado estacionario. Cabe destacar que, debido a la naturaleza de la maniobra, el ajuste del estado transitorio en la estrategia DTC modificada no logra limitar el valor mínimo de torque por sobre el valor de saturación, el cual se alcanza al momento de hacer el cambio en la referencia de velocidad. Con respecto al flujo de estator, se puede observar un mejor comportamiento de la señal de referencia en la estrategia DTC modificada. Esto se debe principalmente a las grandes variaciones de velocidad que se presentan en la estrategia DTC de [4]. Por último, con respecto a las corrientes del estator, se logra apreciar una clara dis-

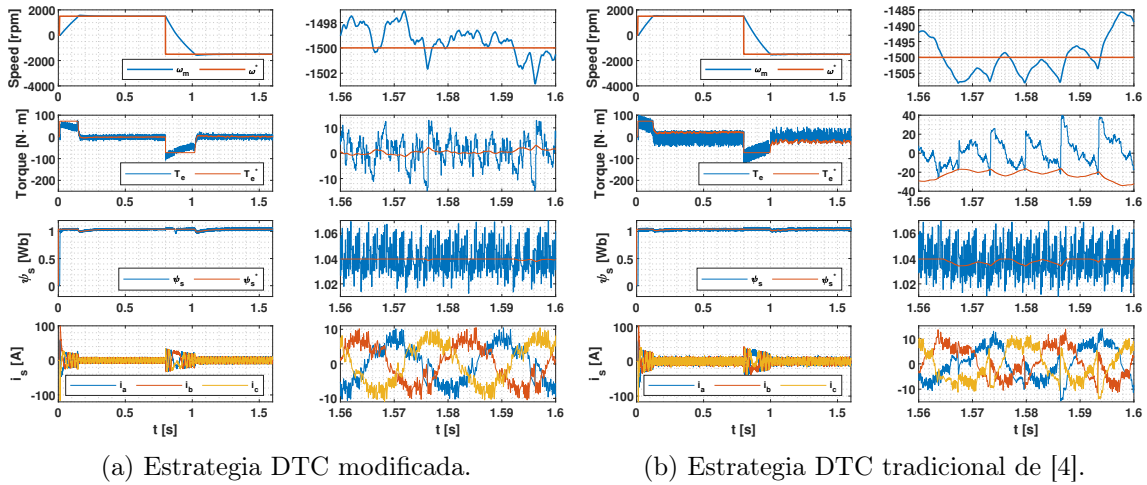


Figura 33: Resultados obtenidos en maniobra de inversión de marcha a velocidad nominal en vacío, para las estrategias DTC modificada y tradicional.

minución del contenido armónico de las corrientes inyectadas en estado estacionario con la estrategia DTC modificada, en comparación con su contraparte. Además, al momento de realizar el cambio en la referencia de velocidad, se logran apreciar peaks de corriente levemente menores en la estrategia DTC modificada, lo cual es un punto a favor pensando en prolongar la vida útil del motor, pues las partes involucradas sufren un menor estrés térmico.

6.4.6. Perturbación de carga nominal a velocidad nominal

En la figura 34 se muestran los resultados obtenidos en ambas estrategias, al realizar una maniobra de carga nominal con el motor girando a velocidad nominal.

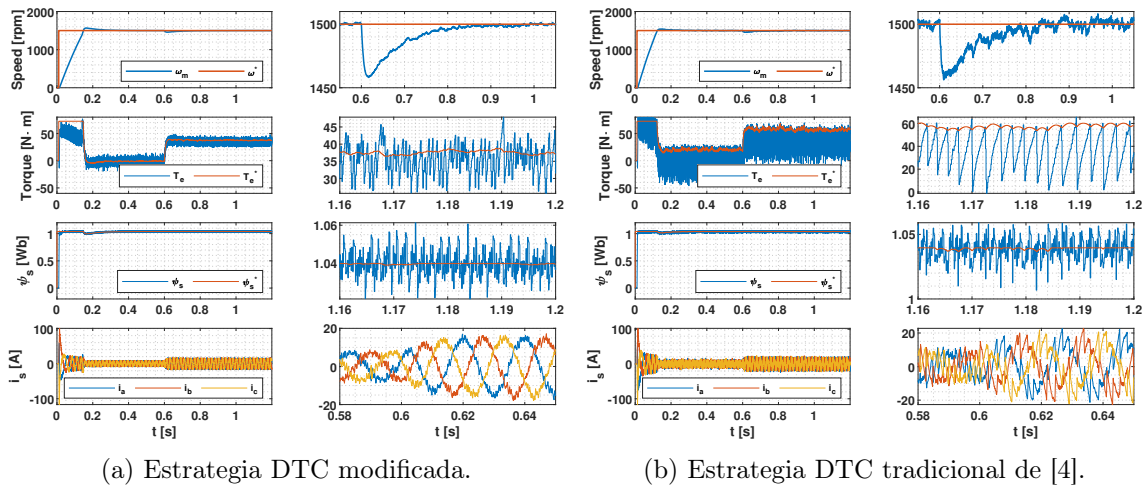


Figura 34: Resultados obtenidos en maniobra de perturbación con carga nominal a velocidad nominal, para las estrategias DTC modificada y tradicional.

Con respecto a la respuesta de la velocidad del motor, se logra apreciar que al

momento de cargar el motor con Torque nominal, el tiempo en que se mitiga la perturbación es de aproximadamente 0.4 segundos en ambas estrategias. Esto es esperable debido a que el rechazo a perturbaciones del sistema depende únicamente de los parámetros del controlador PI de velocidad. Con respecto a esto último, se esperaba que el rechazo a perturbaciones fuese bastante lento debido a que el ajuste del controlador se realizó también buscando una respuesta escalón lenta y sobre-amortiguada.

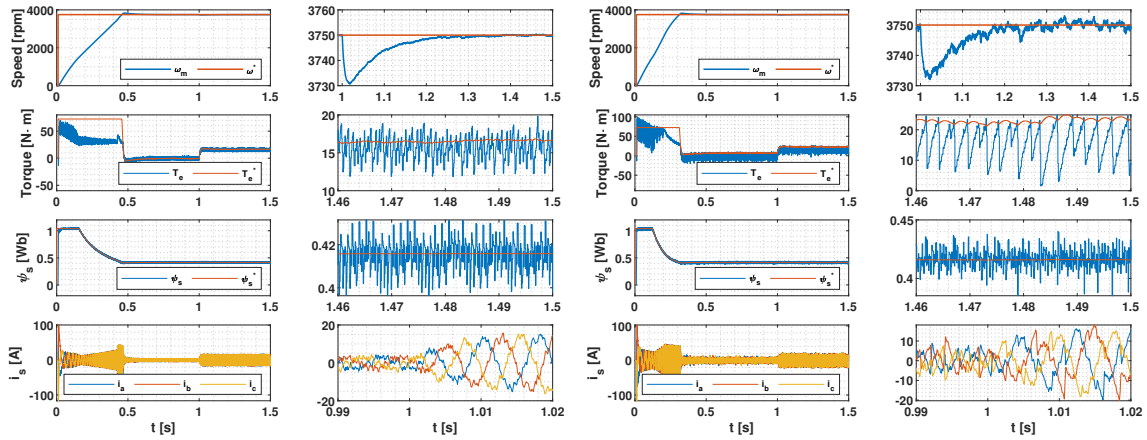
Con respecto al torque eléctrico desarrollado por el motor, se pueden apreciar ripples de torque excesivamente grandes en la estrategia DTC tradicional de [4], los cuales provocan variaciones muy notorias en la respuesta de velocidad del motor al momento de realizar la perturbación de carga nominal. Por otro lado, se puede ver que el seguimiento a la señal de referencia es mucho mejor en la estrategia DTC modificada debido a la inclusión de la **Shift Function**. Cabe destacar que se logra apreciar una leve discrepancia entre el valor de referencia y el valor medio del torque eléctrico, lo cual era esperable debido a que el ajuste del error en estado estacionario fue hecho en base a maniobras de arranque en vacío, lo cual no asegura el ajuste correcto al cargar el motor.

Con respecto al flujo de estator, no se logra evidenciar diferencias significativas entre las estrategias DTC, salvo algunas oscilaciones menores en el valor de referencia mostrado con la estrategia DTC de [4].

Por último, con respecto a las corrientes de estator, se logra apreciar claramente una mejoría en el contenido armónico de las corrientes mostradas en la estrategia DTC modificada. Esto último se justifica por la disminución en el ripple del torque eléctrico generado por la elección de la amplitud óptima de la banda de histéresis.

6.4.7. Perturbación de carga máxima en zona de flujo debilitado

En la figura 35 se muestran los resultados obtenidos en ambas estrategias, al realizar una maniobra de carga máxima con el motor girando a 3750 rpm, lo cual corresponde a la zona de flujo debilitado.



(a) Estrategia DTC modificada.

(b) Estrategia DTC tradicional de [4].

Figura 35: Resultados obtenidos en maniobra de perturbación con carga máxima en zona de flujo debilitado, para las estrategias DTC modificada y tradicional.

Similar al caso anterior, el tiempo en que se mitiga la perturbación es de aproximadamente 0.4 segundos, en ambas estrategias.

Los resultados exhibidos favorecen a la estrategia DTC modificada en lo que respecta a variaciones de velocidad, ripples de torque, limitación del torque máximo en estado transitorio, seguimiento de la referencia en estado estacionario y contenido armónico de las corrientes.

7. Comentarios y trabajos futuros

El aporte principal de este trabajo consistió en el estudio de nuevas funciones que modifican el esquema tradicional DTC, específicamente el controlador de histéresis del torque eléctrico. Con esto, se consiguió ajustar el esquema para obtener una respuesta optimizada de torque en base a criterios que lograron cuantificar, de manera simplificada, los principales indicadores de desempeño en el control: el ripple máximo del torque eléctrico en estado estacionario y el seguimiento de la señal de referencia de torque, tanto en estado transitorio como estacionario.

A partir de un algoritmo iterativo, fue posible determinar los valores óptimos de amplitud y desplazamiento del controlador de histéresis para un amplio rango de velocidades de la máquina. Con esto, se construyeron las funciones óptimas que fueron incluidas al esquema DTC tradicional de [4], y que permitieron mejorar de manera significativa la respuesta del torque electromagnético, en lo que respecta a los altos ripples y el seguimiento a la señal de referencia, además del contenido armónico observado en las corrientes del motor y las oscilaciones presentadas en la respuesta de velocidad.

Este trabajo fue publicado y presentado como paper para la conferencia 50th IECON Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society 2024, con el nombre: “*A novel optimization of Torque performance using DTC strategy implemented in a 3L-NPC for induction machine*”, y se espera que sirva como punto de partida para una futura implementación experimental del esquema DTC con las modificaciones incluidas.

Un punto importante a destacar de esta memoria es: que los algoritmos desarrollados para la obtención de las funciones que optimizan la respuesta de torque son totalmente genéricos e independientes del tipo de máquina eléctrica y convertidor. Por ende, los métodos de optimización que se dieron a conocer poseen gran capacidad de adaptación y flexibilidad para comprobar su validez de forma experimental, en el sentido de que no es necesario buscar configuraciones demasiado específicas para lograr buenos resultados.

Por último, mencionar que la implementación del esquema DTC modificado que se desarrolló en este trabajo de memoria, fue puesta a prueba en el laboratorio de investigación de accionamientos eléctricos (LIACE) de la UTFSM. Sin embargo, el inconveniente principal que impidió obtener resultados de forma experimental fue la estimación del flujo de estator, el cual presentó una respuesta demasiado ruidosa. Esto podría ser atribuido a la naturaleza del estimador, el cual utiliza la medición de tensiones de estator y que tiene como único parámetro asociado de la máquina a la resistencia de estator R_s , cuyo valor no se mantiene constante durante la realización de maniobras.

Tal como se mostró en la tabla 2, uno de los principales requerimientos del esquema DTC es la necesidad de una estimación precisa del flujo de estator, con lo cual se espera establecer este requerimiento como punto de partida para un futuro trabajo de investigación, que permita comprobar la validez experimental del esquema DTC desarrollado en esta memoria.

Para conseguir este requerimiento en trabajos futuros, se sugiere comenzar por una

revisión de los trabajos [7], [8] y [9], en donde se estudia y comprueba la efectividad de algoritmos de compensación, que permiten corregir el valor del parámetro R_s del estimador de flujo en la marcha.

Otra opción que suena atractiva es implementar el conocido *filtro de Kalman*, el cual se estudia en [25] y [26] aplicado a la máquina de inducción. Este último ha mostrado muy buenos resultados con el esquema DTC, incluso en aplicaciones de tipo sensorless [27], pero cuya desventaja radica en su costo computacional, lo cual podría afectar de forma negativa los tiempos de cálculo del esquema DTC, mitigando un poco una de sus ventajas principales.

Como última sugerencia, se invita a estudiar el uso del estimador de flujo basado en el modelo de corrientes [18], en donde se estima el flujo del rotor de la máquina y posteriormente se estima el flujo de estator, a partir de la relación que existe entre ellos. La ventaja de este estimador es que requiere únicamente de la medición de las corrientes de la máquina, pero su desventaja principal es que depende de los parámetros inductivos L_s , L_r y L_m , cuyos valores no se mantienen constantes durante la realización de maniobras, pues dependen fuertemente del grado de magnetización de la máquina.

Se espera que esta memoria sea una referencia para una posterior implementación y comprobación experimental de los resultados del esquema DTC modificado, lo cual por temas de tiempo, excedió los alcances del trabajo. Sin embargo, el mejoramiento notorio de la respuesta obtenida en el torque electromagnético genera grandes expectativas en lo que respecta a posicionar el método de control DTC como una propuesta atractiva en el mercado, para aplicaciones industriales que se prevee tengan un futuro brillante como lo son la electromovilidad y la generación eólica.

8. Conclusiones

En primer lugar, en este trabajo se comprobó a partir de simulaciones, que haciendo uso de la tabla de conmutación mostrada en [4] para la implementación de la estrategia DTC tradicional con un inversor 3L-NPC y con un tiempo de muestreo de $100 \mu s$, se obtienen mejores resultados que usando la tabla de conmutación mostrada en [3]. Esta comparación permitió poner a prueba las limitaciones prácticas de cada una de las estrategias en lo que respecta al tiempo de muestreo, pensando en una futura implementación real del esquema de control.

A partir de la observación de diversas maniobras, se logró identificar los principales problemas de las simulaciones del esquema de control DTC con la tabla de conmutación elegida, los cuales se hicieron notar principalmente en la respuesta del torque eléctrico desarrollado por el motor. Estos fueron: ripples de torque elevados y mal seguimiento de la señal de referencia en estado estacionario.

Para solucionar el problema de los altos ripples de torque en estado estacionario, se obtuvieron los valores de amplitud ΔT_e que lograron reducir de mayor forma el criterio establecido en la expresión (21), en donde se cuantifica el ripple del torque. A partir de un algoritmo iterativo, basado en la realización de una maniobra de arranque en vacío del motor, a diferentes velocidades de referencia, se logró implementar la función $\Delta T_{e,OPT}(\omega^*)$, la cual selecciona la amplitud del controlador de histéresis que genera el mínimo ripple de torque en estado estacionario, para un amplio rango de velocidades de referencia del motor.

Posteriormente, se logró ajustar la diferencia percibida entre el valor medio del torque eléctrico desarrollado por el motor, y la señal de referencia de torque en estado estacionario. Basándose en el trabajo mostrado en [15], se agregó un valor de desplazamiento en el controlador de histéresis del Torque. Al igual que para el problema de los altos ripples de torque en estado estacionario, se obtuvieron los valores de desplazamiento $\Delta_{e,OPT}(\omega^*)$ que minimizan el criterio establecido en la expresión (23), que cuantifica la diferencia entre las señales de referencia y valor medio del torque. El algoritmo iterativo también se hizo a partir de una maniobra de arranque en vacío del motor, con diferentes escalones de velocidad de referencia.

Al implementar el desplazamiento del comparador de histéresis, se observó que el estado transitorio de la maniobra presentó inconvenientes, producidos por peaks elevados de torque por sobre el valor de saturación del controlador PI. Con la misma idea de desplazar las bandas de histéresis, se ajustó también el estado transitorio de la respuesta del torque, a partir de un nuevo criterio de optimización pensado para reducir la diferencia entre los peaks máximos del torque y el valor de saturación, en maniobras que requieran altas corrientes. Con esto, se creó la denominada **Shift Function** $SF_{T_e}(\omega^*, \omega_m)$ y se incluyó a la simulación del esquema DTC, logrando así agregar los desplazamientos óptimos al controlador de histéresis de Torque y permitir al esquema de control diferenciar los estados transitorio y estacionario.

Por último, para mostrar el desempeño del esquema al incluir las funciones $\Delta T_{e,OPT}(\omega^*)$ y $SF_{T_e}(\omega^*, \omega_m)$, se realizó una comparación entre: la estrategia DTC tradicional modificada con las nuevas funciones y la estrategia DTC tradicional de [4]. Se realizaron diversas maniobras como régimen motor, mostrando las respuestas de velocidad, torque eléctrico, flujo de estator y corrientes de estator. Se puso énfasis en analizar las oscilaciones en la velocidad, los ripples de torque en estado estacionario, seguimiento de señales de referencia, peaks del torque en estado transitorio y contenido armónico de las corrientes de estator en estado estacionario.

Los resultados en las distintas maniobras favorecen a la estrategia DTC modificada, la cual mostró mejoras sustanciales y claramente observables en los puntos de énfasis mencionados anteriormente. Cabe destacar que, una ventaja de la estrategia DTC tradicional de [4] fue que mostró tiempos considerablemente menores en alcanzar los valores de referencia de velocidad, sobre todo en el caso de arranque con carga nominal. Esto se debe principalmente a la limitación del valor máximo de torque en estado transitorio que se incluyó en la estrategia DTC modificada, la cual busca principalmente limitar el tiempo de inyección de altas corrientes transitorias en las maniobras de arranque.

Es de interés destacar que las funciones que permitieron modificar la respuesta del torque eléctrico se obtuvieron de una forma totalmente genérica, por lo que el algoritmo de optimización puede ser replicado para configuraciones del esquema DTC con otra máquina eléctrica o incluso con otro tipo de convertidor. Con esto, se propone posicionar este trabajo como punto de partida para futuras investigaciones, en donde se compruebe de forma experimental el método de ajuste estudiado para el comparador de histéresis de Torque del esquema DTC. A partir de esto, se busca incitar a realizar una comparación del esquema modificado con sus contrapartes FOC y PTC, esperando que los resultados favorezcan al esquema DTC, y así, ubicarlo como una sólida opción para aplicaciones como: aerogeneradores y vehículos eléctricos, sobresaliendo por su rápida respuesta dinámica, calidad de contenido armónico y simplicidad de implementación.

A. Parámetros del motor y simulación

Parámetros del motor de inducción	
$V_{LL,nom}$	400 [V_{RMS}]
P_{nom}	5.5 [kW]
n_{nom}	1450 [rpm]
T_{nom}	36.2215 [N·m]
$\psi_{s,nom}$	1.0396 [Wb]
f_{nom}	50 [Hz]
p	2
R_s	1.0213 [Ω]
R_r	0.8479 [Ω]
L_s	0.1455 [H]
L_r	0.1454 [H]
L_m	0.1416 [H]
J	0.042 [$\text{kg} \cdot \text{m}^2$]

Tabla 3: Parámetros del SCIM usado para la simulación del esquema DTC tradicional.

Parámetros de simulación	
$\Delta\psi_s$	1 %
V_{dc}	685.8571 [V]
T_s	100 [μs]
K_p	3.77
K_i	0.0047705
Límites de saturación PI	$\pm 2T_{nom}$
Tabla de conmutación	[4]

Tabla 4: Parámetros de simulación usados para la configuración del esquema DTC tradicional [13].

Referencias

- [1] MINISTERIO DE ENERGÍA, ESTRATEGIA NACIONAL DE ELECTROMOVILIDAD, PLATAFORMA DE ELECTROMOVILIDAD, ENERO 2022
- [2] MINISTERIO DE ENERGÍA, LEY 20698: PROPICIA LA AMPLIACIÓN DE LA MATRIZ ENERGÉTICA, MEDIANTE FUENTES RENOVABLES NO CONVENCIONALES, BIBLIOTECA DEL CONGRESO NACIONAL DE CHILE (BCN), 22 DE OCTUBRE 2013.
- [3] Y. FARAJPOUR, M. ALZAYED, H. CHAOUI AND S. KELOUWANI, "A NOVEL SWITCHING TABLE FOR A MODIFIED THREE-LEVEL INVERTER-FED DTC DRIVE WITH TORQUE AND FLUX RIPPLE MINIMIZATION," INTELLIGENT ROBOTIC AND ENERGY SYSTEMS (IRES) RESEARCH GROUP, DEPARTMENT OF ELECTRONICS, CARLETON UNIVERSITY, OTTAWA, ON K1S 5B6, CANADA, 2020.
- [4] I. MESSAIF, E. M. BERKOUK AND N. SAADIA, "PERFORMANCES OF DTC SYSTEM FED BY A THREE-LEVEL NPC VSI," 4TH INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER ENGINEERING, ENERGY AND ELECTRICAL DRIVES, ISTANBUL, TURKEY, 2013, PP. 1471-1476, DOI: 10.1109/POWERENG.2013.6635832.
- [5] A. KUNDU ET AL., "PERFORMANCE ANALYSIS OF SPLIT-PHASE NINE-SWITCH INVERTER WITH REDUCED POWER LOSSES FOR 800 VOLTS TRACTION APPLICATION", IECON 2019 - 45TH ANNUAL CONFERENCE OF THE IEEE INDUSTRIAL ELECTRONICS SOCIETY, LISBON, PORTUGAL, 2019, PP. 1944-1949, DOI: 10.1109/IECON.2019.8926737.
- [6] L. OUBOUBKER, M. KHAFALLAH, J. LAMTERKATI AND K. CHIKH, "COMPARISON BETWEEN DTC USING A TWO-LEVEL INVERTERS AND DTC USING A THREE LEVEL INVERTERS OF INDUCTION MOTOR," 2014 INTERNATIONAL CONFERENCE ON MULTIMEDIA COMPUTING AND SYSTEMS (ICMCS), MARRAKECH, MOROCCO, 2014, PP. 1051-1058, DOI: 10.1109/ICMCS.2014.6911167.
- [7] XIAO GUANG QU, BOHAN SONG AND HONGKUI LI, "DTC WITH ADAPTIVE STATOR FLUX OBSERVER AND STATOR RESISTANCE ESTIMATOR FOR INDUCTION MOTORS," 2010 8TH WORLD CONGRESS ON INTELLIGENT CONTROL AND AUTOMATION, JINAN, CHINA, 2010, PP. 2460-2463, DOI: 10.1109/WCICA.2010.5554725.
- [8] C. M. F. S. REZA AND S. MEKHILEF, "ONLINE STATOR RESISTANCE ESTIMATION USING ARTIFICIAL NEURAL NETWORK FOR DIRECT TORQUE CONTROLLED INDUCTION MOTOR DRIVE," 2013 IEEE 8TH CONFERENCE ON INDUSTRIAL ELECTRONICS AND APPLICATIONS (ICIEA), MELBOURNE, VIC, AUSTRALIA, 2013, PP. 1486-1491, DOI:10.1109/ICIEA.2013.6566602.
- [9] H. MOHAMED, B. ABDELMADJID AND B. LOTFI, "PERFORMANCE IMPROVEMENT OF SVM-DTC OF INDUCTION MACHINE DRIVE VIA BACKSTEPPING CONTROLLER AND STATOR RESISTANCE COMPENSATOR," 2019 INTERNATIONAL

CONFERENCE ON ADVANCED ELECTRICAL ENGINEERING (ICAEE), ALGIERS, ALGERIA, 2019, PP. 1-6, DOI:10.1109/ICAEE47123.2019.9014667.

- [10] PRESENTAN A LA COMUNIDAD DE TOCOPILLA PRIMER CAMIÓN 100 % ELÉCTRICO QUE OPERARÁ ENTRE LAS FAENAS DE SQM
- [11] Y. ZHANG, J. ZHU, Z. ZHAO, W. XU AND D. G. DORRELL, "AN IMPROVED DIRECT TORQUE CONTROL FOR THREE-LEVEL INVERTER-FED INDUCTION MOTOR SENSORLESS DRIVE," IN IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 27, NO. 3, PP. 1502-1513, MARCH 2012, DOI: 10.1109/TPEL.2010.2043543.
- [12] A. BENACHOUR, E. M. BERKOUK AND M. O. MAHMOUDI, "DTC-SVM CONTROL OF INDUCTION MACHINE FED BY THREE LEVEL NPC MATRIX CONVERTER," 2016 8TH INTERNATIONAL CONFERENCE ON MODELLING, IDENTIFICATION AND CONTROL (ICMIC), ALGIERS, ALGERIA, 2016, PP. 628-633, DOI: 10.1109/ICMIC.2016.7804188.
- [13] P. LEZANA, "APÉNDICE A: DISEÑO DE CONTROLADORES DIGITALES", DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA UNIVERSIDAD TÉCNICA FEDERICO SANTA MARÍA, VALPARAÍSO, CHILE.
- [14] M. TRINCADO, "COMPARACIÓN ENTRE EL CONTROL POR CAMPO ORIENTADO, CONTROL DIRECTO DE TORQUE Y CONTROL PREDICTIVO DE TORQUE EN MÁQUINAS DE INDUCCIÓN", DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA, UNIVERSIDAD TÉCNICA FEDERICO SANTA MARÍA, VALPARAÍSO, CHILE.
- [15] P. NAGANATHAN, S. SRINIVAS, H. ITTAMVEETIL, "FIVE-LEVEL TORQUE CONTROLLER-BASED DTC METHOD FOR A CASCADED THREE-LEVEL INVERTER FED INDUCTION MOTOR DRIVE," DEPARTMENT OF ELECTRICAL ENGINEERING, INDIAN INSTITUTE OF TECHNOLOGY MADRAS, CHENNAI, INDIA, 2017.
- [16] D. CASADEI, G. GRANDI, G. SERRA, A. TANI, "EFFECTS OF FLUX AND TORQUE HYSTERESIS BAND AMPLITUDE IN DIRECT TORQUE CONTROL OF INDUCTION MACHINES," ISTITUTO DI ELETTROTECNICA, UNIVERSITÀ DI BOLOGNA, BOLOGNA, ITALIA, 1994.
- [17] BORSE P.S., THAKRE M.P. AND MATALE N.P. 2022. 5-LEVEL TORQUE-HYSTERESIS CONTROLLER FOR DTC BASED IM DRIVE, INTERNATIONAL JOURNAL OF ENGINEERING, SCIENCE AND TECHNOLOGY, VOL. 14, NO. 3, PP. 104-111. DOI: 10.4314/IJEST.V14I3.12S
- [18] A. MORA, "CONTROL VECTORIAL DE MÁQUINAS DE INDUCCIÓN," DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA UNIVERSIDAD TÉCNICA FEDERICO SANTA MARÍA, DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA UNIVERSIDAD TÉCNICA FEDERICO SANTA MARÍA, SANTIAGO, CHILE, 2021.

- [19] H. BENBOUHENNI, "HYSTERESIS BASED ON ARTIFICIAL INTELLIGENCE TECHNIQUES OF SIX SECTORS DTC WITH VOLTAGE ZERO FOR INDUCTION MACHINE," DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE, ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE D'ORAN MAURICE AUDIN (ENPO-MA), BP : 1523 EL M'NOUER, ORAN, ALGERIA, ALGERIAN JOURNAL OF RESEARCH AND TECHNOLOGY.
- [20] I.ARIF, B.W.HARINI, F.YUSIVAR, "STATOR FLUX ORIENTED CONTROL OF THREE-PHASE INDUCTION MOTOR WITH IMPROVED DECOUPLING SCHEME", JOURNAL: PROCEEDING OF THE ELECTRICAL ENGINEERING COMPUTER SCIENCE AND INFORMATICS, : 2018, ISSN: 2407-439X
- [21] I. TAKAHASHI AND T. NOGUCHI, "A NEW QUICK-RESPONSE AND HIGH-EFFICIENCY CONTROL STRATEGY OF AN INDUCTION MOTOR," IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, PP. 820-827, 1986.
- [22] G. ABAD, J. LÓPEZ, M. A. RODRÍGUEZ, L. MARROYO, G. IWANSKI, "DOUBLY FED INDUCTION MACHINE: MODELING AND CONTROL FOR WIND ENERGY GENERATION APPLICATIONS", WILEY-IEEE PRESS, 2011.
- [23] J. MÜLLER, "APUNTES PARA LA ASIGNATURA CONVERSIÓN ELECTROMECÁNICA DE ENERGÍA," PP. 1-30 -1-33, UNIVERSIDAD TÉCNICA FEDERICO SANTA MARÍA, 2004.
- [24] J.F.GÓMEZ, B.GONZÁLEZ, M.FABIANI, E.PEREDA,"FUNDAMENTOS DE INGENIERÍA ELÉCTRICA TEMA 8: MÁQUINAS ASÍNCRONAS", UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA.
- [25] S. ALLAOUI, K. CHAFAA, Y. LAAMARI AND B. ATHAMENA, "INDUCTION MOTOR STATE ESTIMATION USING TUNED EXTENDED KALMAN FILTER,"2015 4TH INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRICAL ENGINEERING (ICEE), BOUMERDES, ALGERIA, 2015, PP. 1-5, DOI: 10.1109/INTEE.2015.7416676.
- [26] Z. LIU, G. FENG AND Y. HAN, "EXTENDED-KALMAN-FILTER-BASED MAGNET FLUX LINKAGE AND INDUCTANCE ESTIMATION FOR PMSM CONSIDERING MAGNETIC SATURATION," 2021 36TH YOUTH ACADEMIC ANNUAL CONFERENCE OF CHINESE ASSOCIATION OF AUTOMATION (YAC), NANCHANG, CHINA, 2021, PP. 430-435, DOI: 10.1109/YAC53711.2021.9486499.
- [27] S. KHADAR, A. KOUZOU AND A. HAFIFA, "SENSORLESS DIRECT TORQUE CONTROL OF INDUCTION MOTOR WITH AN OPEN-END STATOR WINDING USING AN ADAPTIVE LUENBERGER OBSERVER,"2018 15TH INTERNATIONAL MULTICONFERENCE ON SYSTEMS, SIGNALS AND DEVICES (SSD), YASMINE HAMMAMET, TUNISIA, 2018, PP. 1355-1362, DOI: 10.1109/SSD.2018.8570691.
- [28] P. GAJEWSKI AND K. PIENKOWSKI, "DIRECT TORQUE CONTROL AND DIRECT POWER CONTROL OF WIND TURBINE SYSTEM WITH PMSG," WROCŁAW UNIVERSITY OF TECHNOLOGY, DEPARTMENT OF ELECTRICAL MACHINES, DRIVES AND MEASUREMENTS, DOI:10.15199/48.2016.10.56

- [29] A. WIAM AND H. ALI, "DIRECT TORQUE CONTROL-BASED POWER FACTOR CONTROL OF A DFIG," ENERGY PROCEDIA 162 (2019) 296–305.
- [30] B.SINGH, P. JAIN, A. P. MITTAL AND J. R. P. GUPTA, "DIRECT TORQUE CONTROL: A PRACTICAL APPROACH TO ELECTRIC VEHICLE," 2006 IEEE POWER INDIA CONFERENCE, NEW DELHI, INDIA, 2006, PP. 4 PP.-, DOI: 10.1109/POWERI.2006.1632617.
- [31] BRAHIM, GASBAOUI AND CHAKER, ABDELKADER AND LAOUFI, ABDELLAH AND ALLAOUA, BOUMEDIENE AND NASRI, ABDELFAH. (2011). THE EFFICIENCY OF DIRECT TORQUE CONTROL FOR ELECTRIC VEHICLE BEHAVIOR IMPROVEMENT. SERBIAN JOURNAL OF ELECTRICAL ENGINEERING. 8. 10.2298/SJEE1102127G.
- [32] S. PRADHAN, A. K. SAHOO AND R. K. JENA, "COMPARISON OF DTC AND SVM - DTC OF INDUCTION MOTOR DRIVE FOR ELECTRIC VEHICLE APPLICATION," 2022 INTERNATIONAL CONFERENCE ON INTELLIGENT CONTROLLER AND COMPUTING FOR SMART POWER (ICICCSP), HYDERABAD, INDIA, 2022, PP. 01-06, DOI: 10.1109/ICICCSP53532.2022.9862317.
- [33] S.E. REZGUI, A. MEHDI, S. LEGRIOUI, H. MEDDOUCE, A.M. BOULAHIA, AND H. BENALLA, "IRFOC VS DTC PERFORMANCE COMPARISON ANALYSIS," 2013 3RD INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRIC POWER AND ENERGY CONVERSION SYSTEMS, YILDIZ TECLMICAL UNIVERSITY, ISTANBUL, TURKEY, OCTOBER 2-4,2013.
- [34] U.V. PATIL, H.M. SURYAWANSHI, AND M.M. RENGE, "PERFORMANCE COMPARISON OF DTC AND FOC INDUCTION MOTOR DRIVE IN FIVE LEVEL DIODE CLAMPED INVERTER," IEEE-INTERNATIONAL CONFERENCE ON ADVANCES IN ENGINEERING, SCIENCE AND MANAGEMENT (ICAESM -2012) MARCH 30, 31, 2012.