

UNIVERSIDAD TÉCNICA FEDERICO SANTA MARÍA DEPARTAMENTO
DE INGENIERÍA ELÉCTRICA
Valparaíso - Chile



CONTROL DE UNA MÁQUINA DE RELUCTANCIA CONMUTADA
ALIMENTADA POR UN INVERSOR HÍBRIDO MULTINIVEL DE
CAPACITORES FLOTANTES

MAXIMILIANO VARGAS HURTUBIA

MEMORIA DE TITULACIÓN PARA OPTAR AL TÍTULO DE
INGENIERO ELECTRICISTA

Profesores Guías
Pablo Lezana Illesca
Alejandro Angulo Cárdenas

15 de enero de 2026



CONSTANCIA DE VALIDACIÓN Y CONFIDENCIALIDAD DE MONOGRAFÍA A REPOSITORIO ACADÉMICO

1.- IDENTIFICACIÓN DEL TRABAJO ACADÉMICO

Tipo de monografía (marcar una opción): ☒ Memoria o trabajo de título ☐ Tesis de Postgrado

Título del trabajo: Control de una máquina de reluctancia conmutada alimentada por un inversor híbrido multinivel de capacitores flotantes.

Nombre del candidato(a): Maximiliano Vargas Hurtubia

Carrera / Grado: Ingeniería Eléctrica

Campus: Casa Central **Departamento:** Ingeniería Eléctrica

2.- VALIDACIÓN DEL PROFESOR GUÍA/DIRECTOR DE TESIS

Yo, Pablo Lezana Illesca, en mi calidad de profesor(a) guía/director(a) del trabajo académico mencionado anteriormente

DEJO CONSTANCIA que:

- He revisado esta versión del documento y corresponde a la versión final aprobada del trabajo.
- El trabajo cumple con los requisitos académicos y de formato establecidos por la institución.

3.- EVALUACIÓN DE CONFIDENCIALIDAD POR PROPIEDAD INDUSTRIAL (marcar una opción)

☒ El trabajo **NO contiene** información que amerite confidencialidad y puede ser publicado de inmediato en repositorio con acceso abierto.

☐ El trabajo **CONTIENE** información con potenciales implicancias de propiedad industrial o intelectual y requiere un periodo de confidencialidad (**embargo**) por (**marcar una opción**):

☐ 6 meses ☐ 12 meses ☐ 2 años ☐ 3 años ☐ 5 años ☐ 10 años

Fundamentación de la necesidad de confidencialidad (obligatorio si se solicita embargo):

4.- FIRMAS

Profesor(a) guía o director(a) de memoria o tesis:

Fecha: ____ 13/01/2026 ____ **Firma:** _____

Estudiante o Candidato(a):

Fecha: ____ 13/01/2026 ____ **Firma:** _____

Este formulario debe ser insertado como página 2 de la memoria o tesis, completado y firmado por estudiante y profesor(a) antes de la entrega en portal PRISMA de Biblioteca USM.

Intentémoslo con paciencia y disposición
MVH

Agradecimientos

A Dios por su fiel brújula y nunca haberme abandonado, incluso cuando el camino se volvió incierto, por estar vivo y por las bendiciones. A mi madre, *por su infinita bondad conmigo*. A mi padre por su apoyo constante y soporte. A Leandro, por haber sido el mejor compañero del mundo. A la Pau por su compañía en el largo proceso. Y a mis amigos, que siempre me esperaron y me dieron su cariño.

A las personas de pañol que me asistieron con implementos, en especial a Cristian Andrades, quien me ayudó con su voluntad y conocimientos desde el minuto cero cuando todo parecía confuso e incierto, por ayudarme a encontrar esas fallas que parecían imposibles y por los mensajes de aliento en los días difíciles. A la profe Margarita, que sin ser parte de mi memoria, me ayudó enormemente en muchas ocasiones. Al profesor Alejandro Angulo por su tiempo y disposición, que sin ser guía, me dio su retroalimentación en muchas reuniones. Al profesor Pablo Lezana, por haberme aceptado como memorista, por su retroalimentación y gestión durante este proceso. Y a Gonzalo Carrasco por su amabilidad, que sin conocerme me prestó apoyo técnico con la plataforma de control.

Al Mel Grunert por su profundo apoyo y revisión de la memoria, por ilustrarme como abordar ciertos problemas y por motivarme. Al Carlos Smart, por su conocimiento y trucos de los elementos del LIACE. Al Álvaro Ortiz, por su asistencia con los osciloscopios y el flying capacitor. Al Danilo Gálvez, por su tremenda solidaridad al compartir códigos y conocimientos de la brain. Al Andrés Carvajal, por haber contestado a todas mis dudas a la distancia. Al Rubén Colhuán por la instrucción en el CCS al comienzo. A la Camila Moro por su compañía, atención y ser el enlace del grupo. A la Fran Sánchez por luchar a la par cuando las memorias se pusieron difíciles. Al Nelson Jira por sus consejos con la Brain, al Sergio Céspedes por transmitirme la experiencia práctica del LIACE. Al Leonel Lizama, por su voluntad de enseñar y acogida. Al Tobal, porque siempre debatimos los desafíos de la memoria, propuso ideas y me ayudó a enfrentar los problemas técnicos. En general a los compañeros, por haberme asistido con códigos, enseñarme, debatir con pizarra cuando la memoria se ponía desafiante y hasta por las vueltas de los dioses.

Finalmente, agradezco a mí mismo por la paciencia, la disposición y el esfuerzo. Por la disciplina de intentar una y otra vez, por el valor de soportar el dolor sin rendirme y de nunca haber perdido la fe, incluso cuando el camino se volvió duro y solitario.

Resumen

En este trabajo se desarrolla, implementa y valida un esquema de control predictivo de conjunto finito (FCS–MPC) aplicado a una máquina de reluctancia conmutada (SRM) alimentada por un inversor híbrido multinivel de capacitores flotantes (HFCI). El estudio combina el modelado discreto del inversor, la predicción de las variables eléctricas relevantes y la ejecución en tiempo real del algoritmo en una plataforma digital.

El inversor HFCI, que combina un capacitor flotante con tres puentes asimétricos, ofrece múltiples niveles de tensión y una mejor calidad de onda respecto al convertidor asymmetric bridge converter (ABC) tradicional. Sin embargo, su elevado número de estados posibles aumenta considerablemente la carga computacional del controlador predictivo. Para hacer viable su implementación en tiempo real, se aplican simplificaciones basadas en el comportamiento eléctrico de la SRM y se optimiza el proceso de evaluación de estados dentro del horizonte de predicción.

Con los modelos discretos del inversor y de la máquina, se diseña un controlador FCS–MPC capaz de predecir el comportamiento futuro del sistema y seleccionar, en cada instante de muestreo, el estado de conmutación que minimiza una función de costo que considera el seguimiento de flujo y el balance de los capacitores flotantes. Se realizan simulaciones para comparar el desempeño del HFCI con el inversor ABC, mostrando que el HFCI reduce el rizado de corriente y mejora la forma de onda de tensión aplicada.

Finalmente, el esquema de control se implementa experimentalmente en un banco de ensayos que incorpora la SRM acoplada a una máquina de inducción operando como carga. Los resultados experimentales validan las tendencias observadas en simulación: el HFCI reduce la corriente máxima y disminuye el torque ripple en comparación con el inversor ABC. No obstante, en el seguimiento de flujo se observó experimentalmente que ambos inversores presentan una capacidad de seguimiento similar. A pesar de las limitaciones prácticas asociadas, el comportamiento general confirma el potencial del HFCI como convertidor adecuado para control predictivo de máquinas de reluctancia.

En conjunto, este trabajo demuestra la viabilidad de implementar FCS–MPC en una SRM utilizando un inversor multinivel híbrido, y establece una plataforma experimental sólida para investigaciones futuras.

Índice general

Resumen	III
Lista de figuras	VI
Lista de tablas	VII
1. Introducción	1
1.1. Objetivo General	2
1.2. Objetivos Específicos	2
2. Marco Teórico	3
2.1. Máquina de Reluctancia Conmutada	3
2.2. Torque Sharing Functions	7
2.3. Inversores para SRM	8
2.4. Control Predictivo por Modelo	11
3. Modelos Utilizados	14
3.1. Modelo de la Máquina	14
3.2. Modelo del Inversor de Capacitores Flotantes Híbrido	16
4. Implementación	18
4.1. Diseño del Control FCS-MPC	18
4.2. Posición Angular	24
4.3. Esquema de control	26
5. Resultados en simulación	28
5.1. Ángulos de conducción	28
5.2. Simulación ABC	30
5.3. Simulación HFCI	31
5.4. Comparación	33
6. Implementación Experimental	35
6.1. Controlador PI de Velocidad	39
6.2. Estrategia de control optimizada	39
6.3. Comparación Experimental	39
6.4. Maniobras	42
7. Conclusiones	47

Apéndices	48
-----------	----

Índice de figuras

2.1. SRM con configuración 12/8. Tomada de [1].	3
2.2. Flujo enlazado durante un ciclo eléctrico. Tomada de [1].	5
2.3. Secuencia genérica de conmutación. Tomada de [1].	6
2.4. Formas de onda TSF cúbico. Tomada de [1].	8
2.5. Modos de operación Puente Asimétrico. Tomada de [1].	8
2.6. Inversor de capacitores flotantes de 3 celdas.	10
2.7. Esquema general de un controlador MPC. Tomada de [2].	12
3.1. Mapa de torque $T(\theta, i)$	15
3.2. Mapa de flujo enlazado $\psi(\theta, i)$	15
3.3. Inversor de Capacitores Flotantes Híbrido	16
4.1. Esquema del algoritmo FCS-MPC.	23
4.2. Relación entre posición mecánica y eléctrica para una SRM 12/8. Tomada de [1].	24
4.3. Predicción angular para los horizontes $k + 1$ y $k + 2$	26
4.4. Esquema simplificado del sistema de control.	27
5.1. Torque ripple (izquierda) y torque medio (derecha) para diferentes combina- ciones de θ_{on} y θ_{off} . Generadas en MATLAB.	28
5.2. Torque ripple (izquierda) y torque medio (derecha) para diferentes valores de θ_{ov} con $\theta_{on} = 40^\circ$ y $\theta_{off} = 160^\circ$. Generadas en MATLAB.	29
5.3. Formas de onda del sistema ABC a 600 rpm y torque nominal.	30
5.4. Formas de onda del sistema HFCI a 600 rpm y torque nominal.	31
6.1. Disposición general del sistema experimental.	35
6.2. Inversor de Capacitores Flotantes (HFCI).	37
6.3. Inversor de Puentes Asimétricos (ABC).	37
6.4. Componentes del sistema experimental: (a) Plataforma de control BRAIn, (b) Interfaz de usuario, (c) Tarjetas de medición, (d) Tarjetas de disparo.	38
6.5. Desempeño experimental del inversor ABC.	40
6.6. Desempeño experimental del inversor HFCI.	41
6.7. Ensayo de arranque.	42
6.8. Ensayo de frenado.	43
6.9. Ensayo de inversión de giro.	44
6.10. Ensayo de conexión de carga.	45
6.11. Ensayo de desconexión de carga.	46

Índice de tablas

2.1. Relación entre ángulo eléctrico y sentido de giro en una SRM.	6
2.2. Estados del puente asimétrico.	9
2.3. Estados del inversor de capacitores flotantes.	10
4.1. Métodos implementados para la estimación de la aceleración angular.	25
5.1. Resultados comparativos entre ABC y HFCI	34
6.1. Parámetros del convertidor HFCI del banco experimental	36
6.2. Parámetros del convertidor ABC del banco experimental	36
6.3. Comparación de métricas de desempeño: ABC vs HFCI	41
1. Datos de placa Máquina de inducción	50
2. Datos de placa SRM	50
3. Parámetros del sensor de torque	50
4. Parámetros del conversor resolver–digital MSX-RDC-17	51
5. Dispositivos utilizados en el sistema experimental	51

Nomenclatura

Variables eléctricas y parámetros del sistema

Símbolo	Descripción	Unidad
$v(t)$	Tensión instantánea de fase	V
$i(t)$	Corriente instantánea de fase	A
v_a, v_b, v_c	Tensiones aplicadas a las fases A, B y C	V
i_a, i_b, i_c	Corrientes de fase A, B y C	A
$\hat{I}$	Corriente máxima instantánea	A
I_{rms}	Corriente eficaz en un ciclo eléctrico	A
V_{dc}	Tensión del enlace de continua	V
v_{c1}, v_{c2}	Tensiones en los condensadores flotantes 1 y 2	V
v_{c3}	Tensión en el condensador del bus de continua	V
i_{c1}, i_{c2}	Corrientes de los condensadores flotantes 1 y 2	A
i_x	Corriente intermedia del HFCI	A
i_t	Corriente total vista por el inversor FC	A
$C_{f1,2}$	Capacitancia de los condensadores flotantes	F
R	Resistencia de fase / carga	Ω
$L(\theta, i)$	Inductancia de fase dependiente de θ e i	H
$\psi(\theta, i)$	Flujo enlazado de fase	Wb
ψ^{ref}	Referencia de flujo enlazado	Wb
ψ_{nom}	Flujo base utilizado para normalización	Wb
$v_{c1}^{\text{ref}}, v_{c2}^{\text{ref}}$	Referencias de tensión en condensadores flotantes	V
T	Torque electromagnético de la SRM	N m
T_{ref}	Referencia de torque total	N m
T_x	Contribución de torque de la fase x	N m
T_{ripple}	Rizado de torque (definición según capítulo)	%
T_{RMSE}	Error cuadrático medio de torque	%
T_{error}	Error promedio de torque respecto a su referencia	%
ε_{ψ}	Error medio de seguimiento de flujo	%
f_{sw}	Frecuencia de conmutación del inversor	Hz
T_s	Período de muestreo del controlador	s
T_{ciclo}	Duración de un ciclo eléctrico	s
N_K	Número de muestras por ciclo eléctrico	—

Magnitudes mecánicas y variables angulares

Símbolo	Descripción	Unidad
θ	Ángulo eléctrico general	rad / °
θ_{mec}	Posición mecánica del rotor	rad / °
$\theta_a, \theta_b, \theta_c$	Ángulos eléctricos de las fases A, B y C	rad / °
θ_{on}	Ángulo de encendido de fase	° eléctricos
θ_{off}	Ángulo de apagado de fase	° eléctricos
θ_{ov}	Ángulo de solapamiento entre fases	° eléctricos
N_{s1}^{mec}	Posición mecánica del polo 1 del estator	° mecánicos
N_{r1}^{mec}	Posición mecánica del polo 1 del rotor	° mecánicos
N_{s1}^{elect}	Posición eléctrica del polo 1 del estator	° eléctricos
ω	Velocidad angular del rotor	rad s ⁻¹
α	Aceleración angular del rotor	rad s ⁻²

Variables de control y conmutación

Símbolo	Descripción	Unidad
S_1, S_2, S_3	Estados de los interruptores del FC	—
S_{1x}, S_{2x}	Estados del puente asimétrico de la fase x	—
$\bar{S}$	Complemento lógico de la señal S	—
S^k, S^{k+1}	Estado del inversor aplicado en los instantes k y $k + 1$	—
λ_ψ	Peso de la referencia de flujo en la función de costo	—
λ_c	Peso de los voltajes de condensador en la función de costo	—
g	Valor de la función de costo del controlador FCS–MPC	—
k	Índice de muestreo actual	—
$k+1, k+2$	Instantes de predicción del controlador	—
TSF	<i>Torque Sharing Function</i>	—
LUT	<i>Look-Up Table</i>	—
HFCI	<i>Hybrid Flying Capacitor Inverter</i>	—
ABC	<i>Asymmetric Bridge Converter</i>	—
SRM	<i>Switched Reluctance Machine</i>	—
FCS–MPC	<i>Finite Control Set - Model Predictive Control</i>	—

Capítulo 1

Introducción

Los motores eléctricos constituyen uno de los pilares fundamentales del desarrollo industrial, comercial, residencial y del transporte moderno. Su alta eficiencia, facilidad de mantenimiento y amplia disponibilidad en distintas potencias han impulsado su masiva adopción, siendo los motores de inducción la tecnología predominante en el rango de potencias medias [1]. Sin embargo, la creciente competitividad del mercado y la necesidad de alternativas más robustas y económicas han motivado el interés por topologías no tradicionales. Entre ellas, la Máquina de Reluctancia Conmutada (SRM) ha emergido como una opción atractiva gracias a su construcción simple, ausencia de imanes permanentes y alta tolerancia térmica.

A pesar de estas ventajas, las SRM presentan desafíos relevantes para su utilización práctica, entre los que destacan el marcado rizado de torque, el ruido acústico y la no linealidad de sus curvas características. Estas limitaciones demandan estrategias avanzadas de conversión de potencia y control, cuya implementación sólo ha sido posible gracias al desarrollo reciente en electrónica de potencia y plataformas digitales de control de alta velocidad.

En este contexto, los convertidores multinivel han demostrado ser una alternativa prometedora, pues permiten actuaciones con mayor sensibilidad reduciendo así el rizado de corriente, disminuyendo las pérdidas de conmutación y mejorando la calidad de las formas de onda [3]. Entre estas topologías destaca el *Hybrid Flying Capacitor Inverter* (HFCI), un convertidor que combina celdas flotantes en el dc-link con una etapa inversora y que entrega múltiples niveles discretos de tensión. Esta característica lo convierte en un candidato atractivo para alimentar máquinas altamente no lineales como las SRM.

Paralelamente, el *Finite Control Set Model Predictive Control* (FCS-MPC) se ha posicionado como una técnica adecuada para el control de SRM debido a su capacidad de manejar sistemas no lineales sin necesidad de modelos linealizados y su facilidad para incorporar múltiples objetivos de control. Dado que FCS-MPC requiere evaluar explícitamente los estados posibles del convertidor, su desempeño depende de la topología utilizada y del número de niveles disponibles.

Considerando lo anterior, este trabajo implementa un convertidor HFCI alimentando una SRM para evaluar su efecto sobre el comportamiento dinámico de corriente, tensión y torque, comparándolo con el control tradicional basado en un inversor de puente asimétrico (ABC). La estrategia de control utilizada se basa en trabajos previos sobre modulación y modelado del convertidor HFCI [4], así como modelo de la SRM desarrollado en [5]. Todo lo anterior se integra en un esquema FCS-MPC ejecutado en tiempo real sobre la plataforma digital BRAIn, permitiendo así evaluar experimentalmente el impacto de los niveles intermedios de tensión sobre el rizado de torque.

En conjunto, este trabajo busca aportar evidencia experimental sobre el potencial del HFCI como convertidor aplicable al control predictivo de máquinas de reluctancia, ofreciendo una alternativa híbrida que equilibra simplicidad, calidad de onda y eficiencia de conmutación. Asimismo, se desarrolla una plataforma experimental robusta que permitirá sustentar y facilitar futuras investigaciones en esta línea.

1.1. Objetivo General

Realizar el control de una máquina de reluctancia conmutada alimentada por un *Hybrid Flying Capacitor Inverter*, utilizando un esquema de *Finite Control Set Model Predictive Control*.

1.2. Objetivos Específicos

- Evaluar el efecto del convertidor Hybrid Flying Capacitor Inverter en la respuesta de corriente, tensión y torque de una máquina de reluctancia conmutada.
- Implementar un esquema de control predictivo FCS-MPC para una SRM alimentada mediante un convertidor HFCI.
- Comparar los resultados experimentales obtenidos con el HFCI frente a los obtenidos utilizando un convertidor de puente asimétrico.

Capítulo 2

Marco Teórico

2.1. Máquina de Reluctancia Conmutada

La máquina de reluctancia conmutada (SRM) es una de las topologías más antiguas dentro del campo de las máquinas eléctricas. Si bien su estructura es simple y robusta, históricamente su control resultó complejo debido a la necesidad de electrónica de potencia avanzada, tecnología que no estaba disponible en sus inicios. Con el avance de los inversores y los microcontroladores, la SRM ha experimentado un resurgimiento en diversas aplicaciones.

La máquina está compuesta por un **estator con polos salientes y bobinados concentrados**, y un **rotor también con polos salientes pero sin devanados ni imanes permanentes**. Esta ausencia de elementos activos en el rotor permite alcanzar altas velocidades y operar a temperaturas elevadas, además de reducir costos y aumentar la robustez mecánica. La Figura 2.1 muestra una sección transversal de una SRM 12/8 (12 polos en el estator, 8 en el rotor).

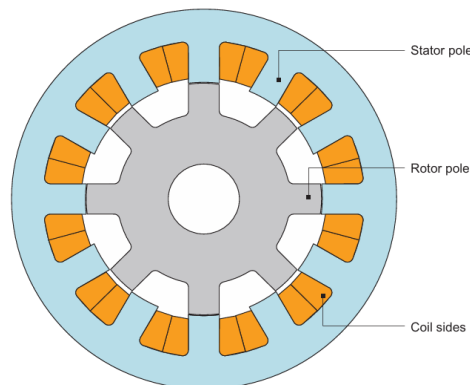


Figura 2.1: SRM con configuración 12/8. Tomada de [1].

A pesar de sus ventajas, las SRM presentan **torque pulsante y ruido acústico**, producto

de su principio electromagnético y del diseño de polos salientes. La naturaleza no lineal de sus ecuaciones de flujo y torque obliga al uso de modelos detallados, usualmente mediante tablas experimentales o simulaciones por elementos finitos.

2.1.1. Principio de operación

El funcionamiento de la SRM se basa en un principio electromagnético fundamental: *el flujo magnético tiende a recorrer el camino de menor reluctancia*. Al energizar una fase del estator, el flujo se concentra a través del polo del rotor más cercano, generando una fuerza que busca alinear ambos polos.

Como el rotor no posee devanados ni imanes, toda la excitación proviene del estator. Además, las fases suelen considerarse independientes debido al escaso acoplamiento magnético entre ellas. En estas condiciones, la ecuación de tensión instantánea por fase se expresa como:

$$v = Ri + \frac{d\psi}{dt} \quad (2.1)$$

donde v es la tensión aplicada, i la corriente, R la resistencia del bobinado y ψ el flujo enlazado.

Dado que el flujo enlazado depende de la corriente y de la posición angular del rotor,

$$\psi = \psi(\theta, i) \quad (2.2)$$

reemplazando en (2.1) y aplicando regla de la cadena se obtiene:

$$v = Ri + \frac{\partial \psi(\theta, i)}{\partial i} \frac{\partial i}{\partial t} + \frac{\partial \psi(\theta, i)}{\partial \theta} \frac{\partial \theta}{\partial t} \quad (2.3)$$

donde $\partial \psi(\theta, i)/\partial i$ representa la inductancia $L(\theta, i)$ y $d\theta/dt$ la velocidad angular ω , así obtenemos la ecuación general:

$$v = Ri + L(\theta, i) \frac{di}{dt} + \frac{\partial \psi(\theta, i)}{\partial \theta} \omega \quad (2.4)$$

Estos tres términos representan: caída de tensión en la resistencia, la caída inductiva (campo magnético) y fuerza electromotriz inversa proporcional a la velocidad.

2.1.2. Producción de torque

Como se muestra en [1] el torque se puede obtener multiplicando (2.4) por la corriente y obtener así una ecuación de potencia:

$$iv = i^2 R + iL(\theta, i) \frac{di}{dt} + i^2 \frac{\partial L(\theta, i)}{\partial \theta} \omega. \quad (2.5)$$

El segundo término puede reescribirse como:

$$iL(\theta) \frac{di}{dt} = \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} L(\theta) i^2 \right) - \frac{1}{2} i^2 \frac{dL(\theta)}{d\theta} \omega. \quad (2.6)$$

Sustituyendo en (2.5):

$$iv = i^2 R + \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} L(\theta) i^2 \right) + \frac{1}{2} i^2 \frac{dL(\theta)}{d\theta} \omega. \quad (2.7)$$

El primer término representa pérdidas por efecto Joule, el segundo corresponde a la variación de energía magnética almacenada y el tercero a la potencia convertida en el entrehierro. Igualando este último término a la potencia mecánica,

$$P = \tau\omega, \quad (2.8)$$

se obtiene el torque electromagnético:

$$T(\theta, i) = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL(\theta)}{d\theta}. \quad (2.9)$$

De esta expresión se concluye que: el torque es independiente del signo de la corriente, crece cuadráticamente con la corriente y su signo depende de $\frac{dL}{d\theta}$.

2.1.3. Caracterización angular

El comportamiento de la inductancia y del flujo dependientes del ángulo puede entenderse mediante dos posiciones clave del rotor:

- **Desalineada:** Cuando el polo del rotor está en la posición más alejada del polo del estator. En esta condición se presenta la máxima reluctancia y mínimo flujo enlazado, debido a que el entrehierro es máximo.
- **Alineada:** Cuando el polo del rotor está en la posición más cercana del polo del estator. En esta condición se presenta la mínima reluctancia y máximo flujo, ya que el circuito magnético presenta más núcleo ferromagnético.

Con ellas, se define el ciclo eléctrico como el intervalo entre dos posiciones desalineadas consecutivas. La Figura 2.2 muestra el flujo enlazado respecto al ángulo. Al acercarse los polos (alineamiento) aumenta la inductancia; al separarse (desalineamiento) disminuye. Comportamiento esperado al considerar la cantidad de hierro en el circuito magnético.

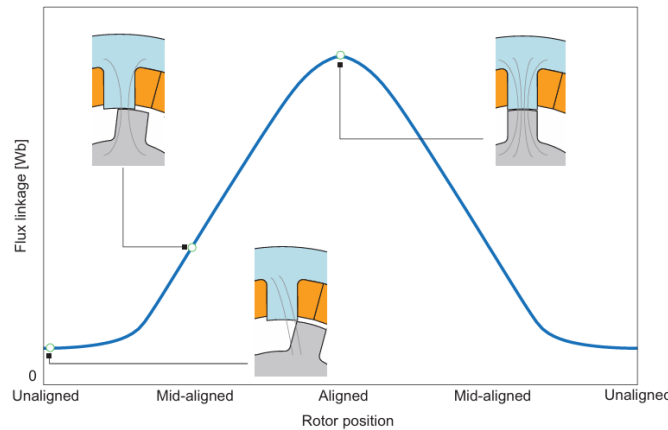


Figura 2.2: Flujo enlazado durante un ciclo eléctrico. Tomada de [1].

Como muestra (2.9), el torque es positivo cuando el rotor avanza desde la zona desalineada hacia la alineada. Por ello cada fase debe excitarse dentro de un intervalo angular específico. Excitar en la zona opuesta resultaría en torque negativo.

2.1.4. Principios de excitación de fase

Para producir torque continuo, las fases deben energizarse secuencialmente siguiendo el movimiento del rotor. Para cada fase se definen:

- Ángulo de encendido θ_{on} .
- Ángulo de apagado θ_{off} .
- Ángulo de solapamiento θ_{ov} .

Cuando $\theta > \theta_{on}$, la fase se energiza y la corriente aumenta. Al sobrepasar θ_{off} , la fase se desenergiza. En la zona de solapamiento dos fases conducen simultáneamente, permitiendo la transición suave del torque. Note que en general sólo 1 fase está activa, lo que se denomina periodo de conducción. Cuando se está entre ángulos de solapamiento, una fase se está desmagnetizando y en la otra la corriente está aumentando, esta zona se denomina conmutación como se ilustra en la figura 2.3.

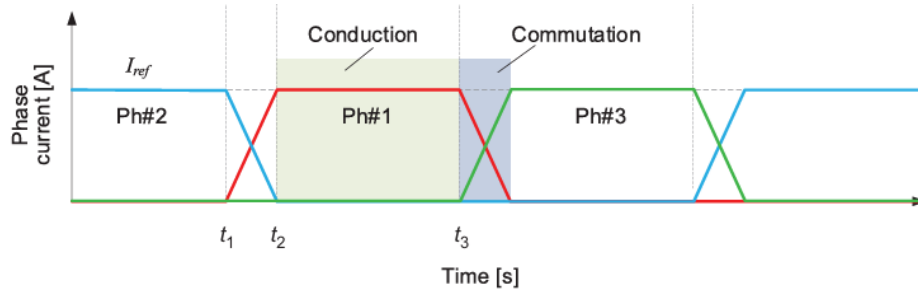


Figura 2.3: Secuencia genérica de conmutación. Tomada de [1].

2.1.5. Sentido de giro

El sentido del torque desarrollado por una SRM depende del intervalo angular en que cada fase es excitada. La relación entre el ángulo eléctrico y la dirección de giro puede resumirse como se muestra en la Tabla 2.1.

Ángulo de conducción	Sentido de giro
$0 < \theta < 180^\circ$	↻
$180^\circ < \theta < 360^\circ$	↺

Tabla 2.1: Relación entre ángulo eléctrico y sentido de giro en una SRM.

Para asegurar un funcionamiento adecuado, la selección de los ángulos de encendido θ_{on} y apagado θ_{off} debe evitar la excitación cercana a las posiciones desalineadas, donde la capacidad de producir torque es limitada. Asimismo, un apagado oportuno permite desmagnetizar la fase antes de superar la posición alineada, evitando corrientes residuales que generarían torque en sentido contrario.

Un esquema de conducción basado en estos ángulos, junto con un valor de corriente objetivo, permite generar referencias rectangulares de torque. Sin embargo, este enfoque produce un torque marcadamente pulsante. Por esta razón, en la literatura se han desarrollado técnicas avanzadas para suavizar la producción de torque. Una de las más utilizadas es la familia de métodos conocida como *Torque Sharing Functions* (TSF), que distribuye el torque entre fases solapadas para desarrollar un torque uniforme.

Cabe destacar que, a diferencia de las máquinas eléctricas convencionales como las síncronas o las de inducción, **las corrientes en la SRM no son sinusoidales**. Esto introduce complejidad en la generación de referencias, su control y también en la fuente de excitación, ya que se requiere un inversor capaz de generar esa forma específica de corriente.

2.2. Torque Sharing Functions

Una función de torque compartido, divide inteligentemente una referencia de torque constante entre las diferentes fases. Con ellas se pueden obtener perfiles de corriente o flujo de referencia para cada fase, de forma que el torque total ejercido en la máquina proveniente de la contribución de todas las fases sea constante, disminuyendo así la oscilación del torque. Un esquema de TSF cúbico se muestra a continuación:

$$T_x(\theta_x) = \begin{cases} 0, & \text{si } \theta_x < \theta_{on} \\ f_{rise}(\theta_x), & \text{si } \theta_{on} \leq \theta_x < \theta_{on} + \theta_{ov} \\ T_{ref}, & \text{si } \theta_{on} + \theta_{ov} \leq \theta_x < \theta_{off} \\ f_{fall}(\theta_x), & \text{si } \theta_{off} \leq \theta_x < \theta_{off} + \theta_{ov} \\ 0, & \text{si } \theta_x \geq \theta_{off} + \theta_{ov} \end{cases} \quad (2.10)$$

$$f_{rise}(\theta_x) = \frac{3T_{ref}}{\theta_{ov}^2}(\theta_x - \theta_{on})^2 - \frac{2T_{ref}}{\theta_{ov}^3}(\theta_x - \theta_{on})^3 \quad (2.11)$$

$$f_{fall}(\theta_x) = T_{ref} - \left(\frac{3T_{ref}}{\theta_{ov}^2}(\theta_x - \theta_{off})^2 - \frac{2T_{ref}}{\theta_{ov}^3}(\theta_x - \theta_{off})^3 \right) \quad (2.12)$$

De esta forma, se logran los torques por fase mostrados en la Figura 2.4

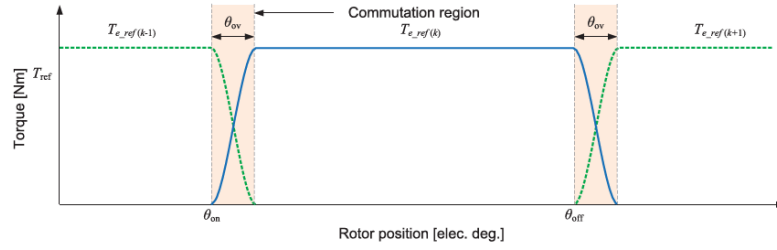


Figura 2.4: Formas de onda TSF cúbico. Tomada de [1].

Nótese que la suma de los torque por fases, genera el torque constante de referencia.

2.3. Inversores para SRM

La SRM requiere un convertidor capaz de aplicar los niveles de tensión necesarios para establecer y controlar la corriente de fase explicada anteriormente. La topología más utilizada para la alimentación de una SRM es el **punte asimétrico** como se menciona en [1], aunque en aplicaciones avanzadas pueden emplearse convertidores multinivel como el **inversor de capacitor flotante**.

2.3.1. Inversor de Puente Asimétrico

Esta topología utiliza dos IGBTs y dos diodos dispuestos diagonalmente, permitiendo controlar la corriente en un único sentido, lo cual es compatible con la SRM por su producción de torque independiente del signo de la corriente. Su topología junto con los modos de operación se muestran en la figura 2.5 y los estados de tensión posible se resumen en la Tabla 2.2

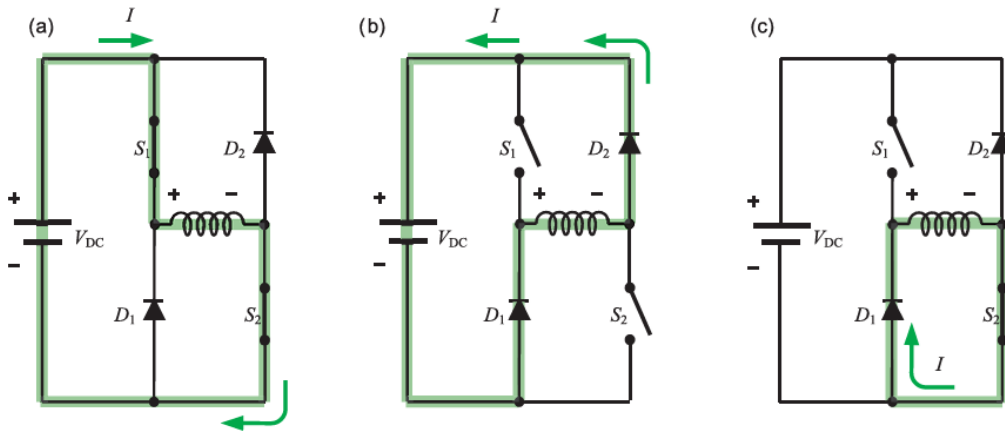


Figura 2.5: Modos de operación Puente Asimétrico. Tomada de [1].

Estado	S_1	S_2	V_{out}
OFF	0	0	$-V_{dc}$
FW ₁	0	1	0
FW ₂	1	0	0
ON	1	1	V_{dc}

Tabla 2.2: Estados del puente asimétrico.

El estado **ON** (Figura 2.5 (a)) conecta directamente el bus de continua a la fase, aplicando una tensión de V_{dc} y provocando un incremento de la corriente. En el estado **OFF** (Figura 2.5 (b)), si la corriente de fase es distinta de cero, la tensión resultante se invierte con respecto a la fuente, permitiendo que la energía almacenada en el bobinado retorne al bus de continua en un proceso de regeneración, mientras que si la corriente en la fase es nula, la tensión de la fase también lo es. Los estados **Freewheeling** (Figura 2.5 (c)) son redundantes y permiten que la corriente circule en un lazo formado únicamente por el bobinado, un diodo y un IGBT. En este modo, la tensión aplicada a la fase es prácticamente nula y la corriente decae de forma natural debido a la resistencia del bobinado y considerablemente más lento que en el estado OFF.

El modelo del inversor de puente asimétrico para la fase a es:

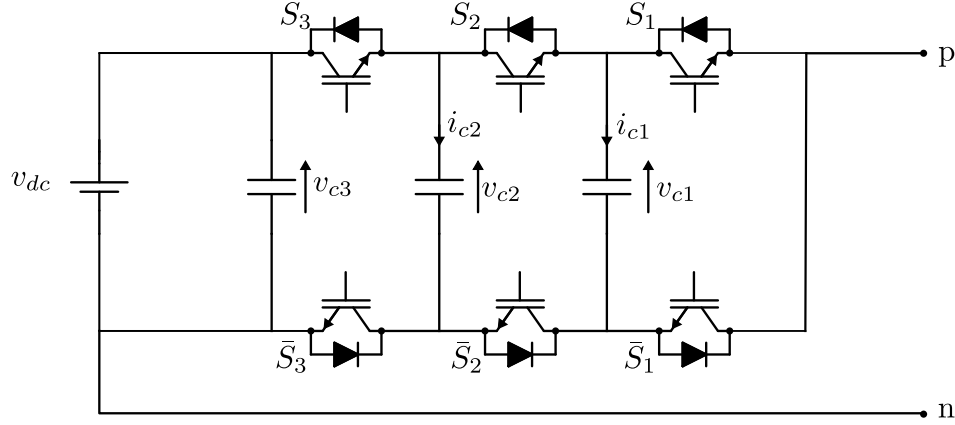
$$v_a(t) = V_{dc}(t) [S_{2a}(t)S_{1a}(t) - \bar{S}_{2a}(t)\bar{S}_{1a}(t)] \quad (2.13)$$

$$i_{dc}(t) = i_a(t) [S_{2a}(t)S_{1a}(t) - \bar{S}_{2a}(t)\bar{S}_{1a}(t)] \quad (2.14)$$

Donde $v_a(t)$ es el voltaje en el bobinado, $V_{dc}(t)$ y $i_{dc}(t)$ son los niveles de voltaje y corriente en el dc-link respectivamente, $S_{1a}(t)$ y $S_{2a}(t) \in \{0, 1\}$ son los estados de los semiconductores.

2.3.2. Inversor de Capacitores Flotantes (Flying Capacitor)

El inversor de capacitores flotantes (FC) se presenta en detalle en [6] y constituye una extensión del inversor de dos niveles y una alternativa al Neutral Point Clamped (NPC), incorporando capacitores conectados en cascada para generar múltiples niveles de tensión. En su configuración de cuatro niveles, el convertidor emplea tres capacitores flotantes, cada uno cargado a una fracción del voltaje del enlace de continua. La estructura utiliza tres pares de semiconductores complementarios, de manera que sólo se requieren tres señales de disparo independientes para controlar los seis interruptores.


Figura 2.6: Inversor de capacitores flotantes de 3 celdas.

A pesar de sus ventajas en términos de calidad de formas de onda y niveles de tensión disponibles, este inversor presenta ciertas desventajas. En particular, requiere un número significativo de capacitores, cada uno con circuitos de precarga independientes y el voltaje de los capacitores flotantes tiende a variar con las condiciones de operación por lo que el balance de estos es esencial para el funcionamiento del convertidor, lo que introduce complejidad en el esquema de control tradicional. No obstante, estas dificultades pueden ser abordadas eficazmente mediante técnicas de control predictivo, que permiten explotar la redundancia inherente del convertidor para regular los voltajes de los capacitores.

La Tabla 2.3 muestra los posibles estados de conmutación junto con el nivel de voltaje resultante en la salida, asumiendo que los voltajes de los condensadores flotantes se encuentran en los valores deseados. Los niveles intermedios pueden ser generados por más de un estado, lo que proporciona redundancia y flexibilidad para la selección del patrón de conmutación.

Estado	S_3	S_2	S_1	V_{out}
0	0	0	0	0
1	0	0	1	$\frac{V_{dc}}{3}$
2	0	1	0	$\frac{V_{dc}}{3}$
3	0	1	1	$\frac{2V_{dc}}{3}$
4	1	0	0	$\frac{V_{dc}}{3}$
5	1	0	1	$\frac{2V_{dc}}{3}$
6	1	1	0	$\frac{2V_{dc}}{3}$
7	1	1	1	V_{dc}

Tabla 2.3: Estados del inversor de capacitores flotantes.

El modelo dinámico del inversor FC de tres celdas puede describirse mediante las siguientes

expresiones:

$$v_{pn}(t) = S_3(t) v_{c3}(t) - [S_3(t) - S_2(t)] v_{c2}(t) - [S_2(t) - S_1(t)] v_{c1}(t), \quad (2.15)$$

$$i_{c1}(t) = i_x(t) (S_2(t) - S_1(t)), \quad (2.16)$$

$$i_{c2}(t) = i_x(t) (S_3(t) - S_2(t)), \quad (2.17)$$

donde $v_{cx}(t)$ e $i_{cx}(t)$ corresponden a la tensión y corriente del capacitor x , mientras que $S_n(t)$ representa el estado del semiconductor n .

2.4. Control Predictivo por Modelo

El control predictivo por modelo (MPC, *Model Predictive Control*) describe a una amplia familia de controladores, no a una estrategia de control específica. Estos controladores tienen en común que utilizan un modelo explícito del sistema para estimar su comportamiento futuro y seleccionar en cada instante de muestreo, la acción de control que minimiza un criterio de optimización. Dentro de esta familia de técnicas existen diversos enfoques, tales como el control por histéresis, el control *deadbeat*, el control basado en trayectoria y el FCS-MPC. [2].

El FCS-MPC destaca por su flexibilidad al permitir la inclusión de restricciones, manejar sistemas multivariantes y operar directamente sobre modelos no lineales sin necesidad de linealización. Estas características lo hacen particularmente adecuado para convertidores de potencia y para el control de máquinas de reluctancia conmutada, donde las dinámicas son inherentemente no lineales y fuertemente dependientes de la conmutación.

Además, el MPC evita la estructura en cascada típica de controladores lineales convencionales, logrando tiempos de respuesta rápidos y una formulación intuitiva basada en predicciones y optimización. No obstante, su implementación requiere un modelo preciso del sistema y una elevada capacidad de cálculo para ejecutar la optimización en tiempo real.

2.4.1. Principios del Control Predictivo por Modelo

En cada período de muestreo, el MPC realiza tres etapas fundamentales:

1. Predice la evolución futura del sistema dentro de un horizonte de predicción utilizando el modelo dinámico.
2. Evalúa una función de costo objetivo

3. Selecciona la acción de control que minimiza dicha función, aplicando únicamente la primera acción del conjunto óptimo.

Este procedimiento se repite de manera iterativa en lo que se conoce como *estrategia de horizonte deslizante* (*receding horizon*), proporcionando un comportamiento dinámico robusto frente a perturbaciones y variaciones del modelo.

La Figura 2.7 muestra un esquema general del MPC aplicado a un convertidor de potencia con cualquier topología y tipo de carga. Las mediciones en el instante k se ingresan al modelo predictivo para estimar el estado futuro x^{k+1} bajo cada posible acción de control. Posteriormente, la función de costo determina el estado óptimo del convertidor para el siguiente intervalo.

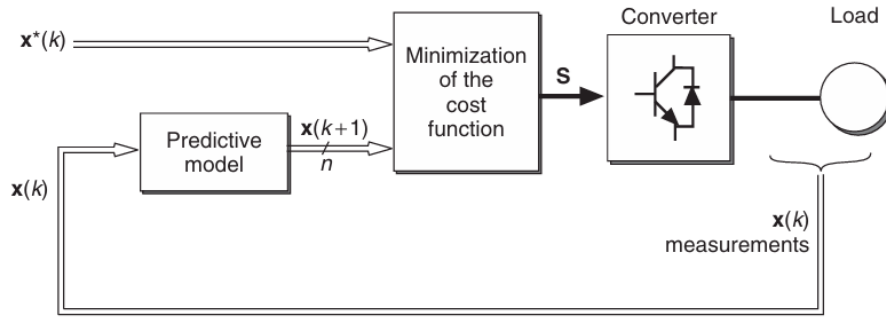


Figura 2.7: Esquema general de un controlador MPC. Tomada de [2].

Dentro de las variantes del MPC, destaca el *Finite Control Set Model Predictive Control* (FCS-MPC). Este enfoque evalúa directamente todas las posibles combinaciones de estados del inversor y selecciona aquella que optimiza la función de costo, evitando completamente el uso de una etapa intermedia de modulación. Esto convierte al FCS-MPC en un método simple, robusto y particularmente adecuado para sistemas con un conjunto discreto de estados, como lo son los convertidores basados en electrónica de potencia.

2.4.2. Finite Control Set MPC

El diseño de un controlador FCS-MPC de manera general consiste en:

1. Identificar y modelar todos los estados de conmutación del inversor.
2. Obtención de la relación entre los estados de conmutación y las variables de interés, donde podrían ser corrientes, voltajes, torque, velocidad, etc.
3. Obtención de un modelo discreto que permita predecir el comportamiento futuro de las variables a controlar, es decir, el modelo de la carga.

4. Definir una función de costo que compare el comportamiento deseado con el obtenido para cada estado posible del sistema. Por ejemplo controlar corriente, torque, potencia, disminuir la frecuencia de conmutación, etc.

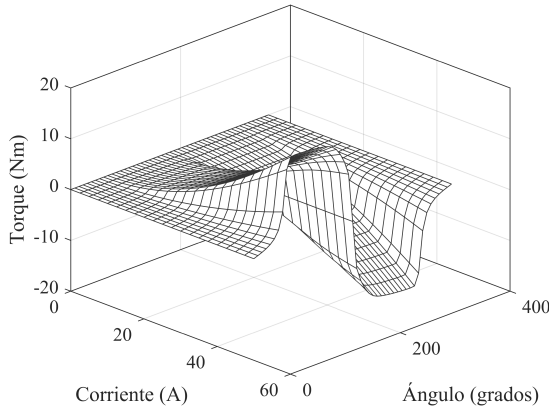
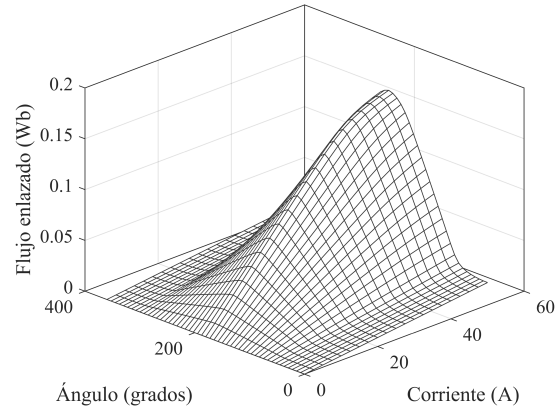
Capítulo 3

Modelos Utilizados

3.1. Modelo de la Máquina

A diferencia de otras máquinas eléctricas, como las de inducción o las de imanes permanentes, la SRM no presenta excitación senoidal y posee una fuerte no linealidad asociada a la saturación magnética. En consecuencia, no es posible emplear transformaciones clásicas como Clarke o Park para su modelado. En su lugar, el comportamiento electromagnético de la máquina se representa mediante tablas de búsqueda (*look-up tables*, LUTs) obtenidas a partir de análisis por elementos finitos (FEA) o mediante procedimientos experimentales, también se han utilizado modelos analíticos como en [7].

El modelo utilizado en este trabajo fue obtenido en [5] mediante un procedimiento experimental y posteriormente procesado numéricamente. Para su construcción se midieron valores de flujo enlazado y torque para distintos niveles de corriente y posiciones angulares del rotor. A partir de estos datos, se generaron superficies continuas utilizando funciones base radiales (RBF), las cuales permiten suavizar la información experimental y obtener LUTs densas y derivables que representan con precisión el comportamiento no lineal de la SRM. Las superficies resultantes se ilustran en las Figuras 3.1 y 3.2.


Figura 3.1: Mapa de torque $T(\theta, i)$.

Figura 3.2: Mapa de flujo enlazado $\psi(\theta, i)$.

En la superficie de torque se aprecia el crecimiento cuadrático respecto a la corriente, consistente con la expresión teórica del torque electromagnético. Asimismo, el signo del torque depende de la posición angular: éste es positivo en las zonas donde la inductancia crece con el ángulo (aproximadamente $\theta < 180^\circ$) y negativo donde decrece ($\theta > 180^\circ$).

La superficie de flujo enlazado presenta un comportamiento coherente con el observado en los ciclos magnéticos de una SRM. El flujo aumenta a medida que el rotor se aproxima a la posición alineada y exhibe saturación para corrientes elevadas, reflejando la no linealidad del material magnético del estator-rotor.

A partir de las LUTs obtenidas experimentalmente $\psi(\theta, i)$ y $T(\theta, i)$, y mediante interpolación numérica, se obtuvieron también las funciones inversas $i(\theta, \psi)$ e $i(\theta, T)$. Con este conjunto de tablas la máquina queda completamente caracterizada, tanto para su uso en simulaciones como para la implementación del control en una plataforma digital. Cabe señalar que las tablas tienen una gran cantidad de datos donde la de mayor tamaño corresponde a un arreglo de 145×300 y la de menor tamaño a 145×21 en formato flotante. Por lo tanto, su uso e implementación en plataformas de control en tiempo real demandan una cantidad significativa de memoria y de recursos computacionales, debido a que el acceso a estas tablas se realiza mediante interpolación bilineal.

3.2. Modelo del Inversor de Capacitores Flotantes Híbrido

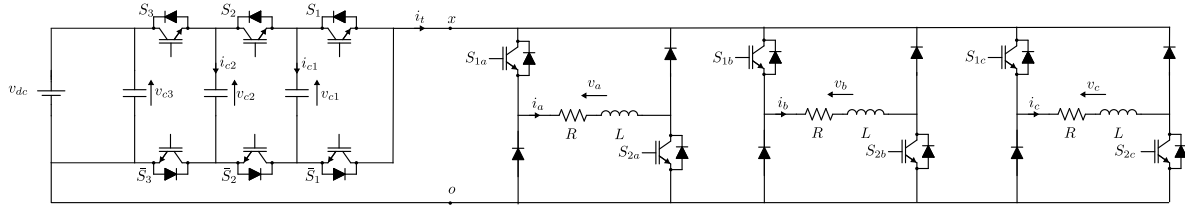


Figura 3.3: Inversor de Capacitores Flotantes Híbrido

Este inversor es una adaptación del presentado en [4] y se obtiene al conectar la salida de una pierna de un *flying capacitor* (FC) a la entrada de 3 puentes asimétricos conectados en paralelo. De esta forma, para cada fase se cuenta con el inversor de puente asimétrico clásico que permite aplicar pulsos de tensión negativos y positivos, junto con una etapa de *freewheeling*, mientras que al añadir el FC ahora contamos con un bus DC intermedio variable. De esta forma, este inversor es capaz de aplicar fracciones de la tensión del DC link a cada fase en polaridad positiva y negativa. Esta cualidad pretende generar corrientes con menos ripple al reducir la magnitud de los escalones de tensión aplicados. En la Figura 3.3 se muestra el HFCI con cargas RL, emulando la fase de una SRM, con la diferencia de que esta presenta una inductancia variable.

Dada la cantidad total de semiconductores: tres en el FC y dos por cada puente asimétrico, el número total de posibles combinaciones de conmutación es:

$$\underbrace{2^3}_{\text{FC}} \cdot \underbrace{2^2}_{\text{ABC}_a} \cdot \underbrace{2^2}_{\text{ABC}_b} \cdot \underbrace{2^2}_{\text{ABC}_c} = 512. \quad (3.1)$$

Evaluar los 512 estados en cada instante de muestreo en una plataforma de control en tiempo real resulta computacionalmente costoso y hace que el tiempo de ejecución del código sea elevado, obligando a usar frecuencias de muestreo bajas, comprometiendo el control. Para reducir esta carga, se consideran dos simplificaciones fundamentadas en el comportamiento de la SRM:

- Se elimina un estado redundante de *freewheeling* en cada puente asimétrico, reduciendo el número de estados por ABC de 4 a 3.
- En la SRM, normalmente sólo una fase está magnetizada (etapa de conducción) y sólo durante un breve intervalo dos fases conducen simultáneamente (etapa de conmutación). Por ello, pueden ignorarse las fases inactivas.

Con estas simplificaciones, durante la etapa de conmutación el total de estados a evaluar se

reduce a:

$$\underbrace{2^3}_{\text{FC}} \cdot \underbrace{3}_{\text{ABC}_{\text{saliente}}} \cdot \underbrace{3}_{\text{ABC}_{\text{entrante}}} = 72 \quad (3.2)$$

Mientras que para la fase de conducción el número de combinaciones disminuye aún más:

$$\underbrace{2^3}_{\text{FC}} \cdot \underbrace{3}_{\text{ABC}_{\text{activa}}} = 24 \quad (3.3)$$

Esta reducción drástica permite utilizar frecuencias de muestreo significativamente mayores, mejorando la calidad del control y permitiendo actuaciones más precisas.

Modelo del HFCI

El modelo del HFCI se obtiene combinando las expresiones del inversor FC y del ABC. Para la fase A, la tensión aplicada es:

$$v_a(t) = \left[S_3(t) v_{c3}(t) - (S_3(t) - S_2(t)) v_{c2}(t) - (S_2(t) - S_1(t)) v_{c1}(t) \right] \cdot \left[S_{2a}(t) S_{1a}(t) - \bar{S}_{2a}(t) \bar{S}_{1a}(t) \right] \quad (3.4)$$

Las corrientes de los capacitores del FC están dadas por:

$$i_{c1}(t) = i_t(t) (S_2(t) - S_1(t)), \quad (3.5)$$

$$i_{c2}(t) = i_t(t) (S_3(t) - S_2(t)), \quad (3.6)$$

donde $i_t(t)$ representa la corriente intermedia que circula entre el FC y los tres puentes asimétricos, definida como:

$$\begin{aligned} i_t(t) = & i_a(t) [S_{2a}(t) S_{1a}(t) - \bar{S}_{2a}(t) \bar{S}_{1a}(t)] \\ & + i_b(t) [S_{2b}(t) S_{1b}(t) - \bar{S}_{2b}(t) \bar{S}_{1b}(t)] \\ & + i_c(t) [S_{2c}(t) S_{1c}(t) - \bar{S}_{2c}(t) \bar{S}_{1c}(t)]. \end{aligned} \quad (3.7)$$

En estas expresiones, $S_n(t)$ corresponde al estado del semiconductor n del inversor FC, mientras que $S_{na}(t)$, $S_{nb}(t)$ y $S_{nc}(t)$ representan los estados de los semiconductores de cada puente asimétrico. La corriente $i_t(t)$ resulta especialmente útil en el análisis posterior, pues permite desacoplar conceptualmente las dinámicas del convertidor FC y de los puentes ABC.

Capítulo 4

Implementación

El diseño del control predictivo en una SRM requiere la integración coordinada de diversas etapas, cada una esencial para la correcta operación del sistema. En este capítulo se abordan los elementos fundamentales necesarios para llevar a cabo el control de la máquina. Primero, se presenta el diseño del controlador predictivo FCS-MPC, desglosando las ecuaciones asociadas tanto al inversor como a la máquina. Luego, se describe el proceso de estimación de la posición angular del rotor, elemento crítico para determinar los intervalos de excitación y el cálculo de los pulsos de disparo. Finalmente, se presenta el esquema general de control utilizado. Con estos componentes se cubren los elementos principales para implementar un esquema de control FCS-MPC en una SRM.

4.1. Diseño del Control FCS-MPC

4.1.1. Modelo Discreto del Inversor

Para aplicar el control predictivo es necesario disponer de un modelo discreto del inversor. Partiendo de las ecuaciones en tiempo continuo del HFCI, se procede a discretizarlas para obtener expresiones válidas en cada instante de muestreo.

La tensión aplicada a la fase a en el instante k se expresa como:

$$v_a^k = [S_3^k v_{c3}^k - (S_3^k - S_2^k) v_{c2}^k - (S_2^k - S_1^k) v_{c1}^k] \cdot [S_{2a}^k S_{1a}^k - \bar{S}_{2a}^k \bar{S}_{1a}^k] \quad (4.1)$$

donde S_1^k , S_2^k y S_3^k representan los estados de la pierna del *flying capacitor* y S_{1a}^k , S_{2a}^k los estados del puente asimétrico.

Para modelar la dinámica de los capacitores es necesario conocer la corriente que circula a través de ellos. Para ello se utiliza la corriente intermedia i_t , definida como la suma ponderada

de las corrientes por fase según el estado de cada puente asimétrico:

$$\begin{aligned} i_t(t) = & i_a(t) [S_{2a}(t)S_{1a}(t) - \bar{S}_{2a}(t)\bar{S}_{1a}(t)] \\ & + i_b(t) [S_{2b}(t)S_{1b}(t) - \bar{S}_{2b}(t)\bar{S}_{1b}(t)] \\ & + i_c(t) [S_{2c}(t)S_{1c}(t) - \bar{S}_{2c}(t)\bar{S}_{1c}(t)]. \end{aligned} \quad (4.2)$$

La corriente del capacitor obedece:

$$i_{cx}(t) = C_x \frac{dv_{cx}(t)}{dt}. \quad (4.3)$$

Se aplica una discretización de Euler hacia adelante:

$$\frac{df(t)}{dt} \approx \frac{f^{k+1} - f^k}{T_s} \quad (4.4)$$

Es decir:

$$\frac{dv(t)}{dt} \approx \frac{v^{k+1} - v^k}{T_s},$$

Reemplazando en 4.3 y reordenando se obtiene la actualización de los voltajes de los capacitores:

$$v_{c1}^{k+1} = v_{c1}^k + \frac{T_s}{C_1} i_{c1}^k, \quad (4.5)$$

$$v_{c2}^{k+1} = v_{c2}^k + \frac{T_s}{C_2} i_{c2}^k. \quad (4.6)$$

A su vez, por la topología del inversor FC:

$$i_{c1}^k = i_t^k (\mathbf{S}_2^k - \mathbf{S}_1^k), \quad (4.7)$$

$$i_{c2}^k = i_t^k (\mathbf{S}_3^k - \mathbf{S}_2^k). \quad (4.8)$$

Reemplazando, se obtiene el modelo discreto final:

$$v_{c1}^{k+1} = v_{c1}^k + \frac{T_s}{C_1} i_t^k (\mathbf{S}_2^k - \mathbf{S}_1^k), \quad (4.9)$$

$$v_{c2}^{k+1} = v_{c2}^k + \frac{T_s}{C_2} i_t^k (\mathbf{S}_3^k - \mathbf{S}_2^k). \quad (4.10)$$

Además, para predecir el comportamiento en dos pasos, se tiene:

$$v_{c1}^{k+2} = v_{c1}^{k+1} + \frac{T_s}{C_1} i_t^{k+1} (\mathbf{S}_2^{k+1} - \mathbf{S}_1^{k+1}), \quad (4.11)$$

$$v_{c2}^{k+2} = v_{c2}^{k+1} + \frac{T_s}{C_2} i_t^{k+1} (\mathbf{S}_3^{k+1} - \mathbf{S}_2^{k+1}). \quad (4.12)$$

Con estas expresiones se cuenta con un modelo discreto capaz de estimar los voltajes de los capacitores en $k+1$ y predecir su evolución en $k+2$, en función de los estados de conmutación y las corrientes por fase que probará el controlador.

4.1.2. Modelo Discreto de la Carga

La ecuación fundamental que rige el comportamiento de la SRM es:

$$v(t) = Ri(t) + \frac{d\psi(\theta, i)}{dt} \quad (4.13)$$

Para obtener un modelo adecuado para control predictivo, se discretiza el flujo enlazado mediante Euler hacia adelante con la ecuación 4.4 y se obtiene:

$$V^k = Ri^k + \frac{\psi^{k+1} - \psi^k}{T_s}. \quad (4.14)$$

Despejando cantidades futuras y actuales, resulta la ecuación de predicción de flujo enlazado para un paso hacia adelante.

$$\psi^{k+1} = \psi^k + T_s(V^k - Ri^k). \quad (4.15)$$

Extendiendo este desarrollo a un horizonte de dos pasos, se obtiene la predicción para $k + 2$:

$$\psi^{k+2} = \psi^{k+1} + T_s(V^{k+1} - Ri^{k+1}). \quad (4.16)$$

4.1.3. Criterio de optimización

El controlador FCS-MPC selecciona el estado a aplicar en el instante $k + 1$, denotado como S^{k+1} , mediante la minimización de la siguiente función de costo:

$$\begin{aligned} g = & \lambda_\psi (\psi_a^{\text{ref}} - \psi_a^{k+2})^2 + \lambda_\psi (\psi_b^{\text{ref}} - \psi_b^{k+2})^2 + \lambda_\psi (\psi_c^{\text{ref}} - \psi_c^{k+2})^2 \\ & + \lambda_c (v_{c2}^{\text{ref}} - v_{c2}^{k+2})^2 + \lambda_c (v_{c1}^{\text{ref}} - v_{c1}^{k+2})^2. \end{aligned} \quad (4.17)$$

Esta función de costo tiene como objetivo el seguimiento de una referencia de flujo por fase, y el balance del voltaje de los condensadores flotantes. Las variables con superíndice ref representan los valores de referencia en el instante $k + 2$, mientras que los coeficientes de ponderación λ permiten priorizar el seguimiento de cada objetivo.

El ajuste de los pesos λ_ψ y λ_c está relacionado con la magnitud del error de las cantidades. En este caso el error de flujo observado es del orden de 10^{-3} Wb, mientras que el error de voltaje en los condensadores es del orden de los volts.

4.1.4. Cálculos del control

Para minimizar la función de costo, el algoritmo de control evalúa explícitamente todos los posibles estados del inversor. Para ello, el proceso computacional se divide en dos etapas: la *etapa de estimación* y la *etapa de predicción* como se indica en [8].

4.1.4.1. Etapa de estimación

El estado aplicado en el instante k corresponde a la decisión tomada en el instante previo $k-1$, y permanece constante durante todo el periodo de muestreo. Debido a esto, las variables eléctricas evolucionan naturalmente hasta el instante $k+1$, sin posibilidad de modificación intermedia. Usando el modelo del inversor y de la carga, se estima el valor que alcanzarán las variables de interés en dicho instante:

$$\psi^{k+1} = \psi^k + T_s(V^k - R \mathbf{i}^k). \quad (4.18)$$

El flujo ψ^k se obtiene desde la LUT de la máquina evaluada en el par $(\theta^k, \mathbf{i}^k)$ como:

$$\psi^k = \psi(\theta^k, \mathbf{i}^k). \quad (4.19)$$

La tensión de la fase a aplicada en el instante k , proveniente del cálculo en $k-1$, está dada por:

$$V_a^k = [\mathbf{S}_3^k \mathbf{v}_{c3}^k - (\mathbf{S}_3^k - \mathbf{S}_2^k) \mathbf{v}_{c2}^k - (\mathbf{S}_2^k - \mathbf{S}_1^k) \mathbf{v}_{c1}^k] \cdot [\mathbf{S}_{1a}^k \mathbf{S}_{2a}^k - \bar{\mathbf{S}}_{1a}^k \bar{\mathbf{S}}_{2a}^k]. \quad (4.20)$$

La corriente $\mathbf{i}^k$ corresponde a la medición disponible durante el instante de muestreo. Con estos elementos se obtiene la estimación del flujo en $k+1$ presentada en 4.18.

Para los condensadores, el voltaje estimado es:

$$v_{c1}^{k+1} = \mathbf{v}_{c1}^k + \frac{T_s}{C_1} i_t^k (\mathbf{S}_2^k - \mathbf{S}_1^k). \quad (4.21)$$

$$v_{c2}^{k+1} = \mathbf{v}_{c2}^k + \frac{T_s}{C_2} i_t^k (\mathbf{S}_3^k - \mathbf{S}_2^k). \quad (4.22)$$

Donde la corriente i_t depende de la corriente en cada fase junto con el estado de los ABC, y se obtiene como:

$$\begin{aligned} i_t^k &= \mathbf{i}_a^k [\mathbf{S}_{2a}^k \mathbf{S}_{1a}^k - \bar{\mathbf{S}}_{2a}^k \bar{\mathbf{S}}_{1a}^k] \\ &\quad + \mathbf{i}_b^k [\mathbf{S}_{2b}^k \mathbf{S}_{1b}^k - \bar{\mathbf{S}}_{2b}^k \bar{\mathbf{S}}_{1b}^k] \\ &\quad + \mathbf{i}_c^k [\mathbf{S}_{2c}^k \mathbf{S}_{1c}^k - \bar{\mathbf{S}}_{2c}^k \bar{\mathbf{S}}_{1c}^k] \end{aligned} \quad (4.23)$$

De esta manera, con mediciones de corrientes de fase, voltaje en los condensadores, ángulo eléctrico por fase, y conociendo el estado actual del inversor, se logra el paso de estimación

para $k + 1$.

4.1.4.2. Etapa de predicción

En esta etapa se evalúa el efecto de cada estado candidato del inversor sobre la función de costo. Para cada posible combinación de estados, se estima la evolución de las variables en el instante $k + 2$ y posteriormente se calcula el valor de la función de costo, determinando así el estado óptimo. Primero se calcula el voltaje candidato a aplicar en cada fase como:

$$V_a^{k+1} = [S_3^{k+1} \mathbf{v}_{c3}^{k+1} - (S_3^{k+1} - S_2^{k+1}) \mathbf{v}_{c2}^{k+1} - (S_2^{k+1} - S_1^{k+1}) \mathbf{v}_{c1}^{k+1}] \cdot [S_{1a}^{k+1} S_{2a}^{k+1} - \bar{S}_{1a}^{k+1} \bar{S}_{2a}^{k+1}]. \quad (4.24)$$

Luego la predicción del flujo enlazado es:

$$\psi^{k+2} = \psi^{k+1} + T_s (V^{k+1} - R i^{k+1}), \quad (4.25)$$

donde ψ^{k+1} proviene de la etapa de estimación, V^{k+1} es la tensión asociada al estado candidato evaluado, y i^{k+1} es la corriente estimada *vía* la LUT inversa, es decir:

$$i^{k+1} = i(\theta^{k+1}, \psi^{k+1}). \quad (4.26)$$

Para los condensadores la predicción es:

$$v_{c1}^{k+2} = v_{c1}^{k+1} + \frac{T_s}{C_1} i_t^{k+1} (S_2^{k+1} - S_1^{k+1}). \quad (4.27)$$

$$v_{c2}^{k+2} = v_{c2}^{k+1} + \frac{T_s}{C_2} i_t^{k+1} (S_3^{k+1} - S_2^{k+1}). \quad (4.28)$$

Donde la corriente i_t^{k+1} se obtiene como:

$$\begin{aligned} i_t^{k+1} = & i_a^{k+1} [S_{2a}^{k+1} S_{1a}^{k+1} - \bar{S}_{2a}^{k+1} \bar{S}_{1a}^{k+1}] \\ & + i_b^{k+1} [S_{2b}^{k+1} S_{1b}^{k+1} - \bar{S}_{2b}^{k+1} \bar{S}_{1b}^{k+1}] \\ & + i_c^{k+1} [S_{2c}^{k+1} S_{1c}^{k+1} - \bar{S}_{2c}^{k+1} \bar{S}_{1c}^{k+1}] \end{aligned} \quad (4.29)$$

De esta manera, ya se cuenta con todos los elementos para el control. El procedimiento utilizado en este controlador FCS-MPC se resume en el siguiente diagrama de flujo:

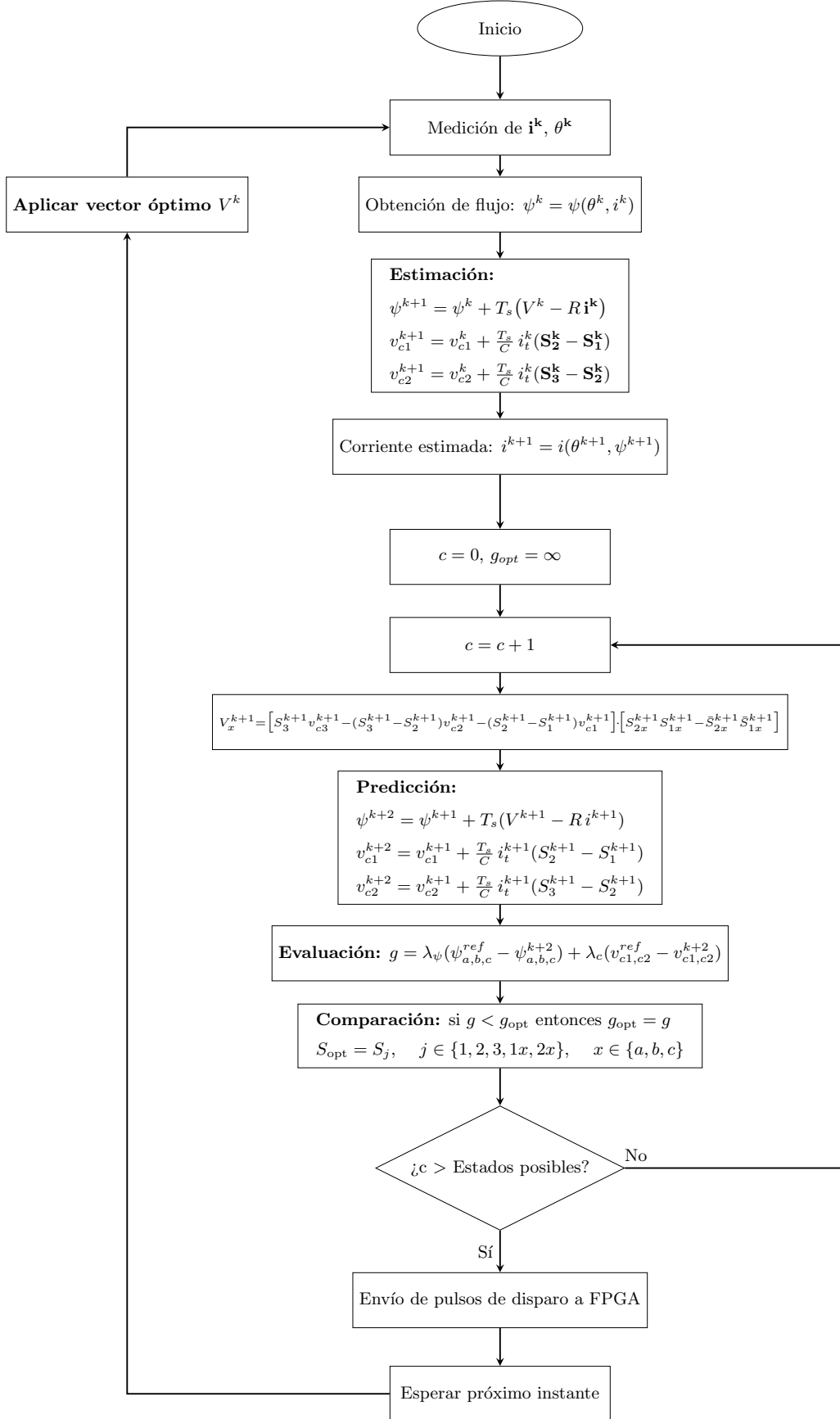


Figura 4.1: Esquema del algoritmo FCS-MPC.

4.2. Posición Angular

Conocer la posición angular del rotor es fundamental para el control de la SRM, ya que permite determinar los intervalos de conducción de cada fase y acceder a los valores almacenados en las LUTs. En la práctica, el ángulo medido directamente es la posición mecánica del eje, denotada como θ_{mec} y obtenido mediante un encoder.

A partir de este ángulo mecánico, y conociendo la geometría del estator y del rotor, es posible obtener el ángulo eléctrico correspondiente a cada fase. Es importante destacar que, en una SRM, el ángulo eléctrico está determinado exclusivamente por la posición mecánica de los polos, a diferencia de las máquinas de inducción donde la fuente de excitación fija el ángulo eléctrico.

El ángulo eléctrico asociado al polo 1 del estator se obtiene mediante:

$$N_{s1}^{\text{elect}} = (N_{r1}^{\text{mec}} - N_{s1}^{\text{mec}})N_r + 180^\circ, \quad (4.30)$$

donde N_{s1}^{elect} es el ángulo eléctrico del polo 1 del estator, N_{r1}^{mec} es el ángulo mecánico del rotor para el primer polo, y N_{s1}^{mec} corresponde al ángulo mecánico del estator para dicho polo, según la nomenclatura mostrada en la Figura 4.2.

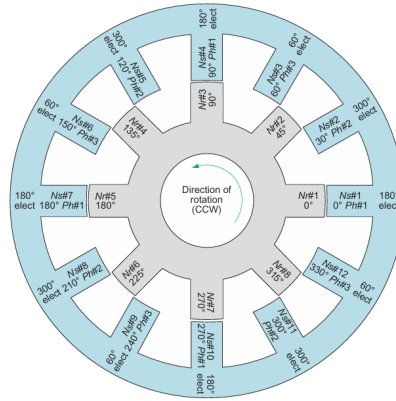


Figura 4.2: Relación entre posición mecánica y eléctrica para una SRM 12/8. Tomada de [1].

A partir de la posición mecánica, se obtienen los ángulos eléctricos de cada fase. Para una SRM 12/8, la relación entre los ángulos eléctricos y θ_{mec} está dada por:

$$\begin{aligned} \theta_a &= 8 \cdot \theta_{\text{mec}} + 180^\circ \\ \theta_b &= 8 \cdot \theta_{\text{mec}} + 300^\circ \\ \theta_c &= 8 \cdot \theta_{\text{mec}} + 60^\circ \end{aligned} \quad (4.31)$$

4.2.1. Predicción Angular

Para las etapas de estimación y predicción es necesario conocer las variables de control en instantes futuros que son dependientes del ángulo eléctrico —como el flujo y la corriente—. Por esto es necesario predecir la evolución del ángulo mecánico del rotor. Se parte de las ecuaciones:

$$\dot{\theta} = \omega \quad \dot{\omega} = \alpha \quad (4.32)$$

donde θ es la posición angular, ω la velocidad angular y α la aceleración angular.

Buscando un modelo discretizado para su implementación en simulación y plataforma digital, se aplica la discretización por método de Euler hacia adelante:

$$\theta^{k+1} = \theta^k + \omega^k T_s, \quad (4.33)$$

$$\theta^{k+2} = \theta^k + 2\omega^k T_s + \alpha^k T_s^2. \quad (4.34)$$

La estimación de α_k se realiza bajo la hipótesis de aceleración constante en cada intervalo de muestreo. Para evaluar esta variable se implementaron tres aproximaciones numéricas y se compararon:

Método	Expresión
Euler hacia atrás	$\alpha_k = \frac{\omega_k - \omega_{k-1}}{T_s}$
Regresión lineal	$\alpha_k = \frac{\omega_k - \omega_{k-2}}{2T_s}$
Diferencias finitas	$\alpha_k = \frac{\omega_{k-2} - 4\omega_{k-1} + 3\omega_k}{T_s}$

Tabla 4.1: Métodos implementados para la estimación de la aceleración angular.

Los resultados demostraron que las tres técnicas entregan predicciones prácticamente idénticas en todos los instantes de muestreo, por lo que se selecciona el método de Euler hacia atrás debido a su menor costo computacional. En la Figura 4.3 se muestra la posición medida y las predicciones para $k + 1$ y $k + 2$, confirmando la precisión del método utilizado.

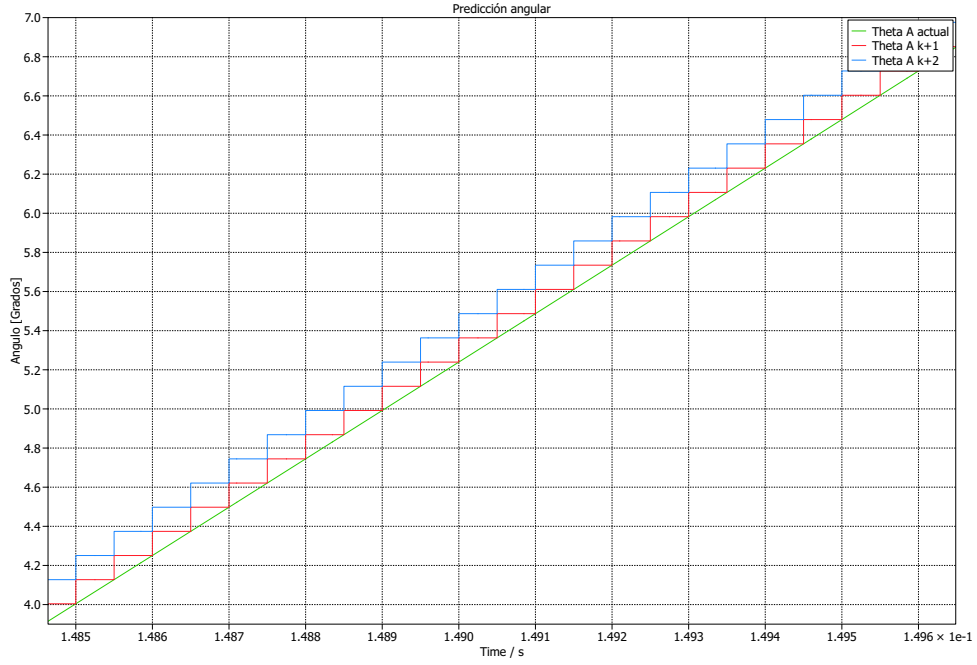


Figura 4.3: Predicción angular para los horizontes $k + 1$ y $k + 2$.

4.3. Esquema de control

Integrando los elementos previamente descritos, se obtiene el esquema general de control mostrado en la Figura 4.4. El sistema considera un lazo externo de velocidad implementado mediante un controlador PI, cuya salida corresponde a la referencia de torque deseado. Esta referencia es procesada mediante *Torque Sharing Functions* (TSF), las cuales distribuyen el torque entre las fases activas y con ellas se obtiene mediante LUTs una referencia de flujo.

A partir de estas referencias de flujo, y voltaje en condensadores el controlador FCS-MPC calcula en cada instante las tensiones óptimas que deben aplicarse a través del inversor. De esta forma se determinan los pulsos de disparo adecuados para generar las corrientes requeridas en la SRM, obteniendo así un control aplicado.

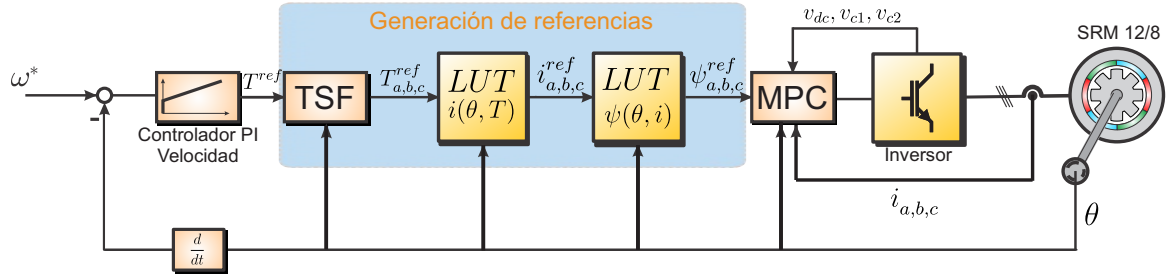


Figura 4.4: Esquema simplificado del sistema de control.

Con la estructura de control utilizada en este trabajo completamente definida e integrando todos los elementos descritos —generación de referencias, estimación angular, modelado del inversor y evaluación predictiva— se puede avanzar al siguiente capítulo donde se presentan los resultados de simulación y la posterior implementación experimental del sistema.

Capítulo 5

Resultados en simulación

5.1. Ángulos de conducción

La correcta selección de los ángulos de conducción tiene un impacto directo en el desempeño de la SRM, afectando el torque medio, el torque ripple, la corriente RMS, las pérdidas y, en consecuencia, la eficiencia del sistema. En la literatura se han propuesto diversos métodos para optimizar estos ángulos según el objetivo de control. En este trabajo, el foco se centró en identificar combinaciones de ángulos que produjeran un torque medio cercano al valor de referencia y, simultáneamente, un torque ripple reducido.

Para ello, en simulación se evaluaron múltiples escenarios utilizando una velocidad fija de 600 rpm y un torque nominal de 3.69 Nm. Se exploraron distintas combinaciones de ángulos de encendido θ_{on} y apagado θ_{off} , manteniendo un valor fijo de solapamiento θ_{ov} . Los resultados obtenidos se muestran en la Figura 5.1.

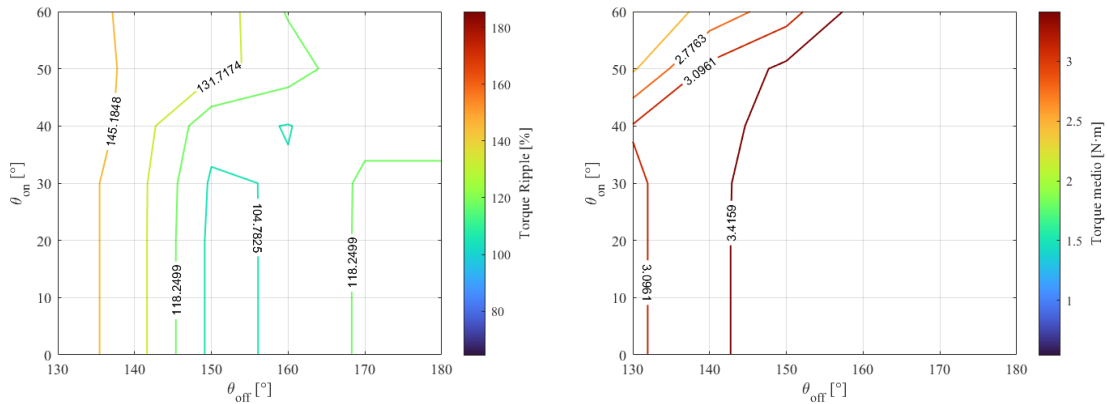


Figura 5.1: Torque ripple (izquierda) y torque medio (derecha) para diferentes combinaciones de θ_{on} y θ_{off} . Generadas en MATLAB.

A partir de los mapas obtenidos, se observa que el torque medio más cercano al valor de referencia se logra para combinaciones dentro de los rangos

$$0^\circ < \theta_{on} < 40^\circ, \quad 150^\circ < \theta_{off} < 180^\circ.$$

Por otro lado, las combinaciones que producen un torque ripple menor se concentran en los intervalos

$$10^\circ < \theta_{on} < 40^\circ, \quad 150^\circ < \theta_{off} < 160^\circ.$$

Con base en estos resultados, se seleccionó el conjunto $\theta_{on} \in (30^\circ, 40^\circ)$ y $\theta_{off} \in (150^\circ, 160^\circ)$ para analizar posteriormente el efecto del solapamiento θ_{ov} . La Figura 5.2 presenta la variación del torque ripple y el torque medio para valores de θ_{ov} entre 0° y 20° .

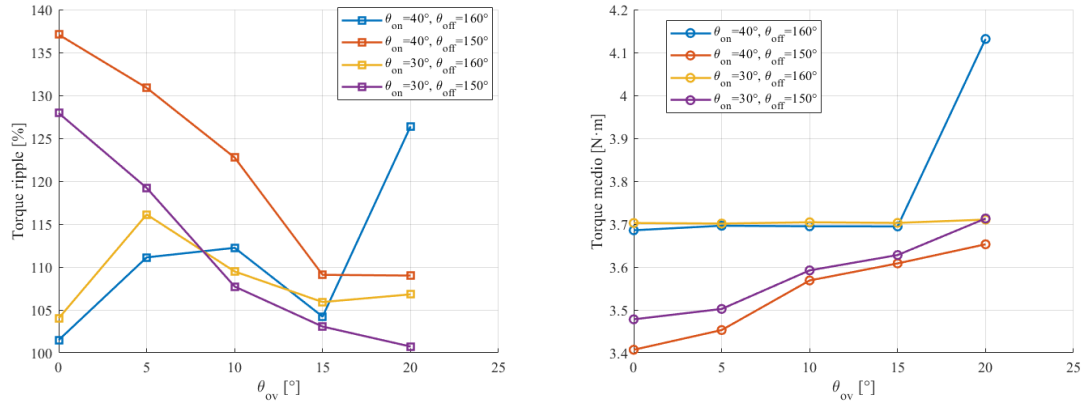


Figura 5.2: Torque ripple (izquierda) y torque medio (derecha) para diferentes valores de θ_{ov} con $\theta_{on} = 40^\circ$ y $\theta_{off} = 160^\circ$. Generadas en MATLAB.

A partir de esta evaluación, se seleccionó la combinación utilizada en este trabajo:

$$\theta_{on} = 40^\circ, \quad \theta_{off} = 160^\circ, \quad \theta_{ov} = 15^\circ,$$

ya que entrega el menor torque ripple dentro del conjunto analizado y, a la vez, un torque medio muy cercano a la referencia de 3.69 Nm.

5.2. Simulación ABC

Para comparar el desempeño de los convertidores en el control de la SRM, se simuló el comportamiento del sistema con una condición de carga nominal girando a 600 rpm. En la Figura 5.3 se presentan las formas de onda de corriente, torque, tensión aplicada y flujo magnético cuando se utiliza un inversor ABC.

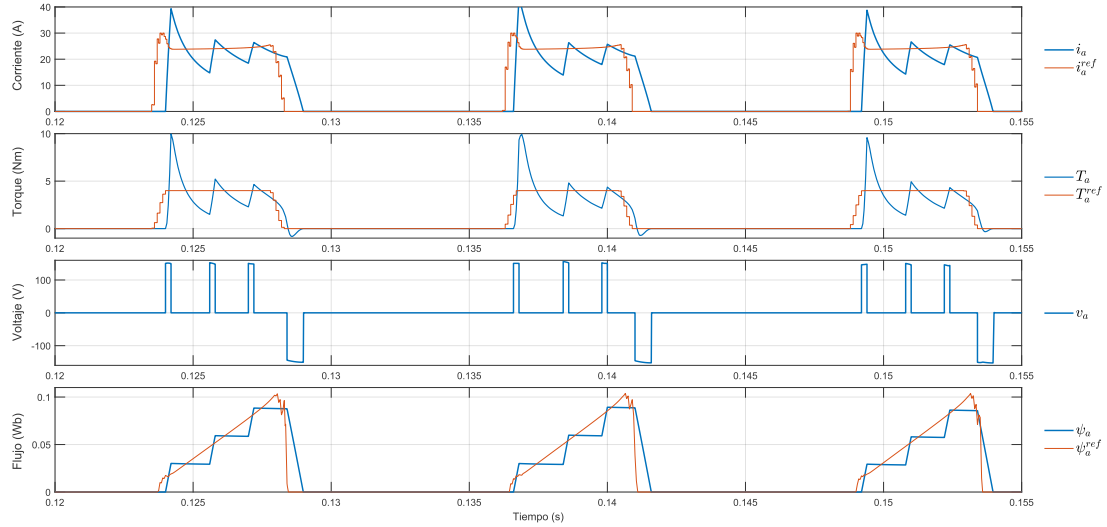


Figura 5.3: Formas de onda del sistema ABC a 600 rpm y torque nominal.

En el seguimiento de flujo se observan escalones pronunciados, los cuales se explican por la limitada capacidad de modulación del inversor ABC, que únicamente puede aplicar niveles de tensión discretos entre 0 y V_{dc} . A pesar de esta restricción, el controlador es capaz de seguir la referencia de flujo. Este comportamiento escalonado se manifiesta también en la corriente, donde aparecen picos asociados a los cambios abruptos de tensión, los cuales se reflejan finalmente en un comportamiento pulsante del torque.

5.3. Simulación HFCI

Al simular el mismo caso anterior utilizando el inversor HFCI, los resultados se presentan en la Figura 5.4, donde se muestran las formas de onda de la corriente, el torque, la tensión aplicada y el flujo magnético para una operación a 600 rpm bajo carga nominal.

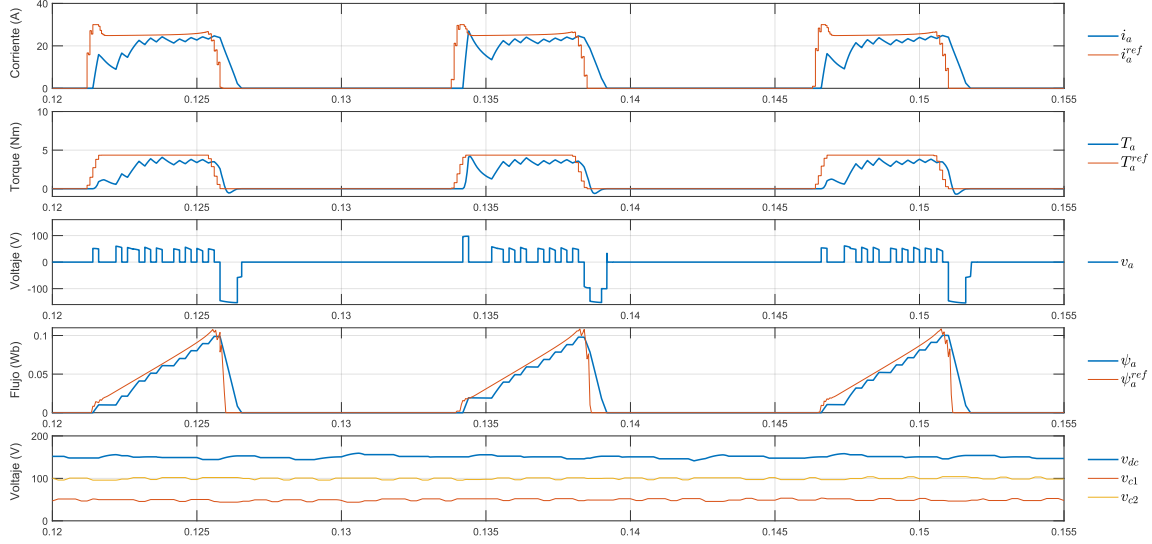


Figura 5.4: Formas de onda del sistema HFCI a 600 rpm y torque nominal.

En el gráfico de corriente se observa un error de seguimiento significativo durante el inicio del período de conducción. Este comportamiento se explica porque, en dicho intervalo, la fase previamente activa se encuentra en proceso de desmagnetización. En consecuencia, el controlador debe atender simultáneamente dos objetivos: por una parte, desmagnetizar la fase saliente y, por otra, incrementar la corriente de la fase entrante. Debido a la topología del inversor HFCI, en la cual los puentes asimétricos comparten el bus de continua a la salida del inversor de capacitores flotantes, la acción de control disponible no resulta óptima para satisfacer ambos requerimientos de forma simultánea. Este efecto se evidencia al analizar el perfil de flujo, donde al inicio del intervalo la pendiente de crecimiento es suave, lo que demanda la aplicación de tensiones reducidas, mientras que hacia el final se requiere una caída abrupta del flujo, demandando la aplicación de una tensión negativa elevada para desmagnetizar rápidamente la fase. Ambas condiciones coexisten durante el instante de conmutación entre fases, lo que explica el marcado error de seguimiento de la referencia al inicio del período de operación. No obstante, al evaluar el comportamiento global del sistema, el seguimiento de flujo resulta adecuado durante la mayor parte del ciclo, y los voltajes de los condensadores se mantienen equilibrados y siguen correctamente sus referencias, cumpliendo así los objetivos

del esquema de control propuesto, que son el **seguimiento de flujo y de voltaje en los condensadores**.

La forma de onda de la tensión aplicada muestra que el control utiliza niveles entre 0 y $V_{dc}/3$ para sostener la corriente, mientras que para desmagnetizar la fase se aplican niveles de tensión mayores, llegando incluso al nivel completo de tensión inversa del bus de continua. Esto permite acelerar la caída de corriente y evitar torque negativo.

Finalmente, en la forma de onda del torque se observa el mismo fenómeno previamente descrito. Durante el inicio del período de conducción, el seguimiento resulta deficiente debido a que la acción de control debe atender simultáneamente dos objetivos contrapuestos. No obstante, una vez superado este intervalo transitorio, el comportamiento del torque se estabiliza y resulta consistente con el requerido para una operación estable del sistema.

5.4. Comparación

Para evaluar cuantitativamente el desempeño del sistema, se emplean diversas métricas utilizadas en la literatura para máquinas de reluctancia conmutada.

Corriente máxima $\hat{I}$: Corresponde al valor instantáneo máximo de la corriente $i(t)$ durante un ciclo eléctrico. Se expresa en amperes (A).

Corriente RMS I_{rms} : Es el valor cuadrático medio de la corriente en un ciclo eléctrico. Se define como:

$$I_{\text{rms}} = \sqrt{\frac{1}{T_{\text{ciclo}}} \int_0^{T_{\text{ciclo}}} i^2(t) dt}, \quad (5.1)$$

donde T_{ciclo} es la duración del ciclo eléctrico.

Torque ripple T_r : Representa la variación del torque dentro de un ciclo eléctrico, definida como la diferencia entre el torque máximo $\hat{T}$ y el torque mínimo $\check{T}$, normalizada por el torque de referencia T_{ref} :

$$T_r = \frac{\hat{T} - \check{T}}{T_{\text{ref}}} \times 100 [\%]. \quad (5.2)$$

Error cuadrático medio del torque T_{rmse} : Corresponde al error RMS del torque respecto de su referencia, normalizado por T_{ref} :

$$T_{\text{rmse}} = \frac{\sqrt{\frac{1}{T_{\text{ciclo}}} \int_0^{T_{\text{ciclo}}} (T_{\text{ref}} - T(t))^2 dt}}{T_{\text{ref}}} \times 100 [\%]. \quad (5.3)$$

Error promedio de torque $\bar{T}_{\text{error}}$: Es la diferencia entre el torque medio medido $\bar{T}$ y el torque de referencia T_{ref} , normalizada por éste:

$$\bar{T}_{\text{error}} = \frac{|T_{\text{ref}} - \bar{T}|}{T_{\text{ref}}} \times 100 [\%], \quad (5.4)$$

donde $\bar{T}$ es el torque promedio durante un ciclo eléctrico.

Error de seguimiento de flujo ψ_{error} : Mide el error medio entre la referencia de flujo y el flujo real durante un ciclo eléctrico, normalizado por el flujo base ψ_{nom} :

$$\psi_{\text{error}} = \frac{1}{N_K} \sum_{k=1}^{N_K} \frac{|\psi_k^{\text{ref}} - \psi_k|}{\psi_{\text{nom}}} \times 100 [\%], \quad (5.5)$$

donde N_K es el número de instantes de muestreo en un ciclo eléctrico y ψ_{nom} es el flujo base.

5.4.1. Comparación de Desempeño en Simulación

Se realizó un ensayo en simulación a 600 rpm bajo carga nominal con el fin de comparar el desempeño de los inversores ABC y HFCI. Los resultados obtenidos se resumen en la Tabla 5.1.

Tabla 5.1: Resultados comparativos entre ABC y HFCI

Métrica	ABC	HFCI
Corriente RMS [A]	13.58	11.67
Corriente máx [A]	41.30	25.60
Torque ripple [%]	222.24	96.11
Torque RMSE [%]	40.93	19.82
Torque error [%]	11.78	11.96
Error de flujo [%]	9.04	2.34

En términos de corriente, ambos inversores presentan valores RMS similares; sin embargo, la corriente máxima muestra una diferencia significativa: el ABC alcanza 41 A, mientras que el HFCI se limita a 26 A. Esta reducción es relevante desde el punto de vista del estrés en los bobinados de la máquina, y como el torque depende del cuadrado de la corriente, resulta en picos en la característica de torque.

El torque ripple y el torque RMSE obtenidos con HFCI se reducen aproximadamente a la mitad respecto del ABC. Este resultado es uno de los aportes más destacados en este trabajo, dado que una de las principales dificultades asociadas a la SRM es su torque intrínsecamente pulsante debido a su geometría de polos salientes.

El torque error es similar en ambos casos, lo que indica que el control predictivo mantiene un desempeño equivalente en seguimiento de referencia. Por otro lado, el error de flujo muestra una mejora considerable al utilizar HFCI, lo cual se explica por la mayor cantidad de niveles de tensión disponibles en el inversor, permitiendo un seguimiento más preciso del flujo de referencia.

Capítulo 6

Implementación Experimental

En laboratorio se implementaron los dos inversores a comparar: el inversor híbrido de capacitores flotantes y el inversor de puentes asimétricos. En términos generales, los resultados obtenidos concuerdan con lo esperado tanto a nivel teórico como en simulación; sin embargo, se observan discrepancias propias de una implementación experimental. Estas diferencias se asocian principalmente a la presencia de elementos no ideales, ruido en las mediciones, modelos aproximados, tolerancias de parámetros y limitaciones del hardware disponible.

El sistema experimental utilizado para implementar el control predictivo está conformado por diversos elementos mecánicos, de potencia, de medición y de procesamiento. Todos ellos se describen a continuación. En la Fig. 6.1 se presenta la disposición general del banco de ensayos.



Figura 6.1: Disposición general del sistema experimental.

Máquina SRM

Se emplea una máquina de reluctancia conmutada (SRM) de 2,32 kW, utilizada como máquina impulsora del sistema. Durante los ensayos opera mayoritariamente en modo motor, aunque puede entregar potencia en maniobras de frenado gracias a su capacidad de regeneración.

Máquina de Inducción (IM)

La carga mecánica es proporcionada por una máquina de inducción trifásica de 2,23 kW, alimentada mediante un variador de frecuencia Parker configurado en modo control de torque sin uso de encoder. De esta manera, la IM permite imponer un torque controlado sobre el eje acoplado a la SRM, asegurando condiciones de carga reproducibles.

Sensor de Torque

Entre la SRM y la IM se instala un sensor de torque encargado de medir el par transmitido a través del eje. El sensor posee un ancho de banda de aproximadamente 3 kHz y una capacidad nominal de 20 Nm. Debido a ligeros desalineamientos mecánicos entre las máquinas, en la señal medida aparecen componentes de alta frecuencia que afectan la medición cruda del torque.

Inversores

Los convertidores utilizados corresponden a un inversor híbrido de capacitores flotantes (HFCI) y un inversor de puentes asimétricos (ABC) basados en módulos IGBT de potencia. Los parámetros principales de cada topología se muestran en la siguiente tabla y se muestran imágenes en Fig. 6.2 y Fig. 6.3.

Tabla 6.1: Parámetros del convertidor HFCI del banco experimental

Símbolo	Descripción	Valor
V_{dc}	Tensión de alimentación	150 V
V_{c2}	Tensión de condensador 2	100 V
V_{c1}	Tensión de condensador 1	50 V
$C_{f1,2}$	Capacitor flotante	3000 μ F
f_{sw}	Frecuencia de conmutación	5 kHz

Tabla 6.2: Parámetros del convertidor ABC del banco experimental

Símbolo	Descripción	Valor
V_{dc}	Tensión de alimentación	150 V
f_{sw}	Frecuencia de conmutación	5 kHz

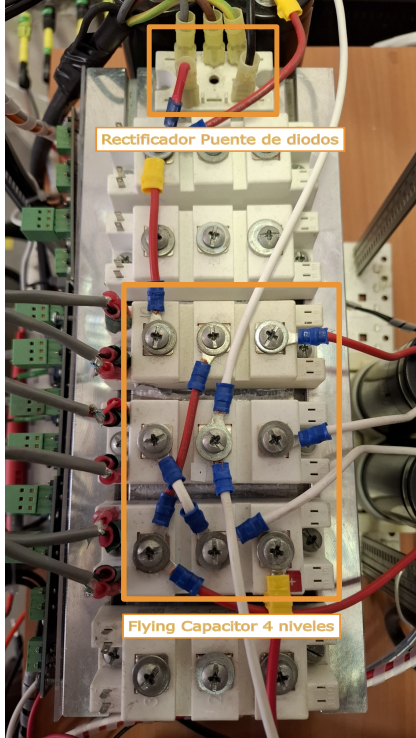


Figura 6.2: Inversor de Capacitores Flotantes (HFCI).

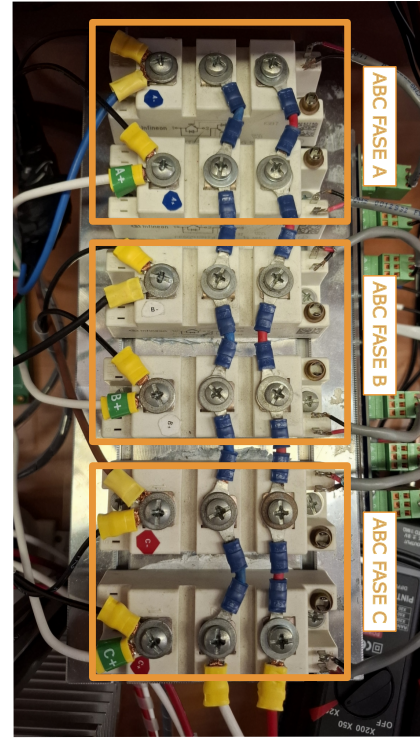


Figura 6.3: Inversor de Puentes Asimétricos (ABC).

Plataforma de Control

El control del sistema se implementa en la plataforma BRAIn, basada en una arquitectura híbrida FPGA + DSP (TMS320C6748). En ella se ejecutan tanto la adquisición de datos como el algoritmo FCS-MPC en tiempo real, utilizando C y el entorno Code Composer Studio.

La comunicación entre la BRAIn y MATLAB se realiza mediante UART, lo que permite monitorear variables internas y facilitar el proceso de calibración y ajuste.

La configuración inicial del sistema se basó en la documentación presentada en [9], que fue adaptada para habilitar temporizadores, moduladores PWM, módulos ADC, lectura de encoder y envío de señales discretas hacia los inversores. Además, se incorporó una interfaz de usuario compuesta por un pulsador, un interruptor y un potenciómetro, permitiendo el reinicio de la protección digital, el encendido o apagado del control y la asignación de una velocidad de referencia.

Tarjetas de Disparo

Los IGBT se accionan mediante tarjetas de disparo que reciben señales ópticas y las convierten en pulsos eléctricos de $\pm 15\text{ V}$ entre puerta y emisor. En el inversor HFCI se utilizó un tiempo muerto de aproximadamente $1\text{ }\mu\text{s}$.

Adquisición de datos

Las mediciones se obtienen mediante los ADC integrados en la BRAIn, configurados para recibir señales en el rango ± 10 V. Para ello se emplean tarjetas de medición para las tres corrientes de fase, tarjetas para la medición de los voltajes en los condensadores flotantes junto con el bus de continua y medición del voltaje de fase las tres fases aunque no es utilizada en el control.

La posición angular del rotor se obtiene mediante un dispositivo *resolver-to-encoder*, el cual entrega una señal equivalente a la de un encoder incremental, permitiendo estimar la posición eléctrica utilizada en el control predictivo. Los elementos mencionados se muestran en la siguiente figura.

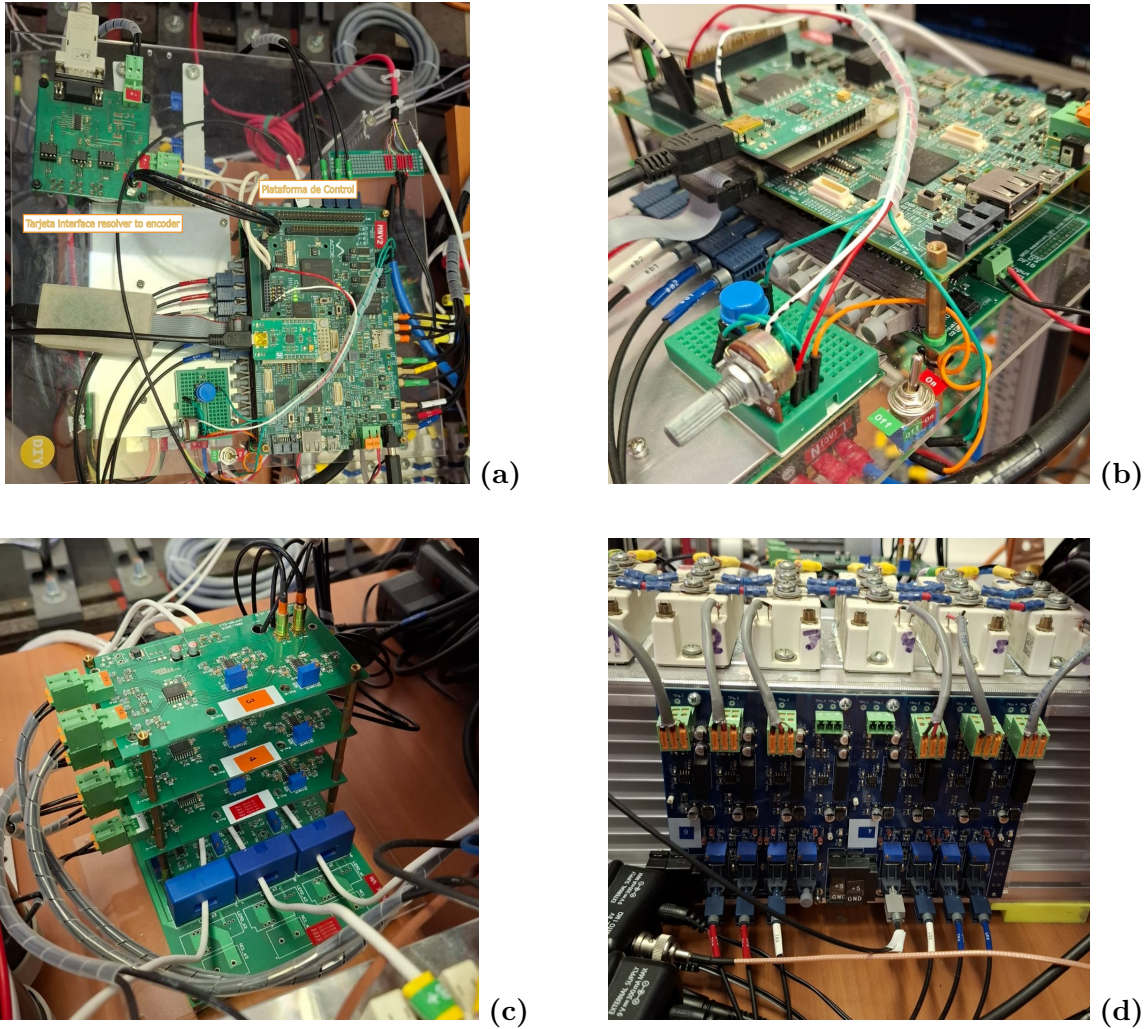


Figura 6.4: Componentes del sistema experimental: (a) Plataforma de control BRAIn, (b) Interfaz de usuario, (c) Tarjetas de medición, (d) Tarjetas de disparo.

6.1. Controlador PI de Velocidad

El lazo externo de velocidad se implementa mediante un controlador PI digital, cuya salida corresponde a la referencia de torque T_{ref} empleada en el bloque de TSF. El controlador incorpora anti-*windup* con la estructura mostrada en [10], fijándose la saturación según el torque máximo que la SRM puede entregar para la corriente límite establecida.

Con un bus de continua de 150 V, la corriente máxima aplicable en los ensayos supera ampliamente la corriente nominal de la máquina (30 A). Por lo tanto, la saturación del PI se fija a partir del torque máximo obtenido desde la LUT $T(\theta, i)$ para $i = 30$ A, resultando en un valor de aproximadamente 4,4 Nm.

Para suavizar la referencia de torque entregada al controlador predictivo, y además mitigar la componente oscilatoria presente en la medición de velocidad asociada al desalineamiento del eje, se aplica un filtro digital de primer orden a la salida del PI. La constante de tiempo del filtro se fija en $\tau = 0,05$ s, lo que corresponde a una frecuencia de corte aproximada de 3 Hz. Con estos valores se obtuvieron respuestas aceptables en la referencia de torque.

6.2. Estrategia de control optimizada

Para reducir el tiempo de ejecución del código en la implementación experimental del inversor híbrido de capacitores flotantes (HFCI), se adoptó una estrategia de optimización en el algoritmo de búsqueda de estados. El problema de control se descompuso en dos etapas. En la primera, el controlador evalúa los niveles de tensión aplicables a la fase, minimizando una función de costo orientada exclusivamente al seguimiento del flujo de referencia. En la segunda etapa, una vez seleccionado el nivel de tensión óptimo, se analizan únicamente los estados redundantes del convertidor capaces de generar dicho nivel. En esta etapa, la función de costo incorpora el desbalance de los voltajes en los capacitores, permitiendo su regulación. Esta estrategia elimina la necesidad de bucles anidados en la búsqueda de estados, lo que se traduce en una reducción significativa del tiempo de ejecución del algoritmo.

6.3. Comparación Experimental

Para comparar el desempeño del inversor HFCI con el inversor ABC, se realizaron ensayos a una velocidad de 600 rpm y con una carga nominal de 3.69 Nm. En el montaje experimental se obtuvo una frecuencia de muestreo de 5 kHz, equivalente a un periodo de muestreo de $T_s = 200 \mu\text{s}$ para el controlador MPC-FCS en ambos inversores.

Este valor fue determinado por las limitaciones del hardware y por el tiempo de ejecución del código asociado al HFCI, el cual presenta un mayor número de combinaciones posibles. En

dicho inversor, el tiempo de cómputo fluctuó entre $90 \mu s$ y $170 \mu s$ según el estado evaluado. En contraste, el ABC presentó un tiempo de ejecución constante cercano a $80 \mu s$. Para asegurar una comparación equivalente entre ambos casos, se fijó un único tiempo de muestreo de $200 \mu s$.

Si bien este periodo es relativamente alto para las escalas temporales de una SRM, permitió operar ambos inversores bajo las mismas condiciones. El desempeño experimental podría mejorar reduciendo T_s , pero esto excede las capacidades actuales del hardware disponible.

En la Fig. 6.5 se muestra el ensayo utilizando ABC. Se observa que el seguimiento de flujo presenta una forma marcadamente escalonada, efecto atribuible al periodo de muestreo y a la aplicación de niveles de tensión relativamente bruscos. El torque sigue adecuadamente la referencia, aunque con una pulsación significativa. En la forma de onda de tensión se aprecia cómo el tren de pulsos incrementa la corriente hasta alcanzar la referencia y, posteriormente, cómo se aplica tensión negativa para desmagnetizar la fase activa.

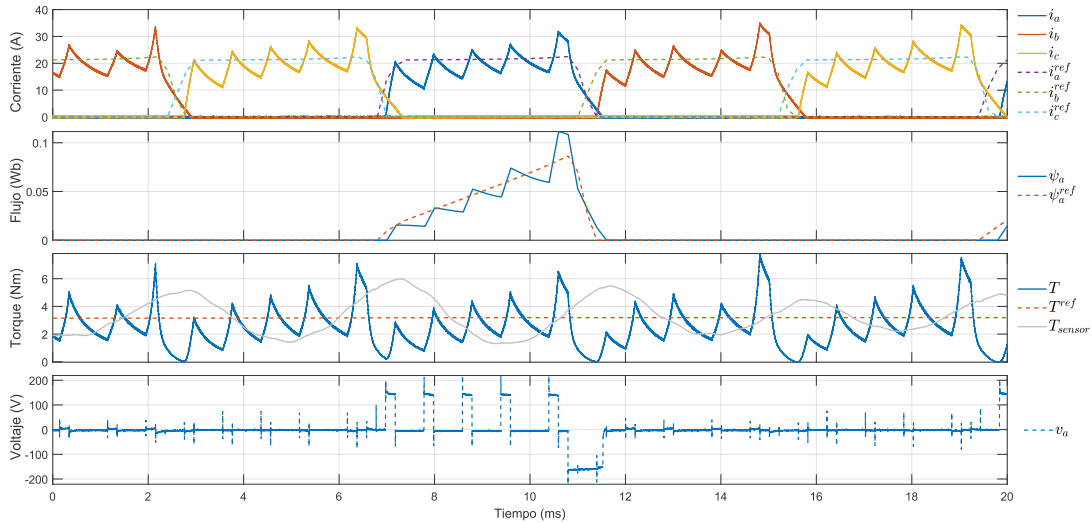


Figura 6.5: Desempeño experimental del inversor ABC.

En la Fig. 6.6 se muestra el ensayo utilizando HFCL. Se aprecia que el seguimiento de flujo es más suave que en el caso del ABC. Sin embargo, la desmagnetización de la fase saliente es más lenta. Esto se debe a que, en la etapa de desmagnetización, el controlador tiende a priorizar la estabilización de la corriente de la fase entrante aplicando el nivel $V/3$, lo que reduce la rapidez de desmagnetización de la fase que abandona la conducción. En cuanto al torque, se observa una reducción clara en la pulsación y un valor máximo menor en comparación con el ABC, lo que indica un desarrollo de torque más uniforme. Notamos en la forma de onda de la tensión, que el controlador aplica niveles de tensión altos para elevar la corriente, una vez cercana al nivel de referencia, aplica valores bajos de tensión para mantener la corriente de referencia.

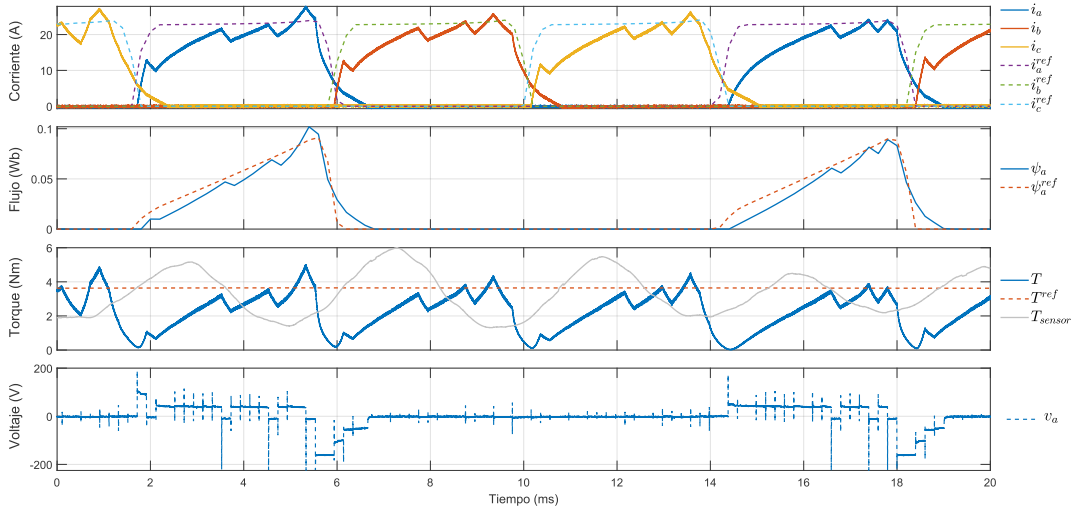


Figura 6.6: Desempeño experimental del inversor HFCI.

Las métricas comparativas obtenidas se presentan en la Tabla 6.3.

Tabla 6.3: Comparación de métricas de desempeño: ABC vs HFCI

Métrica	ABC	HFCI
— Corriente —		
Corriente RMS [A]	11.26	11.66
Corriente máxima [A]	30.33	26.38
— Torque (estimado) —		
Torque ripple [%]	246.13	137.60
Torque RMSE [%]	50.20	39.98
Torque error [%]	21.19	31.28
— Flujo —		
Flux tracking error [%]	7.42	8.88

Las diferencias más relevantes se observan en la corriente máxima, donde el HFCI presenta una reducción aproximada del 13 % con respecto al ABC. En cuanto al torque, el HFCI logra una disminución significativa en el ripple, lo que se traduce en un desarrollo de torque más suave. Asimismo, el torque RMSE es menor en el HFCI, indicando un mejor seguimiento de la referencia. Por otro lado, el ABC presenta un error promedio de torque menor, aunque acompañada de oscilaciones más pronunciadas.

En conjunto, los resultados muestran que el inversor HFCI ofrece un comportamiento de torque más uniforme y un seguimiento global más estable, mientras que el ABC mantiene un error promedio más bajo pero con una dinámica más pulsante. En términos operacionales, el HFCI presenta ventajas claras en suavidad y calidad del torque bajo las mismas condiciones de carga y velocidad.

6.4. Maniobras

En esta sección se presentan los ensayos dinámicos realizados con el inversor HFCI bajo distintas maniobras típicas de operación: arranque, frenado, inversión de giro, conexión de carga y desconexión de carga. Cada uno permite evaluar la respuesta del sistema de control completo.

6.4.1. Arranque

Desde el reposo y sin carga conectada, se aplicó un escalón de referencia de velocidad de 600 rpm.

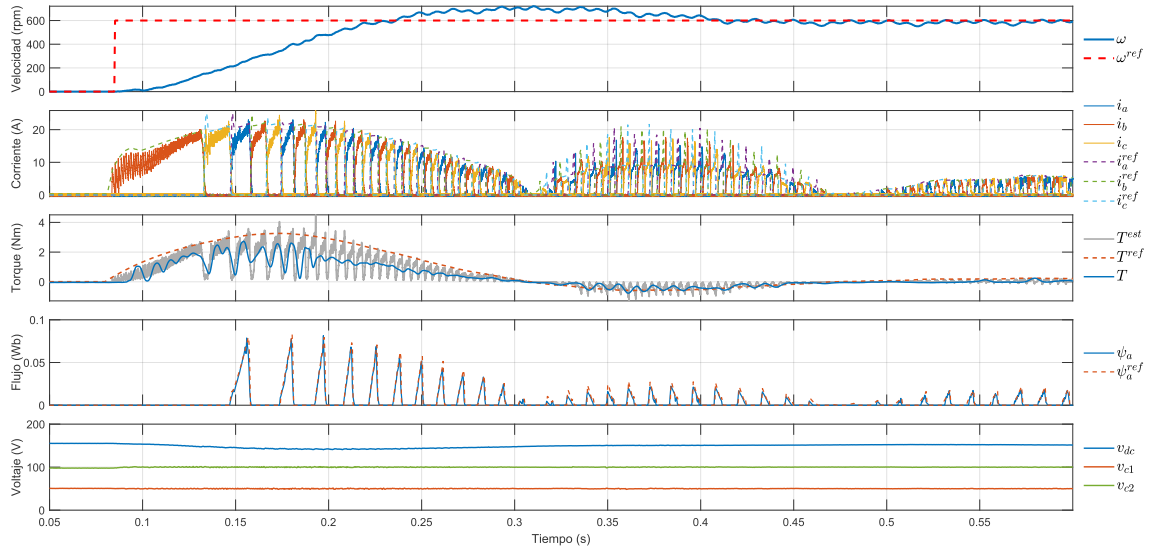


Figura 6.7: Ensayo de arranque.

En la Fig. 6.7 se observa que el lazo de velocidad basado en control PI permite alcanzar la referencia con un leve sobreimpulso, estabilizando la velocidad alrededor de los 0.3 s como era esperado por diseño. En estado estacionario se distingue una frecuencia en la medición de velocidad. Esta oscilación se intentó minimizar durante el diseño del controlador PI, pero no fue posible reducirla sin comprometer el desempeño. Es probable que su origen esté relacionado con un leve desalineamiento mecánico del eje en el montaje experimental, el cual no pudo corregirse completamente.

En la gráfica de torque se presenta, en color gris, la forma de onda del torque estimado mediante la LUT, el cual muestra buena concordancia con el torque medido por el sensor. Cabe destacar que en ensayos sin carga, la medición de torque presenta mayor ruido y menor confiabilidad, por la ausencia de torque resistente y el principio de funcionamiento del sensor

con strain gauges. El torque desarrollado por la SRM sigue razonablemente la referencia, manteniendo la pulsación característica propia de la operación de este tipo de máquina.

El flujo desarrollado sigue adecuadamente la referencia, y los voltajes de los condensadores flotantes se mantienen prácticamente constantes durante todo el proceso de arranque, evidenciando una correcta gestión energética del HFCI en esta etapa.

6.4.2. Frenado

A una velocidad constante de 600 rpm y sin carga conectada, se aplicó una referencia de frenado.

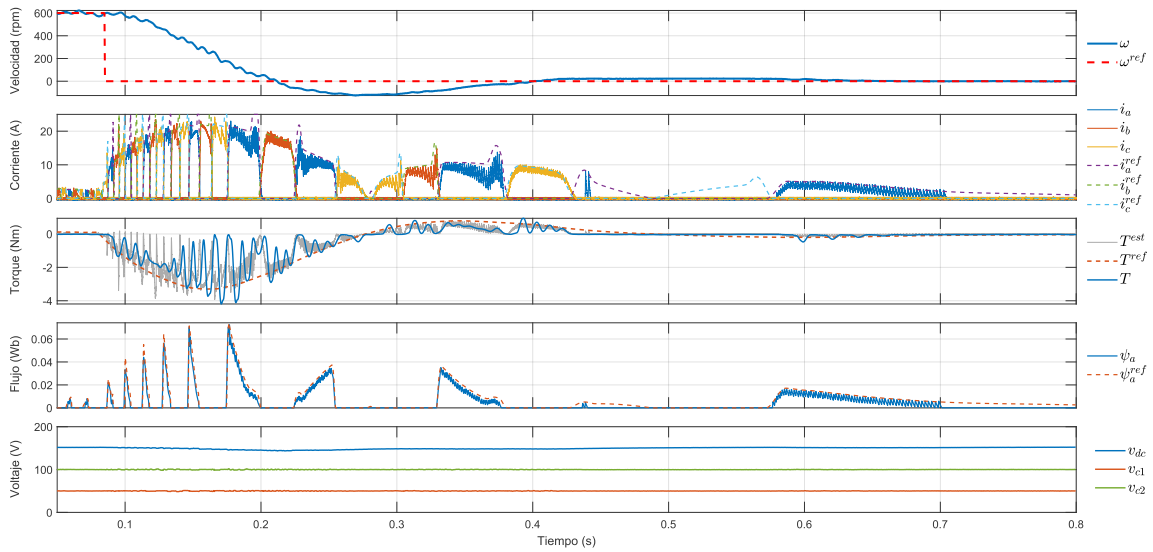


Figura 6.8: Ensayo de frenado.

La Fig. 6.8 muestra un comportamiento simétrico al del arranque: se aprecia un undershoot de velocidad antes de estabilizarse nuevamente. Alrededor de los 0.2 s se observa con claridad el cambio en la forma de las corrientes y del flujo debido a la transición desde el modo motor hacia el modo de frenado.

Antes de los 0.2 s, el flujo genera un torque en sentido opuesto al giro; entre 0.2 y 0.3 s, el sistema vuelve momentáneamente a generar torque en el sentido de giro; y luego de los 0.3 s se aplica nuevamente torque contrario para detener la máquina. Este comportamiento refleja la transición dinámica típica de la SRM durante el frenado. Al igual que en el arranque, los voltajes de los condensadores flotantes permanecen estables durante toda la maniobra.

6.4.3. Inversión de giro

Con la máquina girando a 600 rpm, se ordenó invertir el sentido de giro.

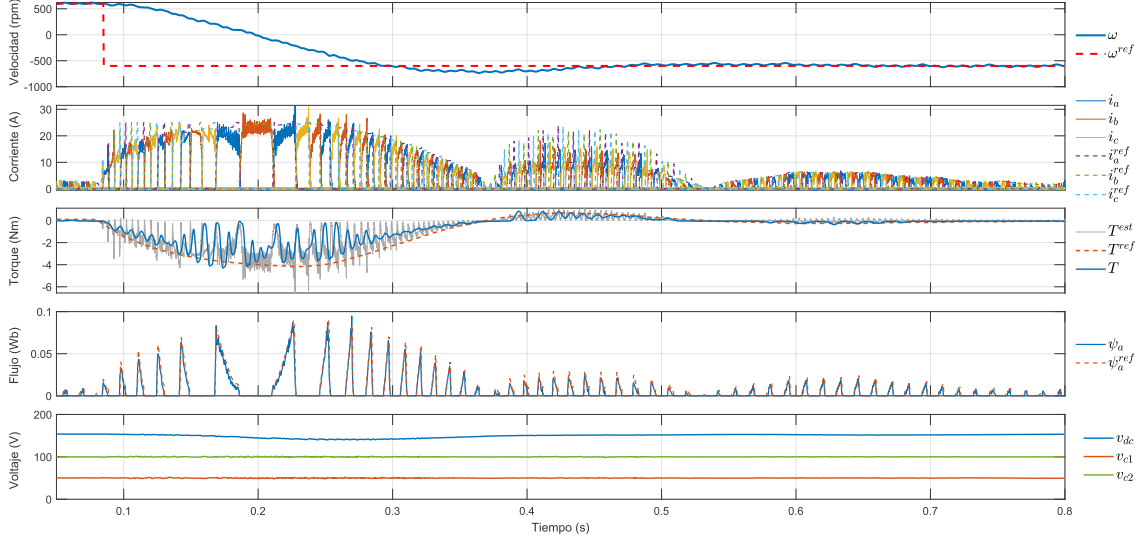


Figura 6.9: Ensayo de inversión de giro.

En la Fig. 6.9 se observa un comportamiento similar al ensayo de frenado con undershoot. El cambio de sentido provoca un reordenamiento claro de las referencias de corriente alrededor de los 0.2 s, lo cual también se refleja en la forma del flujo de fase. El controlador gestiona correctamente esta transición, y los voltajes de los condensadores flotantes se mantienen constantes durante todo el proceso.

6.4.4. Conexión de carga

Con la máquina girando a 600 rpm, se conectó una carga aproximada de 2.2 Nm, equivalente a un 60 % del torque nominal.

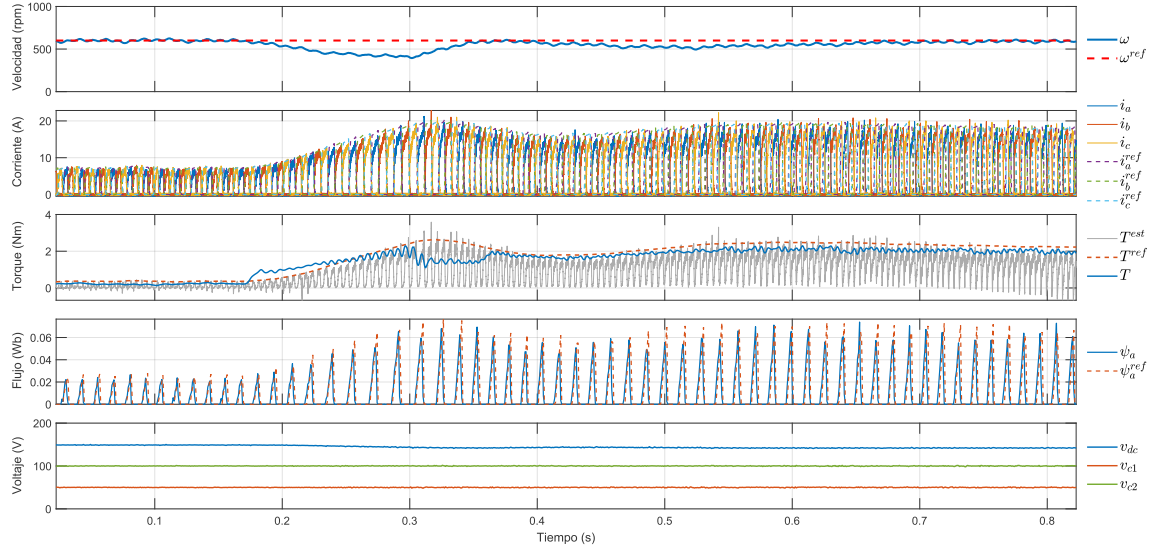


Figura 6.10: Ensayo de conexión de carga.

En la Fig. 6.10 se observa un incremento inmediato en las corrientes de fase, requerido para generar el torque que compensa el acoplamiento repentino de la carga. Bajo esta condición, el torque desarrollado presenta una pulsación menor que en el caso sin carga, debido a la mayor carga oponiéndose al movimiento.

La velocidad experimenta una caída transitoria, pero el lazo PI logra restablecerla a la referencia. A pesar del aumento significativo de corriente, los condensadores flotantes mantienen su voltaje prácticamente constante, mientras que el bus de continua muestra una leve disminución asociada al incremento de demanda de corriente.

6.4.5. Desconexión de carga

A 600 rpm y con una carga de 2.2 Nm en estado estacionario como el que se obtiene en la Figura 6.10, se realizó una desconexión súbita de la carga.

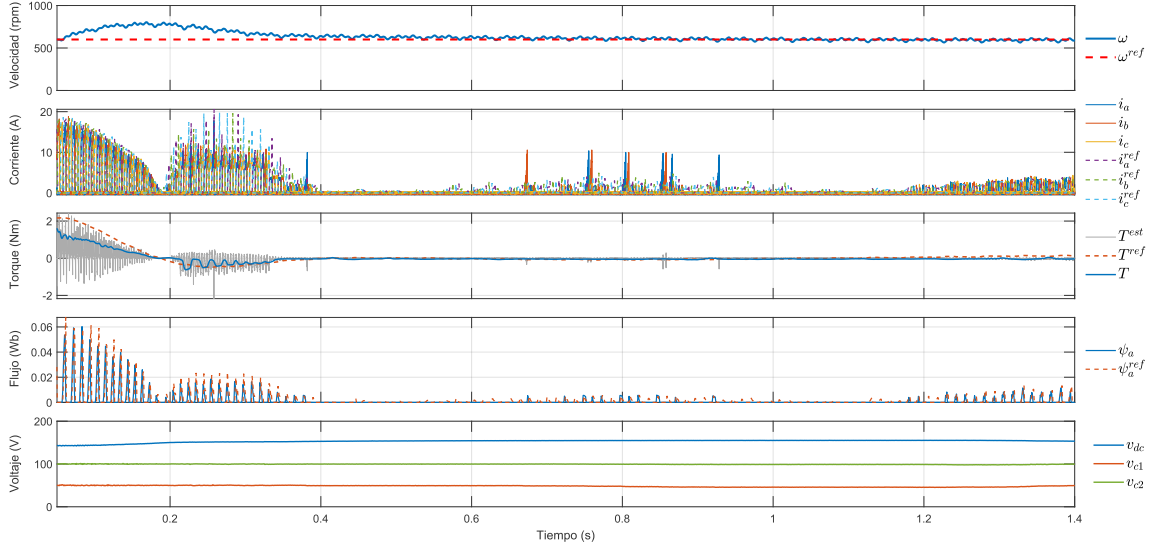


Figura 6.11: Ensayo de desconexión de carga.

En la Fig. 6.11 se aprecia una breve aceleración provocada por la eliminación repentina del torque resistente. Inmediatamente después de la desconexión, las corrientes disminuyen su magnitud; posteriormente, para detener la aceleración, las corrientes invierten su signo momentáneamente, generando torque negativo. Finalmente, el sistema retorna a un estado estacionario equivalente al de operación sin carga.

Se observa también un aumento temporal en el voltaje del bus de continua debido a la energía regenerada durante la desaceleración. No obstante, los voltajes de los condensadores flotantes permanecen prácticamente constantes, demostrando nuevamente la estabilidad y la correcta operación energética del HFCI ante maniobras dinámicas.

Capítulo 7

Conclusiones

En este trabajo se desarrolló e implementó un esquema de control predictivo de conjunto finito aplicado a una máquina de reluctancia conmutada, alimentada por dos topologías de potencia: el convertidor de capacitores flotantes híbrido y el inversor trifásico de puentes asimétricos. El objetivo principal consistió en evaluar el desempeño dinámico de ambas configuraciones y determinar el impacto que posee la disponibilidad de niveles intermedios de tensión en la reducción del rizado de corriente, la precisión en el seguimiento de flujo y la calidad del torque electromagnético.

El documento comenzó presentando una visión general de la SRM, destacando sus características no lineales y, en particular, el torque ripple como una de sus principales desventajas. A partir de este análisis, se justificó la necesidad de emplear técnicas de control avanzadas junto con topologías de potencia multinivel para mitigar dicha desventaja.

Luego, se desarrolló el diseño del controlador FCS-MPC en simulación, considerando el modelado discreto de los inversores, la estimación angular, el lazo externo de velocidad y la generación de referencias mediante TSF. Este diseño permitió predecir el comportamiento eléctrico de la máquina para horizontes de uno y dos pasos, evaluando los estados de ambos inversores bajo condiciones realistas.

Posteriormente, la implementación experimental se realizó en la plataforma BRAIn, la cual permitió ejecutar el algoritmo de control en tiempo real, incorporar mediciones mediante el uso de conversores analógico-digitales, leer posición a través de un resolver-to-encoder y transmitir variables a MATLAB para su análisis. Se realizaron pruebas con la SRM acoplada mecánicamente a una máquina de inducción operada en modo control de torque. Los resultados experimentales confirman las tendencias observadas en simulación, evidenciando que el inversor HFCI permite reducir la corriente máxima y disminuir el rizado de torque en comparación con el inversor ABC. No obstante, en el seguimiento de flujo se observa experimentalmente que ambos inversores presentan una capacidad de seguimiento similar. Este

resultado difiere de lo esperado a partir de las simulaciones, donde se anticipaba un mejor desempeño del HFCI respecto del ABC. Aunque se observan discrepancias debidas a elementos no ideales, ruido, tiempos muertos y limitaciones de medición, los indicadores globales validan la superioridad del HFCI para esta aplicación de control predictivo.

En síntesis, este trabajo demuestra que la combinación de un convertidor multinivel con capacitores flotantes y un esquema FCS-MPC permite mejorar de forma significativa el desempeño dinámico de una SRM, logrando reducir el rizado de torque y corriente bajo la misma frecuencia de conmutación. Además, se valida experimentalmente la viabilidad del modelo de la máquina y se establece una plataforma robusta en el laboratorio para futuras investigaciones en estas topologías de máquinas, inversores y tipo de control.

Finalmente, se identifican diversas líneas de trabajo futuro: mejorar el tiempo de ejecución del código FCS-MPC para inversores con un alto número de estados posibles; extender el horizonte del controlador; incorporar penalización explícita de la frecuencia de conmutación en la función de costo; y evaluar el comportamiento de la SRM en condiciones de mayor velocidad o en modo generador. Estas mejoras permitirían profundizar en el control de máquinas de reluctancia, optimizar la operación de convertidores multinivel y contribuir a la formación de nuevos profesionales en esta área de creciente interés en el mundo eléctrico.

Apéndices

En esta sección se presenta el equipamiento empleado en el banco experimental. Primero se muestran los datos de placa de las máquinas utilizadas, luego los del sensor de torque, el resolver-to-encoder y, finalmente, una tabla con los dispositivos restantes.

Tabla 1: Datos de placa Máquina de inducción

Parámetro	Valor
P_{nom}	2.23 kW
Polos	2
ω_{nom}	2840 rpm
I_{nom}	4.5 A
V_{nom}	380 V
f_{nom}	50 Hz

Tabla 2: Datos de placa SRM

Parámetro	Valor
P_{nom}	2.32 kW
T_{nom}	3.69 Nm
ω_{nom}	6000 rpm
R_{ph}	0.185Ω
V_{nom}	250 V
Fases	3
Polos	8
I_{nom}	13.29 A
I_{peak}	30 A

Tabla 3: Parámetros del sensor de torque

Parámetro	Valor
Modelo	TRS705 (FSH02566)
Fabricante	FUTEK
Torque nominal T_{nom}	20 Nm
Voltaje salida nominal	$\pm 5V$
Ancho de banda	3000 Hz
Alimentación	11–26 V
Velocidad máxima	7000 rpm
Límite de sobre carga	150 %
Encoder output	TTL, 2×360 pulses/rev
Encoder supply	5V

Tabla 4: Parámetros del conversor resolver–digital MSX-RDC-17

Parámetro	Valor
Modelo	MSX-RDC-17
Fabricante	Addi-data
Tensión de alimentación	+5 V
Frecuencia del resolver	10 kHz
Tipo de salida	Incremental diferencial (RS422)
Señales de salida	A+, A−, B+, B−, Index+, Index−
Pulsos por revolución	256 / 1024 / 4096 / 16384

Tabla 5: Dispositivos utilizados en el sistema experimental

Dispositivo	Fabricante	Modelo
Plataforma de Control Digital	AC3E	BRAIn
Resolver	Tamagawa	TS2224N14E102
IGBT	Infineon	FF50R12RT4
SRM	MST	RB-165MR-250V
Variador de Frecuencia	Parker	690-432160
Osciloscopio	KeySight	DSOX1204G
Punta medición de corriente	KeySight	N2780B 30A/50Mhz
Capacitores	Kemet	400 VDC / 3000 μ F $\pm$ 20 %
Rectificador Puente de Diodos	Microsemi	MSD50

Bibliografía

- [1] B. Bilgin, J. W. Jiang, and A. Emadi, Eds., *Switched Reluctance Motor Drives: Fundamentals to Applications*, 1st ed. Boca Raton, FL: CRC Press / Taylor & Francis Group, 2018.
- [2] J. Rodriguez and P. Cortes, *Predictive Control of Power Converters and Electrical Drives*, 1st ed. John Wiley and Sons, Ltd, 2012.
- [3] J. Rodriguez, J.-S. Lai, and F. Z. Peng, “Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 4, pp. 724–738, Aug. 2002.
- [4] G. A. Huerta Soto, “Técnicas de modulación para convertidores híbridos basados en condensadores flotantes,” Master’s thesis, Universidad Técnica Federico Santa María, Valparaíso, Chile, Nov. 2021, memoria para optar al título de Ingeniero Civil Electricista y al grado de Magíster en Ciencias de la Ingeniería Eléctrica.
- [5] A. I. Carvajal Carrasco, “Torque ripple reduction of a switched reluctance machine by implementing an optimization based control strategy,” Master’s thesis, Universidad Técnica Federico Santa María, Valparaíso, Chile, Sep. 2023, mSc Thesis, Department of Electrical Engineering.
- [6] B. Wu and M. Narimani, *High-Power Converters and AC Drives*, 2nd ed. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, 2017.
- [7] R. E. Araújo and J. R. Camacho, Eds., *Modelling and Control of Switched Reluctance Machines*. London, United Kingdom: IntechOpen, 2020, open Access book. [Online]. Available: <https://doi.org/10.5772/intechopen.82219>
- [8] P. Lezana, R. Aguilera, and D. E. Quevedo, “Model predictive control of an asymmetric flying capacitor converter,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 6, pp. 1839–1846, 2009.

- [9] G. A. C. Reyes, “Diseño e implementación de módulos de firmware para uso de fpga en aplicaciones de potencia,” Master’s thesis, —, Feb. 2008, febrero 2008.
- [10] P. A. L. Illesca, “Introducción al control digital de convertidores,” 2019, apunte de curso, Departamento de Ingeniería Eléctrica, Universidad Técnica Federico Santa María.