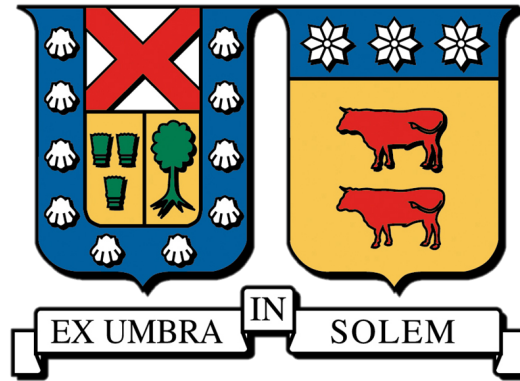


UNIVERSIDAD TÉCNICA FEDERICO SANTA MARÍA

DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA CIVIL ELÉCTRICA



**MODELADO DE MÁQUINA ASINCRÓNICA PARA SIMULACIÓN
EN TIEMPO REAL EN PLATAFORMA DIGITAL BRAIn**

CÉSAR HERNÁN RAMÍREZ ÁLVAREZ

MEMORIA PARA OPTAR AL TÍTULO DE INGENIERO CIVIL ELECTRICISTA

PROFESOR GUÍA: Pablo Andrés Lezana Illesca

PROFESORES CO-REFERENTES: Alejandro Alberto Angulo Cárdenas

Andrés Felipe Mora Castro

Diciembre-2023

Resumen

Este trabajo se centra en el desarrollo y análisis de un modelo matemático de una máquina asincrónica alimentada por un inversor fuente de voltaje de dos niveles para su simulación en tiempo real y su posterior implementación en la plataforma digital BRAIn. Para ello, se consideran las siguientes características en el modelo de la máquina: rotor isotrópico, ausencia de devanado de campo y devanado de rotor simétrico. El modelo se basa en un enfoque lineal capaz de capturar con precisión el comportamiento dinámico de la máquina. Además, se aborda la discretización del modelo y se investiga la influencia del paso del tiempo discreto.

Por otro lado, el modelo de convertidor inversor trifásico de dos niveles que incorpora características cruciales, como las fluctuaciones de tensión en el enlace continuo de los condensadores serie y el efecto del tiempo muerto en los IGBT. Se utilizan los pulsos de disparo, la tensión del dc-link y la corriente de la máquina como entradas al modelo para emular condiciones similares a las reales.

El trabajo también analiza la variación del rendimiento del modelo en función de la corriente magnetizante y resalta la importancia de considerar la saturación de la máquina para ajustar los parámetros del modelo. Asimismo, se investiga el comportamiento del modelo cuando está acoplado a otra máquina con cargas constantes, ajustando parámetros como las pérdidas por fricción y ventilación, la inercia y la resistencia del rotor, teniendo en cuenta el efecto del calentamiento de la máquina. Este enfoque integral tiene como objetivo mejorar la precisión de los modelos en aplicaciones de electrónica de potencia y control de máquinas asíncronas.

Este trabajo abrirá la posibilidad de implementar otros esquemas de control en el DSP para su investigación o uso en el laboratorio, utilizando la plataforma digital BRAIn que ya se encuentra disponible en la Universidad. Esta plataforma proporciona un entorno de trabajo seguro y flexible para dichos propósitos.

Abstract

This work focuses on the development and analysis of a mathematical model of an asynchronous machine powered by a two-level voltage source inverter for real-time simulation and subsequent implementation on the BRAIn digital platform. To achieve this, the following characteristics are considered in the machine model: isotropic rotor, absence of field winding, and symmetrical rotor winding. The model is based on a linear approach capable of accurately capturing the dynamic behavior of the machine. Furthermore, the discretization of the model is addressed, and the influence of discrete time-step is investigated.

On the other hand, the two-level three-phase inverter converter model incorporates crucial features such as voltage fluctuations in the continuous capacitor link and the effect of dead time on the IGBTs. Trigger pulses, dc-link voltage, and machine current are used as inputs to the model to emulate conditions similar to real-world scenarios.

The work also analyzes the variation in model performance based on magnetizing current and emphasizes the importance of considering machine saturation to adjust model parameters. Additionally, the behavior of the model is investigated when coupled to another machine with constant loads, adjusting parameters such as friction and ventilation losses, inertia, and rotor resistance, while considering the effect of machine heating. This comprehensive approach aims to improve the accuracy of models in power electronics and asynchronous machine control applications.

This work will open the possibility of implementing other control schemes on the DSP for research or laboratory use, using the BRAIn digital platform already available at the University. This platform provides a secure and flexible working environment for such purposes.

Agradecimientos

Quiero aprovechar esta instancia para agradecer a todas las personas que de una manera u otra me brindaron su apoyo para culminar esta importante etapa de mi vida.

En primer lugar, quiero agradecer a toda mi familia por el gran esfuerzo, cariño y apoyo que me brindaron para continuar con mis estudios desde que tengo recuerdos.

Quiero agradecer a mis padres por las valiosas enseñanzas que marcaron mi forma de ser y mi perspectiva de la vida. La calidez, amor y preocupación de mi mamá, así como la firmeza y sentido de responsabilidad de mi papá, han sido pilares fundamentales de mi vida.

A mis hermanos les agradezco por estar a mi lado en los momentos más cruciales; sin ustedes, este momento no habría sido posible. Cuando estuve agotado y cuando la vida tomó giros inesperados, ustedes me brindaron la serenidad y el aliento para seguir adelante.

A mi compañera de vida, Kaitlyn, agradezco profundamente habernos encontrado. Gracias por compartir conmigo años de hermosos momentos. Gracias por tu incondicionalidad, apoyo y por creer en mí cuando yo mismo no podía hacerlo.

En el ámbito académico, quiero expresar mi gratitud a los profesores de esta universidad por su excelencia como educadores, su vocación y responsabilidad. En particular, agradezco al profesor Pablo Lezana por brindarme la oportunidad de concluir mis estudios y por su valioso y gran aporte al desarrollo de este trabajo. Asimismo, quiero agradecer al profesor Jorge Juliet por su dedicación, paciencia y gran apoyo académico.

A mis compañeros y amigos de carrera, les agradezco por compartir conmigo grandes e inolvidables momentos y por ofrecer su apoyo cuando más lo necesitaba.

Finalmente, quiero agradecer a la vida por darme tantas lecciones y oportunidades.

Tabla de Contenidos

1	Introducción	1
2	Máquina Asincrónica	3
2.1	Modelo matemático de máquinas asincrónica	3
2.1.1	Ecuación de equilibrio eléctrico estator	4
2.1.2	Ecuación de equilibrio eléctrico rotor	5
2.1.3	Ecuación de equilibrio mecánico	5
2.2	Modelo discreto de la máquina asincrónica	6
2.2.1	Ecuaciones de equilibrio eléctrico y mecánico en por unidad	6
2.2.2	Derivada numérica hacia adelante	8
2.2.3	Ecuaciones de equilibrio eléctrico y mecánico discretizado	9
2.2.4	Simulación del modelo discreto	11
3	plataforma Digital BRAIn	17
3.1	DSP	18
3.1.1	Control escalar V/f	19
3.2	FPGA	20
3.2.1	Modelo del convertidor	21
3.2.2	Modelo máquina	24
3.2.3	Modelo máquina y convertidor	25
3.2.4	Código C++ del modelo discreto	26
3.3	Vitis HLS y Vivado	29
3.4	Vitis HLS	30
3.4.1	Configuración del dispositivo	30
3.4.2	Implementación del modelo en Vitis	31
3.5	Incorporación de modelo Vitis en Firmware de la plata- forma BRAIn	35
3.5.1	Creación de bloque de diseño	35
3.5.2	Modelo máquina asincrónica más convertidor en bloque de diseño de Vivado	41

3.5.3	Recursos utilizados en la FPGA	45
4	Resultados experimentales	46
4.1	Ensayos con control V/f	47
4.1.1	Cambio de referencia 0 Hz a 50 Hz	47
4.1.2	Cambio de referencia 50 Hz a 0 Hz	54
4.1.3	Cambio de referencia 30 Hz a 50 Hz	62
4.1.4	Cambio de referencia 50 Hz a 30 Hz	64
4.2	Ensayos a tensión constante	67
4.2.1	Tensión constante de 1 pu	67
4.2.2	Tensión constante de 0,8 pu	71
4.3	Ensayos a frecuencia constante	74
4.3.1	Frecuencia constante de 50 Hz	74
4.3.2	Frecuencia constante 30 Hz	79
4.4	Ensayos de carga y descarga	85
4.4.1	Carga 12 Nm	86
4.4.2	Descarga 12 Nm	89
4.4.3	Carga 30 Nm	91
4.4.4	Descarga 30 Nm	93
5	Conclusiones y Recomendaciones	96
	Apéndice A	98
A	Máquina asincrónica Marellimotori	98
A.1	Datos de la placa	98
A.2	Parámetros de la máquina	98
	Apéndice B	99
B	Código C++ de modelo de máquina asincrónica y convertidor	99
	Apéndice C	104
C	Resultados experimentales	104
	Referencias	105

Lista de Tablas

2.1	Valores base de la máquina asincrónica.	7
3.1	Estados de conducción de inversor trifásico de dos niveles.	22
3.2	Tensiones v_α y v_β del inversor trifásico de dos niveles.	22
3.3	Tensión de fase según estado de conducción de IGBT de la respectiva pierna y sentido de corriente de la respectiva fase.	23
3.4	Recursos utilizados en la FPGA de la plataforma BRAIn.	45
A.1	Datos de placa de la máquina asincrónica.	98

Lista de Figuras

2.1	Corrientes de fase de la máquina asincrónica según el valor h y el error de los resultados con respecto a los obtenidos con un paso de $h = 10^{-8}$ (en negro).	12
2.2	Velocidad de giro de la máquina asincrónica según el valor h y el error de los resultados con respecto a los obtenidos con un paso de $h = 10^{-8}$ (en negro).	13
2.3	Momento electromagnético de la máquina asincrónica según el valor h y el error de los resultados con respecto a los obtenidos con un paso de $h = 10^{-8}$ (en negro).	14
2.4	Corrientes de la fase a de la máquina asincrónica según el valor h y el error de los resultados con respecto a los obtenidos con un paso de $h = 10^{-8}$ (en negro).	16
3.1	plataforma digital BRAIn.	17
3.2	Esquema tradicional.	18
3.3	Esquema con el sistema HIL y modelo en el interior de la FPGA.	18
3.4	Control escalar sin compensación de deslizamiento.	20
3.5	Inversor trifásico de dos niveles.	21
3.6	Esquema del modelo de convertidor.	24
3.7	Esquema del modelo de máquina.	25
3.8	Esquema del modelo de convertidor más modelo de máquina asincrónica.	25
3.9	Código Vitis.	26
3.10	Código Vitis.	27
3.11	Código Vitis.	27
3.12	Código Vitis.	28
3.13	Código Vitis.	28
3.14	Código Vitis.	29
3.15	Código Vitis.	29
3.16	Ventana de configuración y selección del dispositivo en Vitis HLS.	31
3.17	Interfaz de usuario de Vitis HLS para la implementación de un modelo.	32
3.18	Ventada de Vitis HLS para insertar directivas.	34
3.19	Interfaz de usuario de Vitis HLS con las directivas.	34

3.20	Ventana de creación de bloque de diseño Vivado.	35
3.21	Interfaz de usuario de Vivado post creación bloque de diseño.	36
3.22	Ventanas para añadir módulos IP en el proyecto de Vivado.	37
3.23	Diagrama de bloque de Vivado al añadir modulo IP.	38
3.24	Modulo IP y sus puertos en el diagrama de bloque de Vivado.	39
3.25	Interfaz de usuario de Vivado al añadir modulo IP.	39
3.26	Ventana para generar archivo en lenguaje de descripción de hardware y los productos de salida del diseño en Vivado.	40
3.27	Diagrama del bloque de diseño con módulos IP utilizados.	41
3.28	Ventanas para generar archivo HDL y sus productos de salida en Vivado.	42
3.29	Interfaz de usuario del archivo .v principal en Vivado para incluir el diseño HDL creado.	43
3.30	Interfaz de usuario del archivo .v principal en Vivado para conectar las salidas del HDL con registros de la FPGA.	43
3.31	Interfaz de usuario del archivo .v principal en Vivado para definir el tamaño de las conexiones de las salidas del HDL con registros de la FPGA.	44
3.32	Interfaz de usuario de Vivado del proyecto.	44
4.1	Corrientes de fases de máquina real vs modelo de máquina con cambio de referencia de velocidad de 0 Hz a 50 Hz con frecuencia de conmutación de 2500 Hz.	48
4.2	Diferencia en magnitud de corriente de la máquina real y el modelo de máquina con cambio de referencia de velocidad de 0 Hz a 50 Hz y frecuencia de conmutación de 2500 Hz.	49
4.3	Diferencia en magnitud de corriente de la máquina real y el modelo de máquina con cambio de referencia de velocidad de 0 Hz a 50 Hz y frecuencia de conmutación de 2500 Hz.	50
4.4	Diferencia en magnitud de corriente de la máquina real y el modelo de máquina con cambio de referencia de velocidad de 0 Hz a 50 Hz y frecuencia de conmutación de 2500 Hz.	51
4.5	Velocidad de máquina real vs modelo de máquina y torque electromagnético del modelo de máquina con cambio de referencia de velocidad de 0 Hz a 50 Hz con frecuencia de conmutación de 2500 Hz.	53
4.6	Tensión del dc-link y tensiones de fase a la salida del inversor real con cambio de referencia de velocidad de 0 Hz a 50 Hz con frecuencia de conmutación de 2500 Hz.	54
4.7	Corrientes de fases de máquina real vs modelo de máquina con cambio de referencia de velocidad de 50 Hz a 0 Hz con frecuencia de conmutación de 2500 Hz.	55

4.8	Corrientes de fases de máquina real vs modelo de máquina con cambio de referencia de velocidad de 50 Hz a 0 Hz con frecuencia de conmutación de 6250 Hz.	55
4.9	Corrientes de fases de máquina real vs modelo de máquina con cambio de referencia de velocidad de 50 Hz a 0 Hz con frecuencia de conmutación de 2500 Hz.	57
4.10	Corrientes de fases de máquina real vs modelo de máquina con cambio de referencia de velocidad de 50 Hz a 0 Hz con frecuencia de conmutación de 5000 Hz.	57
4.11	Corrientes de fases de máquina real vs modelo de máquina con cambio de referencia de velocidad de 50 Hz a 0 Hz con frecuencia de conmutación de 2500 Hz.	58
4.12	Velocidad de máquina real vs modelo de máquina y torque electromagnético del modelo de máquina con cambio de referencia de velocidad de 50 Hz a 0 Hz con frecuencia de conmutación de 2500 Hz.	59
4.13	Velocidad de máquina real vs modelo de máquina y torque electromagnético del modelo de máquina con cambio de referencia de velocidad de 50 Hz a 0 Hz con frecuencia de conmutación de 2500 Hz.	60
4.14	Tensión del dc-link y tensiones de fase a la salida del inversor real con cambio de referencia de velocidad de 50 Hz a 0 Hz con frecuencia de conmutación de 2500 Hz. .	61
4.15	Tensión del dc-link y tensiones de fase a la salida del inversor real con cambio de referencia de velocidad de 50 Hz a 0 Hz con frecuencia de conmutación de 2500 Hz. .	61
4.16	Corrientes de fases de máquina real vs modelo de máquina con cambio de referencia de velocidad de 30 Hz a 50 Hz con frecuencia de conmutación de 2500 Hz.	62
4.17	Velocidad de máquina real vs modelo de máquina y torque electromagnético del modelo de máquina con cambio de referencia de velocidad de 30 Hz a 50 Hz con frecuencia de conmutación de 2500 Hz.	63
4.18	Tensión del dc-link y tensiones de fase a la salida del inversor real con cambio de referencia de velocidad de 30 Hz a 50 Hz con frecuencia de conmutación de 2500 Hz. .	64
4.19	Corrientes de fases de máquina real vs modelo de máquina con cambio de referencia de velocidad de 50 Hz a 30 Hz con frecuencia de conmutación de 2500 Hz.	65
4.20	Velocidad de máquina real vs modelo de máquina y torque electromagnético del modelo de máquina con cambio de referencia de velocidad de 50 Hz a 30 Hz con frecuencia de conmutación de 2500 Hz.	66
4.21	Tensión del dc-link y tensiones de fase a la salida del inversor real con cambio de referencia de velocidad de 50 Hz a 30 Hz con frecuencia de conmutación de 2500 Hz. .	66
4.22	Corrientes de fases de máquina real vs modelo de máquina con cambio de referencia de velocidad de 45 Hz a 60 Hz, tensión constante de 1 pu y frecuencia de conmutación de 5000 Hz.	67

4.23	Velocidad de máquina real vs modelo de máquina y torque electromagnético del modelo de máquina con cambio de referencia de velocidad de 45 Hz a 60 Hz, tensión constante de 1 pu y frecuencia de conmutación de 5000 Hz.	69
4.24	Corrientes de fases de máquina real vs modelo de máquina con cambio de referencia de velocidad de 60 Hz a 50 Hz, tensión constante de 1 pu y frecuencia de conmutación de 5000 Hz.	70
4.25	Velocidad de máquina real vs modelo de máquina y torque electromagnético del modelo de máquina con cambio de referencia de velocidad de 60 Hz a 50 Hz, tensión constante de 1 pu y frecuencia de conmutación de 5000 Hz.	70
4.26	Corrientes de fases de máquina real vs modelo de máquina con cambio de referencia de velocidad de 45 Hz a 60 Hz, tensión constante de 0,8 pu y frecuencia de conmutación de 5000 Hz.	71
4.27	Velocidad de máquina real vs modelo de máquina y torque electromagnético del modelo de máquina con cambio de referencia de velocidad de 35 Hz a 45 Hz, tensión constante de 0,8 pu y frecuencia de conmutación de 5000 Hz.	72
4.28	Corrientes de fases de máquina real vs modelo de máquina con cambio de referencia de velocidad de 45 Hz a 35 Hz, tensión constante de 0,8 pu y frecuencia de conmutación de 5000 Hz.	73
4.29	Velocidad de máquina real vs modelo de máquina y torque electromagnético del modelo de máquina con cambio de referencia de velocidad de 45 Hz a 35 Hz, tensión constante de 0,8 pu y frecuencia de conmutación de 5000 Hz.	73
4.30	Corrientes de fases de máquina real vs modelo de máquina con cambio de referencia de tensión de 0,8 pu a 1 pu, frecuencia constante de 50 Hz y frecuencia de conmutación de 5000 Hz.	75
4.31	Velocidad de máquina real vs modelo de máquina y torque electromagnético del modelo de máquina con cambio de referencia de tensión de 0,8 pu a 1 pu, frecuencia constante de 50 Hz y frecuencia de conmutación de 5000 Hz.	75
4.32	Tensión del dc-link y tensiones de fase a la salida del inversor real con cambio de referencia de tensión de 0,8 pu a 1 pu, frecuencia constante de 50 Hz y frecuencia de conmutación de 5000 Hz.	76
4.33	Corrientes de fases de máquina real vs modelo de máquina con cambio de referencia de tensión de 1 pu a 0,7 pu, frecuencia constante de 50 Hz y frecuencia de conmutación de 5000 Hz.	77
4.34	Velocidad de máquina real vs modelo de máquina y torque electromagnético del modelo de máquina con cambio de referencia de tensión de 1 pu a 0,7 pu, frecuencia constante de 50 Hz y frecuencia de conmutación de 5000 Hz.	78

4.35	Tensión del dc-link y tensiones de fase a la salida del inversor real con cambio de referencia de tensión de 1 pu a 0,7 pu, frecuencia constante de 50 Hz y frecuencia de conmutación de 5000 Hz.	79
4.36	Corrientes de fases de máquina real vs modelo de máquina con cambio de referencia de tensión de 0,5 pu a 0,7 pu, frecuencia constante de 30 Hz y frecuencia de conmutación de 5000 Hz.	80
4.37	Velocidad de máquina real vs modelo de máquina y torque electromagnético del modelo de máquina con cambio de referencia de tensión de 0,5 pu a 0,7 pu, frecuencia constante de 30 Hz y frecuencia de conmutación de 5000 Hz.	81
4.38	Tensión del dc-link y tensiones de fase a la salida del inversor real con cambio de referencia de tensión de 0,5 pu a 0,7 pu, frecuencia constante de 30 Hz y frecuencia de conmutación de 5000 Hz.	82
4.39	Corrientes de fases de máquina real vs modelo de máquina con cambio de referencia de tensión de 0,7 pu a 0,5 pu, frecuencia constante de 30 Hz y frecuencia de conmutación de 5000 Hz.	83
4.40	Velocidad de máquina real vs modelo de máquina y torque electromagnético del modelo de máquina con cambio de referencia de tensión de 0,7 pu a 0,5 pu, frecuencia constante de 30 Hz y frecuencia de conmutación de 5000 Hz.	84
4.41	Tensión del dc-link y tensiones de fase a la salida del inversor real con cambio de referencia de tensión de 0,7 pu a 0,5 pu, frecuencia constante de 30 Hz y frecuencia de conmutación de 5000 Hz.	85
4.42	Corrientes de fases de máquina real vs modelo de máquina con aplicación de carga de 12 Nm.	86
4.43	Velocidad de máquina real vs modelo de máquina y torque electromagnético del modelo de máquina con aplicación de carga de 12 Nm.	87
4.44	Tensión del dc-link y tensiones de fase a la salida del inversor real con aplicación de carga de 12 Nm.	88
4.45	Corrientes de fases de máquina real vs modelo de máquina con desconexión de carga de 12 Nm.	89
4.46	Velocidad de máquina real vs modelo de máquina y torque electromagnético del modelo de máquina con desconexión de carga de 12 Nm.	90
4.47	Tensión del dc-link y tensiones de fase a la salida del inversor real con desconexión de carga de 12 Nm.	91
4.48	Corrientes de fases de máquina real vs modelo de máquina con aplicación de carga de 30 Nm.	92

4.49	Velocidad de máquina real vs modelo de máquina y torque electromagnético del modelo de máquina con aplicación de carga de 30 Nm.	92
4.50	Tensión del dc-link y tensiones de fase a la salida del inversor real con aplicación de carga de 30 Nm.	93
4.51	Corrientes de fases de máquina real vs modelo de máquina con desconexión de carga de 30 Nm.	94
4.52	Velocidad de máquina real vs modelo de máquina y torque electromagnético del modelo de máquina con desconexión de carga de 30 Nm.	95
4.53	Tensión del dc-link y tensiones de fase a la salida del inversor real con desconexión de carga de 30 Nm.	95
C.1	Diferencia en magnitud de corriente de la máquina real y el modelo de máquina con cambio de referencia de velocidad de 0 Hz a 50 Hz y frecuencia de conmutación de 2500 Hz sin considerar tiempo de apagado en los IGBT.	104

Nomenclatura

(S_a, S_b, S_c)	Estado de los interruptores del inversor trifásico de dos niveles.
ADC	Conversor Analógico Digital.
ALUs	Unidades Aritméticas Lógicas.
BRAIn	Board for Research Academic and Industrial application.
dc-link	Tensión de enlace continua.
DSP	Procesador digital de señales (Digital Signal Processor).
FPGA	Matriz de puertas programables en campo (Field Programmable Gate Array).
h	Paso de tiempo discreto.
HDL	Lenguaje de descripción de hardware (Hardware Description Language).
HIL	Hardware en el Bucle (Hardware In The Loop).
HLS	Síntesis de alto nivel (High Level Synthesis).
IGBT	Transistores bipolares de compuerta aislada (Insulated Gate Bipolar Transistor).
IP	Propiedad Intelectual (Intellectual Property).
MAS	Máquina Asincrónica.
PWM	Modulación por ancho de pulso (Pulse Width Modulators).
RTL	Registro de Transferencia de Nivel (Register-Transfer Level).
V_D	Caída de tensión del diodo en antiparalelo al IGBT.
V_{dc}	Caída de tensión del dc-link.
V_{IGBT}	Caída de tensión del IGBT.

Capítulo 1

Introducción

Desde la llegada de los convertidores en base a semiconductores, se han realizado diversos estudios que buscan mejorar el desempeño de estas en aplicaciones que involucran las máquinas asincrónicas. A su vez se han estudiado diversos esquemas de control que tiene como finalidad mejorar la eficiencia del conjunto.

No obstante, la manera tradicional de implementar esquemas de control en electrónica de potencia parte por un desarrollo teórico, seguido por simulaciones en software especializado, para posteriormente llegar a la etapa de validación experimental. Sin embargo, el paso desde la simulación tradicional a los resultados experimentales puede ser complejo, debido a diferencias en los lenguajes de programación, aspectos de configuración de periféricos que no se incluyen en los simuladores, entre otros. Errores en estos puntos pueden llevar a daños en los equipos, aumento en los tiempos de desarrollo, peligro para los estudiantes, etc.

Es por esto que en los últimos años se ha vuelto popular el uso de sistemas de simulación en tiempo real denominados HIL (Hardware In the Loop) los cuales emulan los sistemas reales y permiten la interconexión directa con las plataformas de control reales que ejecutan los códigos en una versión muy cercana a la final (si es que no la misma).

El presente trabajo desarrolla un modelo de una máquina asincrónica con un inversor trifásico de dos niveles. Este modelo es implementado en una FPGA con una frecuencia de muestreo de 100 MHz. El modelo discreto de la máquina asincrónica en conjunto con el modelo de convertidor requieren de 25 ciclos de reloj para completar una iteración, por lo que la resolución temporal del sistema emulado (h) corresponde a 250 ns.

Este trabajo se centra en el desarrollo y análisis de un modelo matemático de una máquina asincrónica que considera condiciones específicas, como rotor isotrópico, la ausencia de devanado de campo y un devanado de rotor simétrico. Este modelo, basado en un enfoque lineal, busca capturar de manera precisa el comportamiento dinámico de la máquina. Además, se aborda el proceso de discretización del modelo y se investiga cómo varían los resultados en función de un parámetro

crucial: el paso del tiempo discreto h .

Para garantizar la comparabilidad de los resultados entre el modelo matemático y la máquina real, se explora la necesidad de mantener similitudes en las condiciones de entrada, considerando las fluctuaciones de la tensión del dc-link, las caídas de tensión en los IGBT y el efecto del tiempo muerto. A este fin, se desarrolla un modelo de convertidor que incorpora estas características fundamentales que pueden influir en los resultados obtenidos.

El modelo del convertidor desarrollado utiliza los pulsos de disparo de las etapas superior e inferior como entrada, junto con la tensión del dc-link y la corriente de la máquina. Todo esto se realiza con el propósito de aplicar una tensión en los terminales del modelo de la máquina, de manera que se asemeje lo más posible a lo que se aplicaría en los terminales de la máquina real. De esta manera, los resultados obtenidos del modelo de la máquina, cuando se ejecuta en paralelo con la máquina real, son comparables entre sí.

Se analiza cómo varía el rendimiento del modelo en función de la corriente magnetizante y se demuestra que, en condiciones de saturación variable de la máquina, es esencial considerar la variación de los parámetros del modelo. Esto se basa en principios fundamentales de electromagnetismo que vinculan las inductancias con el entrehierro efectivo y el nivel de saturación del núcleo.

Finalmente, se investiga el comportamiento del modelo de máquina cuando está mecánicamente acoplado a otra máquina que aplica cargas constantes. Se ajustan parámetros como las pérdidas por fricción y ventilación, la inercia del conjunto y la resistencia del rotor, considerando el efecto del calentamiento de la máquina.

Capítulo 2

Máquina Asíncrona

La máquina asíncrona (MAS) o máquina de inducción es un motor eléctrico formado por un estator y un rotor. El devanado del estator es en general trifásico con conexión delta o estrella sin neutro, mientras que el devanado del rotor puede ser de dos tipos: devanado trifásico en estrella unido a anillos rozantes o devanado jaula de ardilla.

La MAS se encuentra en una amplia gama de aplicaciones industriales, domésticas, generadores (como turbinas eólicas) y sistemas de tracción, debido a su capacidad de proporcionar un momento electromagnético elevado en el arranque. Esta amplia utilización en diversas aplicaciones se debe a su costo, ya que son relativamente económicas en lo que respecta a su fabricación y mantención. Además, son máquinas bastante eficientes en un amplio rango de cargas y velocidades, las que las convierte en máquinas versátiles y adaptables en diversas aplicaciones. Por otra parte, el uso de la jaula de ardilla proporciona un arranque suave. Sin embargo, estas máquinas son menos adecuadas para aplicaciones que requieren un control de velocidad preciso y amplio, como en sistemas de servo-control. Además que su eficiencia puede disminuir drásticamente cuando son operadas a velocidades más bajas que su velocidad nominal.

2.1 Modelo matemático de máquinas asíncrona

De la teoría de máquinas eléctricas [1] y [2] se obtienen ecuaciones que permiten modelar las máquinas de campo giratorio en términos de fasores espaciales de tensión, corriente y enlace de flujo de estator y rotor. Este modelo conserva de forma precisa las magnitudes de los fenómenos electromagnéticos de la máquina, con el cual se puede visualizar el comportamiento dinámico de la máquina, se puede implementar técnicas de control y se puede derivar un modelo de estado estacionario.

Para el caso particular de la máquina asíncrona, se tienen las siguientes condiciones que se aplican al modelo matemático:

- El rotor de la máquina es isotrópico.
- No cuenta con devanado de campo.
- El devanado del rotor es simétrico.

Estas consideraciones reducen las expresiones de las ecuaciones que describen el comportamiento dinámico de las máquinas de campo giratorio.

A continuación, se presentarán las ecuaciones de equilibrio eléctrico del modelo electromagnético de la máquina asincrónica en un sistema de coordenadas fijo al estator ($\alpha\beta$) y la ecuación de equilibrio mecánica.

2.1.1 Ecuación de equilibrio eléctrico estator

En un sistema de coordenadas $\alpha\beta$ la ecuación de equilibrio eléctrico del estator de la máquina asincrónica es:

$$\mathbf{v}_s = R_s \mathbf{i}_s + \frac{d\boldsymbol{\psi}_s}{dt} \quad (2.1)$$

con $\mathbf{v}_s$ fasor espacial de tensión del estator:

$$\mathbf{v}_s = v_a + \mathbf{a} \cdot v_b + \mathbf{a}^2 \cdot v_c = v_{s\alpha} + jv_{s\beta} \quad (2.2)$$

$\mathbf{i}_s$ el fasor espacial de corriente del estator:

$$\mathbf{i}_s = i_a + \mathbf{a} \cdot i_b + \mathbf{a}^2 \cdot i_c = i_{s\alpha} + ji_{s\beta} \quad (2.3)$$

donde $\mathbf{a} = e^{j2\pi/3}$ y $\boldsymbol{\psi}_s$ el enlace de flujo del estator:

$$\boldsymbol{\psi}_s = L_s \mathbf{i}_s + L_{sr} \mathbf{i}_r = \psi_{s\alpha} + j\psi_{s\beta} \quad (2.4)$$

con $\mathbf{i}_r$ el fasor espacial de corriente del rotor:

$$\mathbf{i}_r = i_{r\alpha} + ji_{r\beta} \quad (2.5)$$

Los parámetros de (2.1) y (2.4) son:

- R_s : resistencia del estator.
- L_s : inductancia propia del estator.
- L_{sr} : inductancia mutua entre el devanado del estator y rotor.

Las definiciones (2.2)-(2.4) indican que el devanado trifásico del estator se sustituye por un devanado bifásico equivalente $\alpha\beta$. Este devanado ficticio genera la misma distribución de fuerza magnetomotriz (fmm) en el entrehierro que el devanado trifásico cuando circula corriente por este. Además, el fasor espacial de corriente en el rotor (2.5) también se descompone en dos componentes ortogonales orientados al sistema de coordenadas $\alpha\beta$. De acuerdo con la regla de Lenz, las corrientes en las barras de la jaula tienen una distribución tal que tienden a anular su causa: la distribución de fmm creada por el estator. Como esta se divide en dos componentes ortogonales, entonces la jaula también puede interpretarse como dos distribuciones de corrientes ortogonales entre sí [3].

2.1.2 Ecuación de equilibrio eléctrico rotor

En un sistema de coordenadas $\alpha\beta$ la ecuación de equilibrio eléctrico del rotor de la máquina asincrónica queda definido según la velocidad angular de la máquina, ω , según:

$$\mathbf{v}_r = R_r \mathbf{i}_r + \frac{d\psi_r}{dt} + j\omega \psi_r \quad (2.6)$$

con $\mathbf{v}_r$ fasor espacial de tensión del rotor:

$$\mathbf{v}_r = v_{r\alpha} + jv_{r\beta} \quad (2.7)$$

ψ_r el enlace de flujo del rotor:

$$\psi_r = L_r \mathbf{i}_r + L_{rs} \mathbf{i}_s = \psi_{r\alpha} + j\psi_{r\beta} \quad (2.8)$$

Los parámetros de (2.6) y (2.8) son:

- R_r : resistencia del rotor.
- L_r : inductancia propia del rotor.
- L_{rs} : inductancia mutua entre el devanado del rotor y el estator.

Para el caso de una MAS jaula de ardilla, el fasor espacial de tensión del rotor (2.7) es nulo. Esto se debe a que las barras de la jaula del rotor se encuentran en cortocircuito.

2.1.3 Ecuación de equilibrio mecánico

La ecuación (2.9) condiciona el movimiento de la máquina según:

$$\frac{J}{p} \frac{d\omega}{dt} = T_e - T_c \quad (2.9)$$

Donde:

- p : número de pares de polo de la máquina.
- J : momento de inercia de la máquina.
- ω : velocidad angular de la máquina en radianes eléctricos por segundo.
- T_e : momento electromagnético de la máquina.
- T_c : momento de carga o mecánico aplicado al eje de la máquina.

El momento electromagnético que desarrolla la máquina asincrónica se expresa como:

$$T_e = -\frac{3}{2}p\Im\{\psi_s i_s^*\} \quad (2.10)$$

2.2 Modelo discreto de la máquina asincrónica

Para obtener un modelo discreto de la máquina asincrónica se utilizan las ecuaciones eléctricas y mecánicas (2.1)-(2.10) aproximando las derivadas según una técnica de análisis numéricos “derivación numérica”. Este método entrega resultados con un determinado error numérico, el cual dependerá del paso o diferencial elegido y la función.

2.2.1 Ecuaciones de equilibrio eléctrico y mecánico en por unidad

La tensión, corriente y flujo magnético del estator y rotor de las ecuaciones (2.1), (2.4), (2.6) y (2.8) son variables complejas, por lo que se separan en sus componentes ortogonales obteniéndose así:

$$v_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + L_s \frac{di_{s\alpha}}{dt} + L_{sr} \frac{di_{r\alpha}}{dt} \quad (2.11)$$

$$v_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + L_s \frac{di_{s\beta}}{dt} + L_{sr} \frac{di_{r\beta}}{dt} \quad (2.12)$$

$$v_{r\alpha} = 0 = R_r i_{r\alpha} + L_r \frac{di_{r\alpha}}{dt} + L_{rs} \frac{di_{s\alpha}}{dt} + \omega(L_r i_{r\beta} + L_{rs} i_{s\beta}) \quad (2.13)$$

$$v_{r\beta} = 0 = R_r i_{r\beta} + L_r \frac{di_{r\beta}}{dt} + L_{rs} \frac{di_{s\beta}}{dt} - \omega(L_r i_{r\alpha} + L_{rs} i_{s\alpha}) \quad (2.14)$$

En la sección 2.1.2, se establece que en el caso de una MAS de tipo jaula de ardilla, el fasor espacial de tensión del rotor es nulo, lo que implica que sus componentes ortogonales también son nulas. Por lo tanto, en adelante, las ecuaciones (2.13) y (2.14) se igualarán a cero, y las variables $v_{r\alpha}$ y $v_{r\beta}$ serán omitidas de la respectiva expresión.

El momento electromagnético definido en (2.10) es la variable que acopla los subsistemas electromagnético y el mecánico de acuerdo con (2.9). En coordenadas de estator $\alpha\beta$, el momento electromagnético (2.10) es:

$$T_e = -\frac{3}{2}p(\psi_{s\beta}i_{s\alpha} - \psi_{s\alpha}i_{s\beta}) \quad (2.15)$$

Por lo que la ecuación mecánica según (2.15) queda expresada:

$$\frac{J}{p} \frac{d\omega}{dt} = \frac{3}{2}pL_{sr}(i_{r\alpha}i_{s\beta} - i_{r\beta}i_{s\alpha}) - T_c \quad (2.16)$$

De esta manera, quedan cinco ecuaciones que modelan el comportamiento dinámico de la máquina asincrónica.

Por efectos prácticos, estas ecuaciones se presentarán en por unidad. Para esto, las ecuaciones (2.11)-(2.14) se deben dividir por el valor de la tensión base, que se define como:

$$V_b = Z_b \cdot I_b = \omega_b \cdot L_b \cdot I_b \quad (2.17)$$

y, (2.16) se debe dividir por el valor del torque base, el cual es equivalente a:

$$T_b = \frac{S_b}{\omega_b/p} = \frac{3}{2} \frac{V_b \cdot I_b}{\omega_b/p} = \frac{3}{2}p \cdot L_b \cdot I_b \quad (2.18)$$

Los valores base de la máquina en estudio (MarelliMotori) se presentan en la Tabla 2.1.

Tabla 2.1: Valores base de la máquina asincrónica.

Parámetro	Notación	Valor	Unidad
Tensión base	V_b	310,27	V
Corriente base	I_b	16,42	A
Potencia base	S_b	7,64	kW
Frecuencia angular base	ω_b	314,16	rad/s
Torque base	T_b	48,65	Nm
Impedancia base	Z_b	18,9	Ω
Inductancia base	L_b	0,06	H
Flujo magnético base	ψ_b	0,99	Wb

Por otra parte, si se considera que las inductancias mutuas entre el devanado del estator y el rotor, L_{sr} y L_{rs} , son iguales, entonces se puede introducir el parámetro L_m en lugar de ambas. A partir de este punto, las expresiones tomarán en cuenta esta definición.

Al dividir las ecuaciones (2.11)-(2.14) y (2.16) por sus bases, estas quedan expresadas como:

$$(v_{s\alpha}) = r_s(i_{s\alpha}) + \frac{l_s}{\omega_b} \frac{d(i_{s\alpha})}{dt} + \frac{l_m}{\omega_b} \frac{d(i_{r\alpha})}{dt} \quad (2.19)$$

$$(v_{s\beta}) = r_s(i_{s\beta}) + \frac{l_s}{\omega_b} \frac{d(i_{s\beta})}{dt} + \frac{l_m}{\omega_b} \frac{d(i_{r\beta})}{dt} \quad (2.20)$$

$$0 = r_r(i_{r\alpha}) + \frac{l_r}{\omega_b} \frac{d(i_{r\alpha})}{dt} + \frac{l_m}{\omega_b} \frac{d(i_{s\alpha})}{dt} + w(l_r(i_{r\beta}) + l_m(i_{s\beta})) \quad (2.21)$$

$$0 = r_r(i_{r\beta}) + \frac{l_r}{\omega_b} \frac{d(i_{r\beta})}{dt} + \frac{l_m}{\omega_b} \frac{d(i_{s\beta})}{dt} - w(l_r(i_{r\alpha}) + l_m(i_{s\alpha})) \quad (2.22)$$

$$2H \frac{dw}{dt} = l_m((i_{r\alpha})(i_{s\beta}) - (i_{r\beta})(i_{s\alpha})) - (T_c) \quad (2.23)$$

Las variables de tensión del estator, corriente del estator y rotor, así como el torque de carga, se han colocado entre paréntesis para indicar que están expresadas en por unidad.

Por otro lado, los parámetros se han escrito en minúsculas para denotar que también están expresados en por unidad. Además, se ha introducido una nueva variable H , la cual se define como:

$$H = \frac{1}{2} \frac{J}{S_b} \left(\frac{\omega_b}{p} \right)^2 \quad (2.24)$$

2.2.2 Derivada numérica hacia adelante

La fórmula para calcular la derivada numérica hacia adelante es la siguiente:

$$f'(x_k) = \frac{f(x_{k+1}) - f(x_k)}{h} \quad (2.25)$$

Donde:

- x_k representa el valor de la variable independiente x en la iteración k .
- x_{k+1} representa el valor de x en la siguiente iteración de k .
- h es el diferencial de tiempo entre cada valor de x_k .

El parámetro h controla el intervalo de tiempo entre las iteraciones, por lo que su tamaño afecta en la precisión de la aproximación de la derivada.

Por otra parte, el uso de esta técnica de aproximación es útil cuando no se cuenta con una expresión analítica explícita para la derivada de la función y se requiere de una aproximación numérica para análisis o simulación.

2.2.3 Ecuaciones de equilibrio eléctrico y mecánico discretizado

Para lograr una mayor claridad visual de las variables de interés, se sustituyen las variables de tensiones y corrientes expresadas en por unidad por las siguientes variables:

- $(v_{s\alpha}) = v_{s\alpha}^p$
- $(i_{s\alpha}) = i_{s\alpha}^p$
- $(v_{s\beta}) = v_{s\beta}^p$
- $(i_{s\beta}) = i_{s\beta}^p$
- $(\omega) = \omega^p$
- $(i_{r\alpha}) = i_{r\alpha}^p$
- $(T_c) = T_c$
- $(i_{r\beta}) = i_{r\beta}^p$

Este procedimiento no se trata de una transformación de coordenadas, sino simplemente de un cambio de notación para lograr una mayor claridad en las ecuaciones. De esta manera, las ecuaciones (2.19)-(2.23) quedarán expresadas como:

$$v_{s\alpha}^p = r_s i_{s\alpha}^p + \frac{l_s}{\omega_b} \frac{di_{s\alpha}^p}{dt} + \frac{l_m}{\omega_b} \frac{di_{r\alpha}^p}{dt} \quad (2.26)$$

$$v_{s\beta}^p = r_s i_{s\beta}^p + \frac{l_s}{\omega_b} \frac{di_{s\beta}^p}{dt} + \frac{l_m}{\omega_b} \frac{di_{r\beta}^p}{dt} \quad (2.27)$$

$$0 = r_r i_{r\alpha}^p + \frac{l_r}{\omega_b} \frac{di_{r\alpha}^p}{dt} + \frac{l_m}{\omega_b} \frac{di_{s\alpha}^p}{dt} + \omega^p (l_r i_{r\beta}^p + l_m i_{s\beta}^p) \quad (2.28)$$

$$0 = r_r i_{r\beta}^p + \frac{l_r}{\omega_b} \frac{di_{r\beta}^p}{dt} + \frac{l_m}{\omega_b} \frac{di_{s\beta}^p}{dt} - \omega^p (l_r i_{r\alpha}^p + l_m i_{s\alpha}^p) \quad (2.29)$$

$$2H \frac{d\omega^p}{dt} = l_m (i_{r\alpha}^p i_{s\beta}^p - i_{r\beta}^p i_{s\alpha}^p) - T_c \quad (2.30)$$

Luego, para obtener un modelo discreto se aproximan las derivadas de (2.26)-(2.30) de acuerdo con la fórmula (2.25). De esta manera, las ecuaciones quedan de la siguiente forma:

$$v_{s\alpha(k)}^p = r_s i_{s\alpha(k)}^p + \frac{l_s}{\omega_b} \frac{(i_{s\alpha(k+1)}^p - i_{s\alpha(k)}^p)}{h} + \frac{l_m}{\omega_b} \frac{(i_{r\alpha(k+1)}^p - i_{r\alpha(k)}^p)}{h} \quad (2.31)$$

$$v_{s\beta(k)}^p = r_s i_{s\beta(k)}^p + \frac{l_s}{\omega_b} \frac{(i_{s\beta(k+1)}^p - i_{s\beta(k)}^p)}{h} + \frac{l_m}{\omega_b} \frac{(i_{r\beta(k+1)}^p - i_{r\beta(k)}^p)}{h} \quad (2.32)$$

$$0 = r_r i_{r\alpha(k)}^p + \frac{l_r}{\omega_b} \frac{(i_{r\alpha(k+1)}^p - i_{r\alpha(k)}^p)}{h} + \frac{l_m}{\omega_b} \frac{(i_{s\alpha(k+1)}^p - i_{s\alpha(k)}^p)}{h} + \omega^p (l_r i_{r\beta(k)}^p + l_m i_{s\beta(k)}^p) \quad (2.33)$$

$$0 = r_r i_{r\beta(k)}^p + \frac{l_r}{\omega_b} \frac{(i_{r\beta(k+1)}^p - i_{r\beta(k)}^p)}{h} + \frac{l_m}{\omega_b} \frac{(i_{s\beta(k+1)}^p - i_{s\beta(k)}^p)}{h} - \omega^p (l_r i_{r\alpha(k)}^p + l_m i_{s\alpha(k)}^p) \quad (2.34)$$

$$2H \frac{(\omega_{(k+1)}^p - \omega_{(k)}^p)}{h} = l_m (i_{r\alpha(k)}^p i_{s\beta(k)}^p - i_{r\beta(k)}^p i_{s\alpha(k)}^p) - T_c \quad (2.35)$$

Desarrollando las ecuaciones (2.31)-(2.35) se obtienen:

$$i_{s\alpha(k+1)}^p = \alpha_s i_{s\alpha(k)}^p + \beta_s i_{r\alpha(k)}^p + \gamma_s \omega_{(k)}^p i_{r\beta(k)}^p + \xi_s \omega_{(k)}^p i_{s\beta(k)}^p + \eta_s v_{s\alpha(k)}^p \quad (2.36)$$

$$i_{s\beta(k+1)}^p = \alpha_s i_{s\beta(k)}^p + \beta_s i_{r\beta(k)}^p - \gamma_s \omega_{(k)}^p i_{r\alpha(k)}^p - \xi_s \omega_{(k)}^p i_{s\alpha(k)}^p + \eta_s v_{s\beta(k)}^p \quad (2.37)$$

$$i_{r\alpha(k+1)}^p = \alpha_r i_{r\alpha(k)}^p + \beta_r i_{s\alpha(k)}^p + \gamma_r \omega_{(k)}^p i_{s\beta(k)}^p + \xi_r \omega_{(k)}^p i_{r\beta(k)}^p + \eta_r v_{s\alpha(k)}^p \quad (2.38)$$

$$i_{r\beta(k+1)}^p = \alpha_r i_{r\beta(k)}^p + \beta_r i_{s\beta(k)}^p - \gamma_r \omega_{(k)}^p i_{s\alpha(k)}^p - \xi_r \omega_{(k)}^p i_{r\alpha(k)}^p + \eta_r v_{s\beta(k)}^p \quad (2.39)$$

$$T_{e(k+1)} = l_m (i_{r\alpha(k+1)}^p i_{s\beta(k+1)}^p - i_{r\beta(k+1)}^p i_{s\alpha(k+1)}^p) \quad (2.40)$$

$$\omega_{(k+1)}^p = K_{B1} T_{e(k)} - K_{B2} T_c + \omega_{(k)}^p \quad (2.41)$$

Los respectivos coeficientes se presentan a continuación:

$$\begin{aligned} \bullet \alpha_s &= 1 - \frac{h\omega_b l_r r_s}{l_r l_s - l_m l_m} & \bullet \alpha_r &= 1 - \frac{h\omega_b l_s r_r}{l_r l_s - l_m l_m} \\ \bullet \beta_s &= \frac{h\omega_b l_m r_r}{l_r l_s - l_m l_m} & \bullet \beta_r &= \frac{h\omega_b l_m r_s}{l_r l_s - l_m l_m} \\ \bullet \gamma_s &= \frac{h\omega_b l_m l_r}{l_r l_s - l_m l_m} & \bullet \gamma_r &= -\frac{h\omega_b l_m l_s}{l_r l_s - l_m l_m} \\ \bullet \xi_s &= \frac{h\omega_b l_m l_m}{l_r l_s - l_m l_m} & \bullet \xi_r &= -\frac{h\omega_b l_r l_s}{l_r l_s - l_m l_m} \\ \bullet \eta_s &= \frac{h\omega_b l_r}{l_r l_s - l_m l_m} & \bullet \eta_r &= -\frac{h\omega_b l_m}{l_r l_s - l_m l_m} \\ \bullet K_{B1} &= -\frac{hl_m}{2H} & \bullet K_{B2} &= -\frac{h}{2H} \end{aligned}$$

Los valores de los parámetros en por unidad de la MAS utilizados para determinar los coeficientes anteriores se presentan en Anexos A.2.

Considerando la componente de corriente de secuencia cero i_0 y la definición del fasor espacial de corriente en (2.3), se obtiene la transformación de Clark $\alpha\beta 0$:

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.42)$$

donde la constante $2/3$ define el tipo de transformación invariante en amplitud. Luego, si la MAS tiene neutro levantado, la corriente de secuencia cero es nula. Por lo tanto, la transformación de Clark se reduce a:

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{3} & -\frac{\sqrt{3}}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{\sqrt{1}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{\sqrt{1}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (2.43)$$

Finalmente, en base a (2.43), la corriente de cada fase de la MAS (i_a , i_b y i_c) se determina según:

$$i_a = (i_{s\alpha}) \quad (2.44)$$

$$i_b = -0,5 \cdot ((i_{s\alpha}) - \sqrt{3}) \cdot (i_{s\beta}) \quad (2.45)$$

$$i_c = -0,5 \cdot ((i_{s\alpha}) + \sqrt{3}) \cdot (i_{s\beta}) \quad (2.46)$$

De acuerdo a lo anterior, y considerando el cambio de notación de las variables, la corriente del modelo discreto de cada fase de la MAS ($i_{a(k)}$, $i_{b(k)}$ y $i_{c(k)}$) se calcula según (2.36) y (2.37) como:

$$i_{a(k)} = i_{s\alpha(k)}^p \quad (2.47)$$

$$i_{b(k)} = -0,5 \cdot (i_{s\alpha(k)}^p - \sqrt{3}) \cdot i_{s\beta(k)}^p \quad (2.48)$$

$$i_{c(k)} = -0,5 \cdot (i_{s\alpha(k)}^p + \sqrt{3}) \cdot i_{s\beta(k)}^p \quad (2.49)$$

2.2.4 Simulación del modelo discreto

De la sección anterior, es evidente la dependencia de los parámetros de las ecuaciones discretizadas del diferencial de tiempo. Es por esto que se debe estudiar el efecto del parámetro h en la calidad de la aproximación. Debe considerarse que:

- Un alto valor de h hace que la aproximación sea más imprecisa y puede que no represente adecuadamente el comportamiento de la MAS, pero es menos exigente con la plataforma digital que deberá implementar los cálculos, al darle más tiempo para realizarlos.
- Un bajo valor de h aproximará de mejor manera las derivadas del sistema, pero obligará a la plataforma digital a realizar los cálculos en una menor cantidad de tiempo y lo hace más propenso a errores numéricos.

Es por esto que se debe elegir un valor de h lo suficientemente pequeño como para que la aproximación sea precisa, pero lo suficientemente grande como para evitar errores numéricos y que sea factible implementarlo en la plataforma digital de la que se dispone.

A continuación, se presentan resultados gráficos de las corrientes de fase, velocidad de giro y momento electromagnético de la MAS para cuatro valores distintos de paso: $h = 10^{-3}$, $h = 10^{-4}$, $h = 10^{-5}$ y $h = 10^{-8}$ durante un proceso de arranque. En este contexto, el valor $h = 10^{-8}$ se considera como un tiempo “continuo” para las respectivas simulaciones.

En la Fig. 2.1, se muestran las corrientes de cada fase de la máquina asíncrona de acuerdo con el modelo discreto obtenido en la sección 2.2.3 para cuatro valores diferentes del parámetro h . En

esta figura, se visualiza el error de los resultados obtenidos en la corriente de fase en comparación con los obtenidos con un paso de $h = 10^{-8}$ (resaltados en negro).

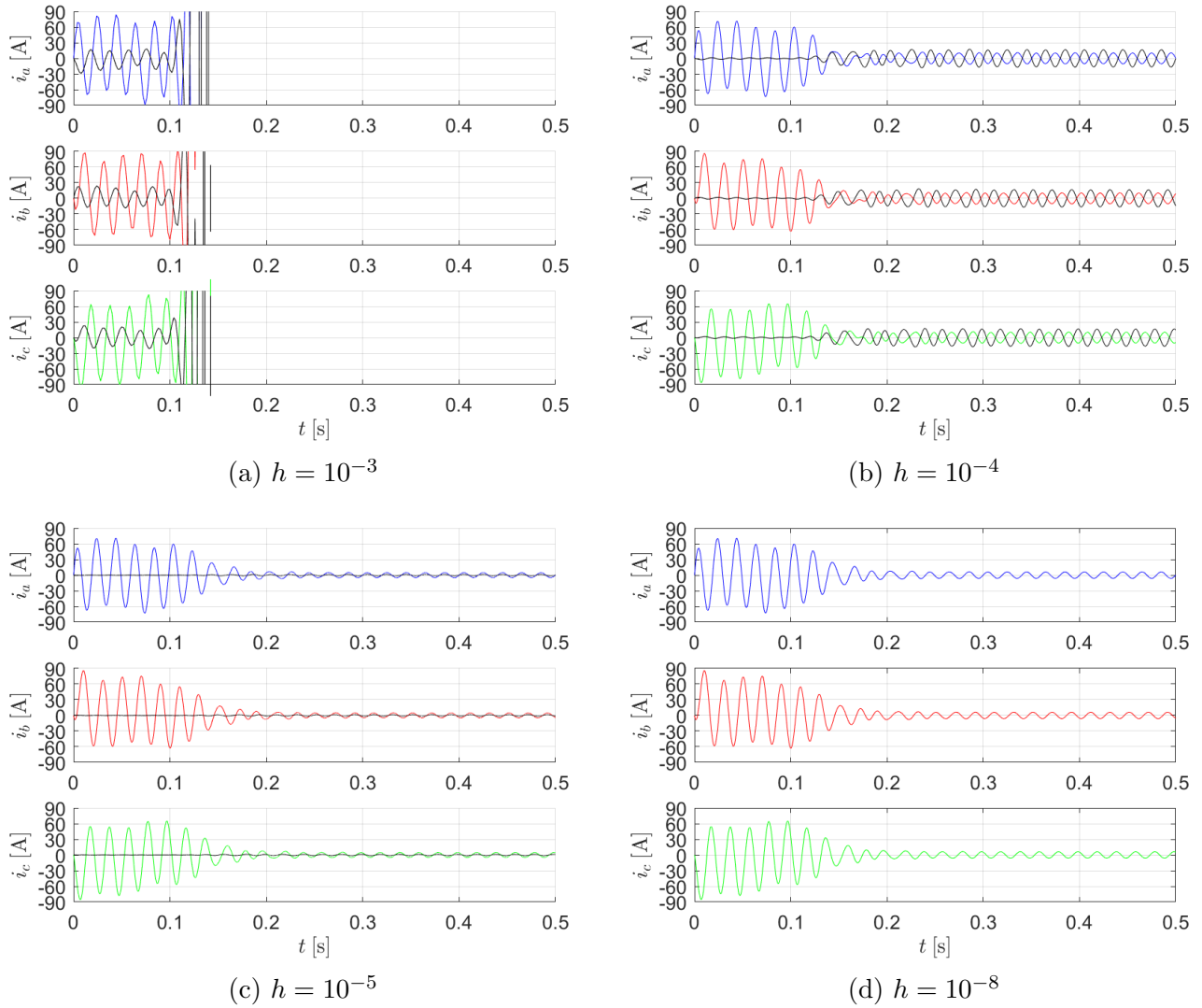


Figura 2.1: Corrientes de fase de la máquina asincrónica según el valor h y el error de los resultados con respecto a los obtenidos con un paso de $h = 10^{-8}$ (en negro).

A partir de la Fig. 2.1a, se puede notar que al utilizar un paso de tiempo $h = 10^{-3}$ en la aproximación del modelo de MAS para obtener un modelo discreto, se pierde por completo la dinámica después del instante de tiempo de 0,1 s. Esto demuestra que con un paso de tiempo demasiado grande, no se puede implementar eficazmente este modelo de MAS y esperar obtener resultados precisos. En la Fig. 2.1b, se presentan los resultados de las corrientes de fase de la MAS con un paso de tiempo $h = 10^{-4}$. Aquí se observa un buen comportamiento sin pérdida en la dinámica. Sin embargo, se encuentran diferencias apreciables en la magnitud de la corriente en

estado estacionario, que resultan ser inferiores a las obtenidas con un paso de $h = 10^{-8}$. Además, se nota que estas corrientes están desfasadas.

Por último, en la Fig. 2.1c, se puede observar que para un paso $h = 10^{-5}$ se logra un comportamiento bastante similar al obtenido con un paso de $h = 10^{-8}$ ilustrada en la Fig. 2.1d con un error poco apreciable en el gráfico.

En la Fig. 2.2 se presenta la velocidad de giro (en rpm) de la MAS de acuerdo con el modelo discreto obtenido en la sección 2.2.3 para cuatro distintos valores del parámetro h . En esta figura, se visualiza el error de los resultados obtenidos en la velocidad de giro de la máquina en comparación con los obtenidos con un paso de $h = 10^{-8}$ (resaltado en negro).

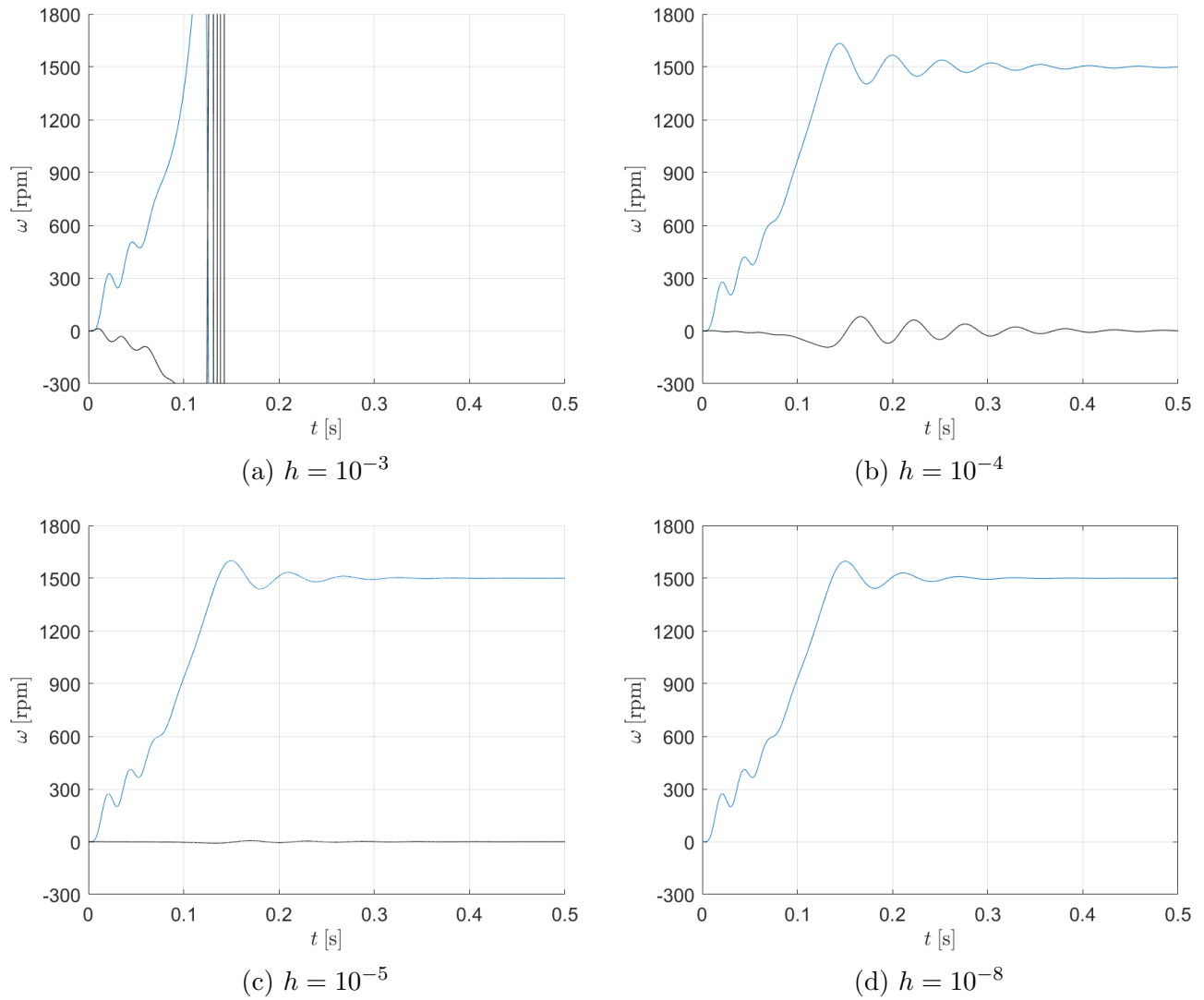


Figura 2.2: Velocidad de giro de la máquina asincrónica según el valor h y el error de los resultados con respecto a los obtenidos con un paso de $h = 10^{-8}$ (en negro).

De la Fig. 2.2a se puede observar que con un paso de $h = 10^{-3}$ la aproximación es imprecisa, ya

que la dinámica de la velocidad de giro en el modelo de las MAS se pierde por completo después del instante de tiempo 0,1 s. Con un paso de $h = 10^{-4}$, se obtiene un comportamiento más aceptable, aunque se presentan errores de seguimiento apreciables. Finalmente, con un paso de $h = 10^{-5}$, se aprecia un comportamiento bastante similar al obtenido con un paso de $h = 10^{-8}$, donde las magnitudes de la velocidad de giro son cercanas entre si.

En la Fig. 2.3 se presenta el momento electromagnético de la MAS de acuerdo con el modelo discreto obtenido en la sección 2.2.3 para cuatro distintos valores del parámetro h . En esta figura, se visualiza el error de los resultados obtenidos en el torque electromagnético en comparación con los obtenidos con un paso de $h = 10^{-8}$ (en negro).

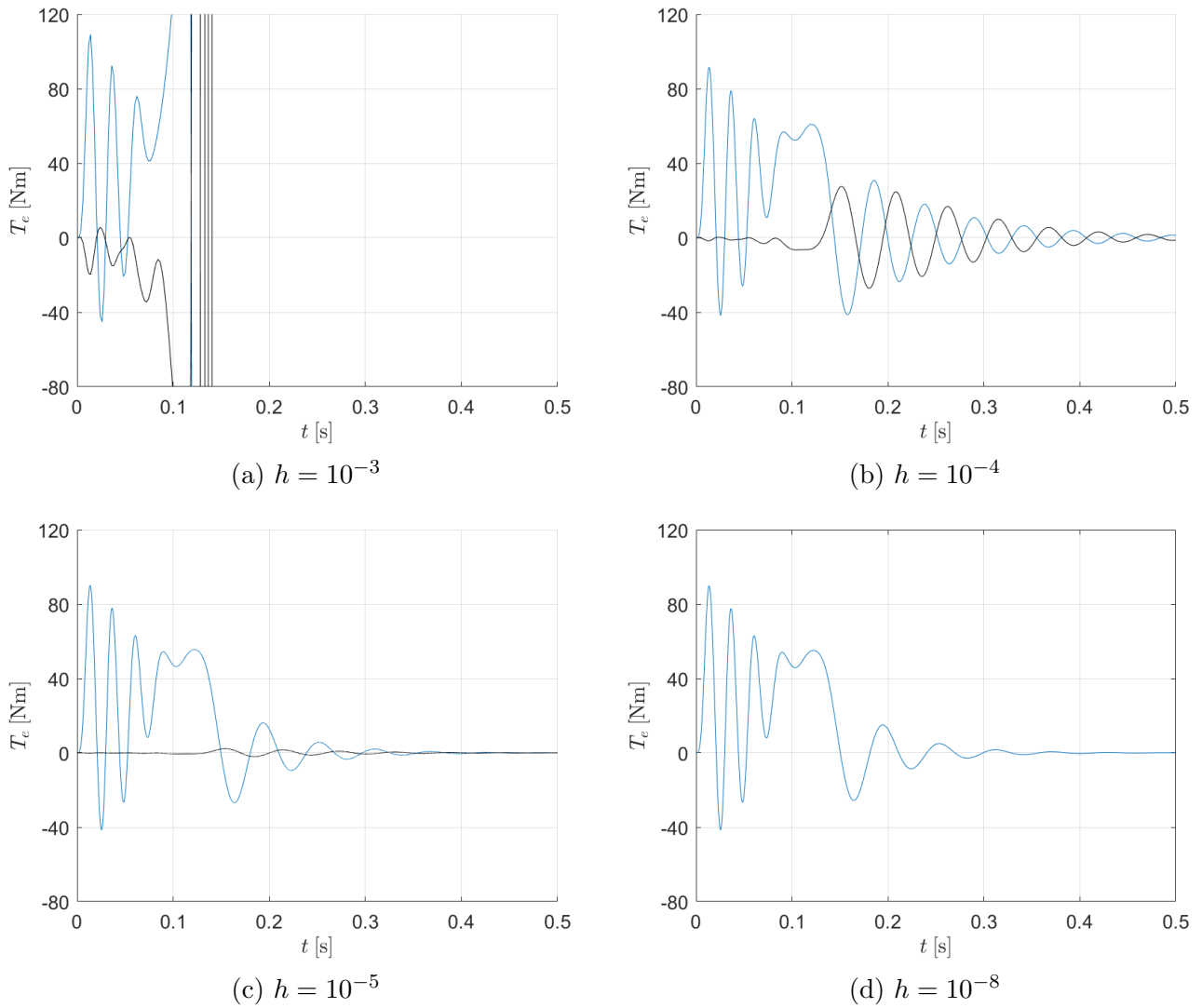


Figura 2.3: Momento electromagnético de la máquina asincrónica según el valor h y el error de los resultados con respecto a los obtenidos con un paso de $h = 10^{-8}$ (en negro).

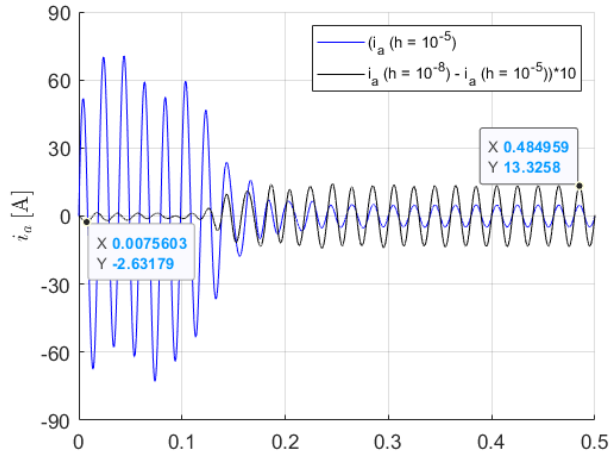
Notar que de la Fig. 2.3, se pueden obtener conclusiones similares a las mencionadas anteriormente

con respecto a las corrientes de fase de la MAS de la Fig. 2.1. Con un paso $h = 10^{-3}$ la aproximación es imprecisa, ya que se pierde el comportamiento dinámico del momento electromagnético de la MAS, mientras que con un paso de $h = 10^{-4}$ se aprecia un buen comportamiento; sin embargo, cuando la velocidad alcanza aproximadamente 1500 rpm, esta difiere de lo obtenido con un paso de $h = 10^{-5}$ y $h = 10^{-8}$, siendo estas últimas muy similares entre sí, como se muestra en la Fig. 2.3c y la Fig. 2.3d.

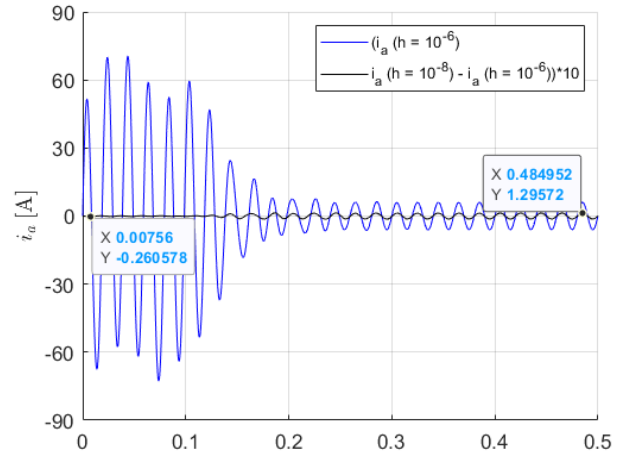
De acuerdo con el análisis de las Fig. 2.1 a 2.3, se puede indicar que con un paso igual o inferior a $h = 10^{-5}$ se tiene un buen comportamiento del modelo discreto de la máquina. Por otra parte, se puede notar que la corriente de fase y el momento electromagnético de la máquina son factores críticos que considerar en el momento de elegir el paso h apropiado, ya que su comportamiento se ve afectado en mayor medida que el comportamiento de la velocidad según el paso h .

A continuación, se estudia en mayor detalle el comportamiento de la corriente de fase a de la máquina para valores de paso: $h = 10^{-5}$, $h = 10^{-6}$, $h = 10^{-7}$ y $h = 10^{-8}$, ver Fig. 2.4.

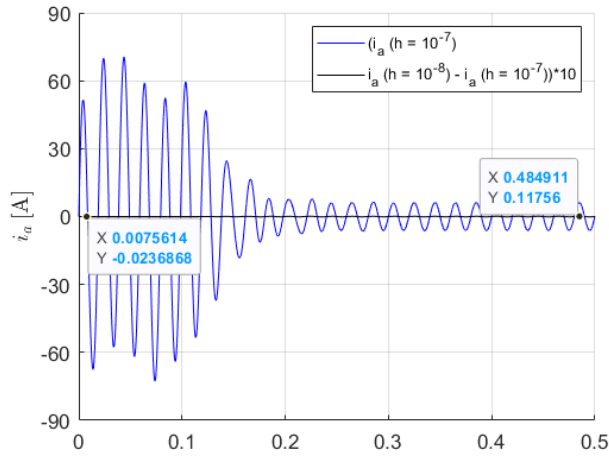
Con el objetivo de poder apreciar de manera más precisa las diferencias entre los resultados obtenidos, los errores en las corrientes de la fase a de la MAS, presentados en la Fig. 2.4 se han amplificados por un factor de 10.



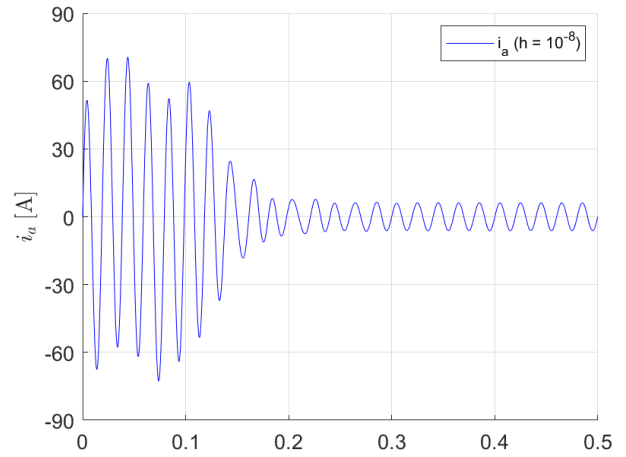
(a) $h = 10^{-5}$



(b) $h = 10^{-6}$



(c) $h = 10^{-7}$



(d) $h = 10^{-8}$

Figura 2.4: Corrientes de la fase a de la máquina asincrónica según el valor h y el error de los resultados con respecto a los obtenidos con un paso de $h = 10^{-8}$ (en negro).

De acuerdo con lo mostrado en la Fig. 2.4b, se observa que para un paso igual o inferior a $h = 10^{-6}$, se obtiene el mismo valor de magnitud de corriente máxima y mínima durante el transitorio, así como la misma magnitud de corriente en estado estacionario, con diferencias en el orden de las centenas durante el transitorio y las decenas en estado estacionario. Por otro lado, con un paso igual o inferior a $h = 10^{-7}$, las diferencias en la magnitud de corriente se reducen al orden de las milésimas durante el transitorio y las centenas en estado estacionario. Esto último se puede verificar en la Fig. 2.4c. Sin embargo, con un paso de $h = 10^{-5}$, aunque se obtiene un comportamiento aceptable, se observan diferencias del orden de la unidad en estado estacionario (1.3 A), como se ilustra en la Fig. 2.4a. Por lo tanto, para la implementación del modelo en la FPGA, se recomienda que el valor del paso h sea igual o menor a $h = 10^{-6}$, es decir, $h \leq 1\mu s$.

Capítulo 3

plataforma Digital BRAIn

La plataforma digital de control BRAIn (Board for Research Academic and Industrial applications) desarrollado en la Universidad Técnica Federico Santa María, a través del Centro Avanzado de Ingeniería Eléctrica y Electrónica (AC3E), mostrada en la Fig. 3.1, es una tarjeta de procesamiento de señales en tiempo real basada en electrónica digital y que nos permite mayor flexibilidad al tener acceso completo a los diferentes componentes, y por haber sido diseñada para ser compatible con múltiples tarjetas comerciales y de diseño propio.

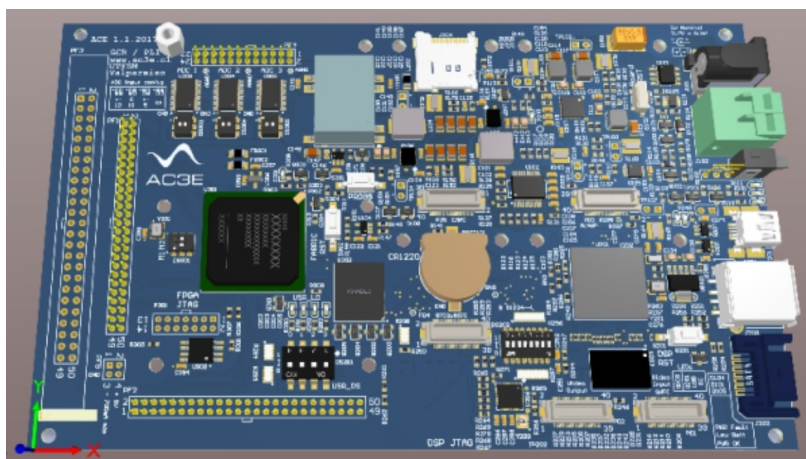


Figura 3.1: plataforma digital BRAIn.

Esta plataforma es altamente configurable y es capaz de desarrollar de forma rápida esquemas de control complejos gracias a dos circuitos integrados de procesamiento con las que cuenta: DSP y FPGA [4].

Usualmente el DSP realiza los cálculos para determinar la mejor actuación dado un esquema de control definido y lo envía a la FPGA, la cual tiene moduladores por ancho de pulsos (conocidos como PWM, por sus siglas en inglés de *pulse width modulators*). Esta además se encarga de administrar el funcionamiento de los conversores analógico/digitales y de otros periféricos que pueden

ser de interés para la aplicación. Actualmente el resultado de la modulación es enviada a un convertidor de prueba que alimenta una carga, ver Fig. 3.2.

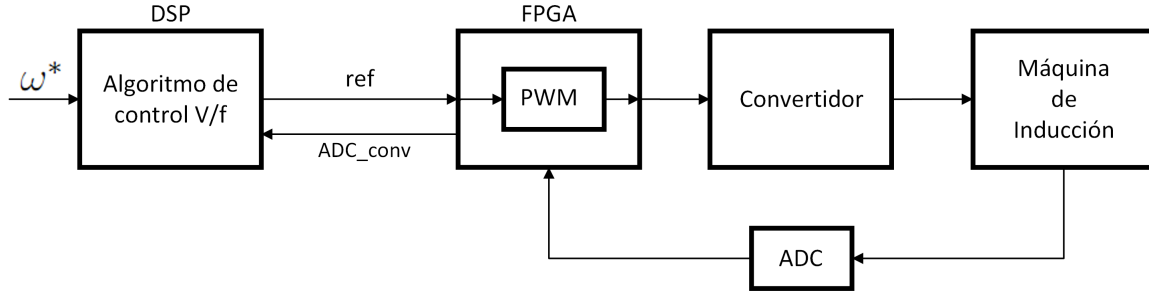


Figura 3.2: Esquema tradicional.

El presente trabajo desarrolla un modelo de una máquina asincrónica con un inversor trifásico de dos niveles, que será implementado en la FPGA con una alta frecuencia de muestreo, debido a su capacidad de paralelizar cálculos, de manera que los pulsos de disparo sean utilizados como señales de entrada para este modelo. De esta manera, todo se realiza internamente en la plataforma digital BRAIn, es decir, el esquema de control implementado en el DSP y el modelo del convertidor y máquina asincrónica en la FPGA, ver Fig. 3.3. De esta manera se pueden evaluar diversas estrategias de control de manera segura, antes de aplicarlas a un convertidor y una MAS real.

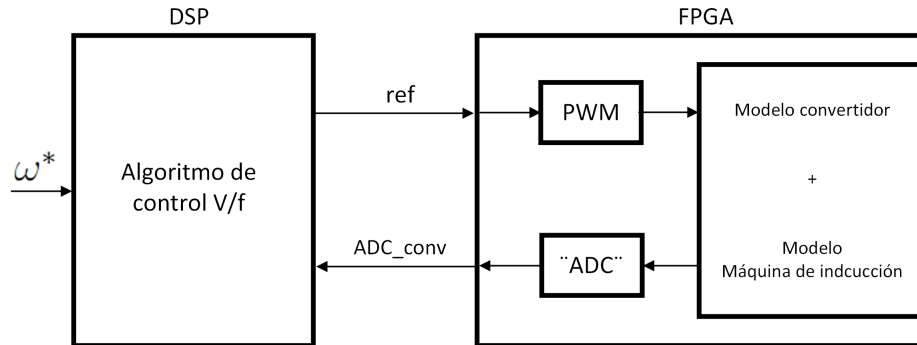


Figura 3.3: Esquema con el sistema HIL y modelo en el interior de la FPGA.

3.1 DSP

Un DSP (“Digital Signal Processor”) está diseñado para procesar señales digitales en tiempo real. Son capaces de realizar operaciones matemáticas y lógicas complejas de manera rápida y eficiente. La estructura interna del DSP no se puede modificar, sin embargo, a través de un software se puede indicar qué módulos internos y en qué orden utilizarlos.

La plataforma BRAIn cuenta con un DSP de *Texas Instrument* “TMS320C6748”. Como el resto de la línea 67xx, el 6748 es un DSP de 32-bits de punto flotante con múltiples ALUs (Unidades Aritméticas Lógicas). A continuación se enlistan las principales características del DSP:

- 4 ALUs de punto flotante y 2 ALUs de punto fijo.
- Frecuencia de reloj de hasta 456 MHz.
- 4 niveles de interrupción externa.
- Bus externo de memoria de 32-bits para datos y 20-bits de dirección (pudiendo direccionarse hasta 1 Mb).
- 2 Buses seriales.
- 2 Timers internos de 32-bits.
- Memoria interna de 192 kB y memoria externa de 16 MB (o si se prefiere 2 MB).

Las seis unidades aritméticas lógicas (cuatro de punto flotante y dos de punto fijo) pueden trabajar de manera paralela, por lo que el DSP puede realizar hasta seis operaciones matemáticas (sumas, resta, multiplicaciones, etc) en un ciclo de reloj.

En esta aplicación el DSP será encargado de implementar el esquema de control V/f e implementar algunas rutinas de emergencia para proteger al sistema en caso de sobrecorrientes.. Para ello, el DSP leerá los valores de las “mediciones” (proveniente de la FPGA) a una frecuencia del orden de las decenas de kHz (la frecuencia de trabajo del DSP es configurable). De acuerdo a estas mediciones, el DSP calcula las referencias según el algoritmo de control y los envía a los moduladores PWM con las que cuenta la FPGA. Otra de las tareas importantes del DSP es el configurar la operación de los módulos programados en la FPGA, como los moduladores, ADCs, encoders, entre otras.

3.1.1 Control escalar V/f

El control escalar V/f es un método de control que consiste en ajustar la frecuencia y tensión de la fuente que se suministra a una máquina de tal manera de mantener una relación constante entre estas.

En este trabajo se implementará un esquema de control escalar sin compensación de deslizamiento, ver Fig 3.4. Para ello se utiliza un controlador proporcional que se encarga de ajustar la amplitud de la señal de control.

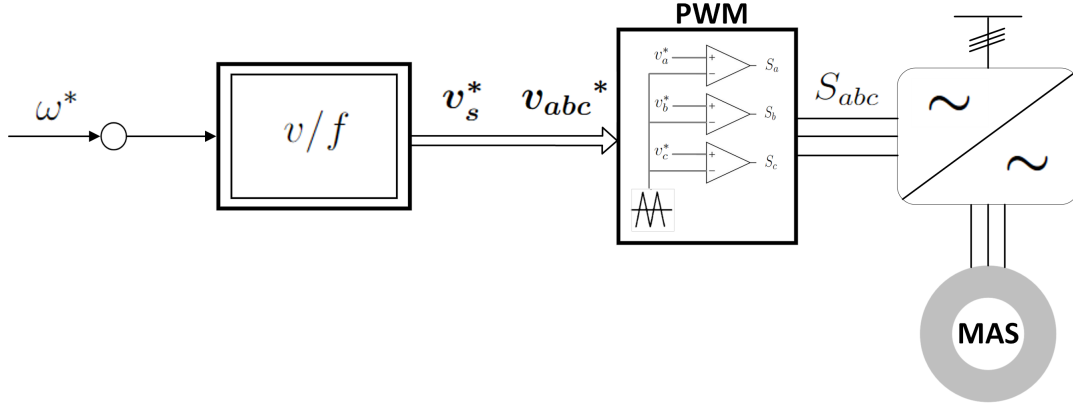


Figura 3.4: Control escalar sin compensación de deslizamiento.

Para mantener la corriente magnetizante de vacío constante, entonces la amplitud del vector de tensión de referencia V_s es:

$$V_s = \sqrt{2}I_{s0}\sqrt{R_s^2 + \omega_s^2 L_s^2}; \quad (3.1)$$

con I_{s0} la corriente de vacío:

$$I_{s0} = V_1/X_1 \quad (3.2)$$

Donde:

- V_1 : tensión de fase nominal de la máquina aplicada en los bornes.
- X_1 : reactancia del estator de la MAS.

3.2 FPGA

La FPGA (“Field Programable Gate Array”) es un conjunto de circuitos integrados reconfigurable que ofrece una alta velocidad de procesamiento, baja latencia y una gran capacidad de procesamiento en paralelo. Estas características convierten a las FGPA en dispositivos muy atractivos para realizar diseños o aplicaciones complejas dado su alto rendimiento y bajo consumo de energía. En este trabajo, la FPGA es programada con un modelo de un inversor de dos niveles y un modelo de una MAS, además de los moduladores PWM. El DSP entrega los valores de referencia según el algoritmo de control definido y la FPGA actualiza los valores de las variables en función de estas, tanto del estado de los interruptores del inversor trifásico como de los voltajes de salida del inversor, la corriente, velocidad y torque de la máquina asíncrona.

3.2.1 Modelo del convertidor

Es conocido el avance en las funcionalidades que pueden ser aprovechadas a través del uso de convertidores en aplicaciones que involucran máquinas asincrónicas o de inducción. Esto ha permitido ajustar la velocidad de operación y/o aceleración, limitar la magnitud de corriente o el torque electromagnético, entre otras posibilidades en el contexto de las máquinas asíncronas. Todas estas mejoras se logran mediante esquemas de control que ajustan y regulan la magnitud y/o frecuencia de la tensión alterna de salida en cada fase, según los requisitos específicos de la operación. Para lograr estos objetivos, los inversores utilizan por lo general alguna técnica de modulación por ancho de pulso. En este trabajo se emplea un convertidor inversor trifásico de dos niveles. Dicho convertidor se representa en su forma circuital en la Fig. 3.5.

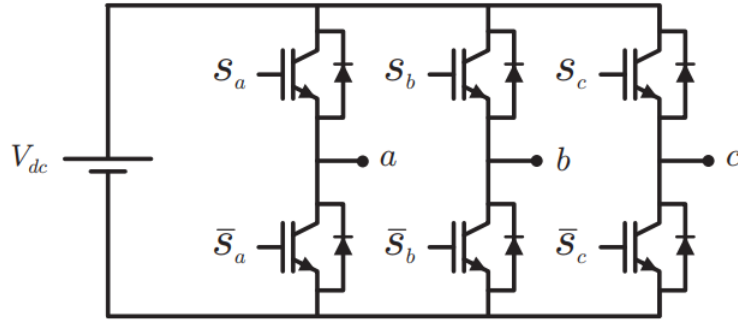


Figura 3.5: Inversor trifásico de dos niveles.

Los inversores son dispositivos electrónicos cuya función principal es transformar una tensión continua de entrada en una tensión alterna de salida, con magnitud y frecuencia variables.

En este trabajo, la tensión V_{dc} es la tensión de enlace continua (dc-link) obtenida mediante la rectificación de una alimentación de tensión trifásica. Mientras que los interruptores denotados como S_a , $\bar{S}_a$, S_b , $\bar{S}_b$, S_c y $\bar{S}_c$ representan el estado de encendido y apagado del respectivo IGBT.

En los inversores fuente de tensión, no pueden estar ambos interruptores de una pierna cerrados en un mismo instante, dado que esto ocasionaría un cortocircuito en la fuente. Es por esto que sus interruptores deben funcionar en forma complementaria, es decir, cuando el superior está cerrado, el inferior debe estar abierto y viceversa. En la forma ideal, como los interruptores inferiores funcionan en forma complementaria a los interruptores superiores, se podría indicar el estado de los interruptores como:

$$\text{ESTADO} = (S_a, S_b, S_c)$$

De esta manera, el estado de los interruptores se compone por tres dígitos, indicando el estado actual de los interruptores superiores de cada pierna. En notación binaria, el valor 1 indica que este se encuentra encendido, mientras que 0 corresponde a un estado apagado.

Continuando la misma línea, si se considera una operación ideal del inversor, entonces las tensiones de salida de cada fase dependen del estado de los interruptores según:

$$v_x = V_{dc} \cdot S_x \quad ; \quad x \in \{a, b, c\} \quad ; \quad S_x \in \{0, 1\}$$

En la Tabla 3.1 se indican los ocho estados de los interruptores y la tensión de salida ideal en la respectiva fase.

Tabla 3.1: Estados de conducción de inversor trifásico de dos niveles.

ESTADO (S_a, S_b, S_c)	Tensión de salida		
	v_a	v_b	v_c
(1,1,1)	V_{dc}	V_{dc}	V_{dc}
(1,1,0)	V_{dc}	V_{dc}	0
(1,0,1)	V_{dc}	0	V_{dc}
(1,0,0)	V_{dc}	0	0
(0,1,1)	0	V_{dc}	V_{dc}
(0,1,0)	0	V_{dc}	0
(0,0,1)	0	0	V_{dc}
(0,0,0)	0	0	0

La ecuación (2.2) define el fasor espacial de tensión en coordenadas de estator $\alpha\beta$. El cual permite determinar las magnitudes de tensión de entrada al modelo de máquina v_α y v_β , dado que este está definido en coordenadas de estator. En la Tabla 3.2 se resumen las tensiones v_α y v_β de acuerdo con los estados posibles del inversor trifásico definido en la Tabla 3.1 y la definición de fasor espacial de tensión en coordenadas de estator de la ecuación (2.2).

Tabla 3.2: Tensiones v_α y v_β del inversor trifásico de dos niveles.

Estado (S_a, S_b, S_c)	Tensión de salida		
	v_s	v_α	v_β
(1,1,1)	0	0	0
(1,1,0)	$\frac{2}{3}V_{dc}(\frac{1}{2} + \frac{\sqrt{3}}{2}j)$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$
(1,0,1)	$\frac{2}{3}V_{dc}(\frac{1}{2} - \frac{\sqrt{3}}{2}j)$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$
(1,0,0)	$\frac{2}{3}V_{dc}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	0
(0,1,1)	$-\frac{2}{3}V_{dc}$	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	0
(0,1,0)	$\frac{2}{3}V_{dc}(-\frac{1}{2} + \frac{\sqrt{3}}{2}j)$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$
(0,0,1)	$\frac{2}{3}V_{dc}(-\frac{1}{2} - \frac{\sqrt{3}}{2}j)$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$
(0,0,0)	0	0	0

De acuerdo con lo presentado en la Tabla 3.2, se puede afirmar que, en una situación ideal donde no haya caída de tensión en los semiconductores, sin considerar los tiempos de seguridad y apagado

de los IGBT, y manteniendo la tensión del dc-link constante, las tensiones de entrada al modelo de la máquina, v_α y v_β , son en rigor seis, considerando los signos. Estos valores podrían ser tomados como constantes para evitar cálculos que consumirían más recursos y tiempo en la FPGA.

No obstante, para evaluar adecuadamente el rendimiento del modelo de la máquina, es esencial ser preciso en la medida de lo posible al modelar el convertidor, de modo que las tensiones de entrada al modelo se asemejen lo más posible a las que experimentará la máquina real.

En este estudio, el modelo del convertidor toma en cuenta las fluctuaciones en la tensión de enlace continua mediante mediciones directas, las cuales se utilizan como entradas en el modelo “ V_{dc} ”. El objetivo principal de este enfoque es determinar si las diferencias entre el modelo de la MAS y la máquina real son producto de las fluctuaciones en la tensión dc-link o de algún problema del modelo. En finalidad, la medición del dc-link sólo servirá para validar la idoneidad del modelo de la MAS.

Alternativamente, el modelo del convertidor permite ingresar un valor constante (dc-link fijo) proporcionado por el usuario. Además, se consideran las caídas de tensión en los semiconductores según el estado de los interruptores y la dirección de la corriente. Como se mencionó anteriormente, no es posible tener ambos interruptores de una pierna cerrados al mismo tiempo, ya que esto provocaría un cortocircuito en la fuente. Por lo tanto, operan de manera complementaria. Sin embargo, se introduce un tiempo de seguridad para evitar esta situación durante las transiciones encendido/apagado de S_x - apagado/encendido de $\bar{S}_x$ y viceversa, lo que implica que ambos interruptores pueden estar apagados al mismo tiempo en sus respectivas piernas. Cabe destacar que cada pierna del inversor puede operar de manera independiente.

En función de lo expuesto, cada fase exhibirá un nivel de tensión específico que dependerá del estado de los interruptores en la pierna correspondiente y el sentido de la corriente en la fase respectiva. Estos conceptos se resumen en la Tabla 3.3.

Tabla 3.3: Tensión de fase según estado de conducción de IGBT de la respectiva pierna y sentido de corriente de la respectiva fase.

S_x	$\bar{S}_x$	i_x	v_x
0	0	> 0	$-V_D$
0	0	< 0	$V_{dc} - V_D$
0	1	> 0	$-V_D$
0	1	< 0	V_{IGBT}
1	0	> 0	$V_{dc} - V_{IGBT}$
1	0	< 0	$V_{dc} - V_D$
1	1	—	—

Donde V_{IGBT} y V_D corresponden a las caídas de tensión del IGBT y del diodo en antiparalelo al IGBT, respectivamente. Por lo general, la caída de tensión en el IGBT depende de la magnitud

de la corriente que lo atraviesa. No obstante, en este trabajo se ha considerado constante y se ha fijado en 1,2 V. Mientras tanto, la caída de tensión en el diodo se ha establecido en 0,7 V.

Es importante notar que existen tres posibles estados de funcionamiento para los interruptores en una pierna, en contraste con los dos estados supuestos en el escenario ideal. Sin embargo, dado que la tensión que incide sobre la fase respectiva también varía según el sentido de la corriente, se presentan seis combinaciones posibles en los valores de magnitud de tensión por fase. No obstante, siguiendo la información proporcionada en la Tabla 3.3, en esta aplicación se manejan cuatro valores de magnitud de tensión.

Si V_{dc} es definido como una constante, estos cuatro valores también lo serán, de otro modo, deberán calcularse en cada iteración.

El estado de los interruptores, tanto los de la parte superior como los de la inferior, también se consideran variables de entrada para el modelo. Para lo cual se ha incorporado un tiempo de apagado, que se refiere al intervalo transcurrido desde que se emite la orden de apagar un interruptor hasta que este se apaga efectivamente. Este tiempo de apagado suele ser de varios cientos de nanosegundos. En este trabajo, se ha adoptado un tiempo de apagado de 250 ns. En este contexto, si el estado de un interruptor cambia de 1 a 0, se mantiene en 1 durante 25 ciclos de reloj, lo que equivale a 250 ns.

La Fig. 3.6 ilustra el esquema del modelo de convertidor que es utilizado en este trabajo. En este esquema se puede apreciar las entradas utilizadas en el modelo para representar correctamente las salida de tensión de cada fase.

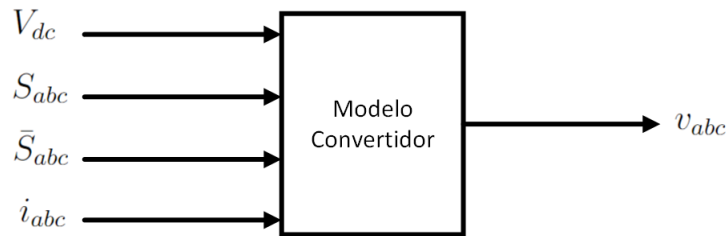


Figura 3.6: Esquema del modelo de convertidor.

3.2.2 Modelo máquina

En la sección 2.2.3, se desarrollaron las ecuaciones discretas (2.36)-(2.41), las cuales se utilizan para modelar la MAS en función de las variables de entrada ($v_{s\alpha\beta}$), que se obtienen en función del voltaje de salida del inversor, como se describe en el punto 3.2.1.

La Fig. 3.7 presenta las variables de entrada ($v_{s\alpha\beta}$), las cuales se obtienen mediante la transformación de coordenadas de abc a $\alpha\beta$ según se describe en (2.2), así como las variables de salida

de interés del modelo de máquina asincrónica. Para la salida de corriente trifásica i_{abc} del modelo MAS se utiliza la transformación de Clark, tal como se indica en (2.47)-(2.49).

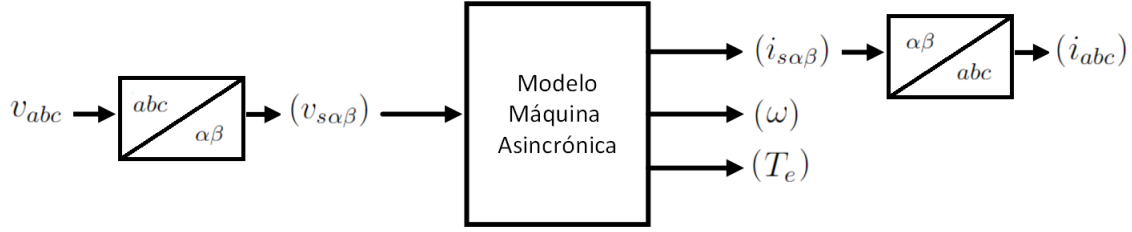


Figura 3.7: Esquema del modelo de máquina.

Cabe señalar que tanto las entradas como las salidas del modelo MAS se encuentran en por unidad.

3.2.3 Modelo máquina y convertidor

En la Fig. 3.3 se puede observar que la FPGA tiene en su interior los moduladores por ancho de pulso, los conversores análogo digital y el modelo de máquina más el modelo convertidor.

La Fig. 3.8 muestra el esquema del modelo del convertidor más máquina utilizado en este trabajo.

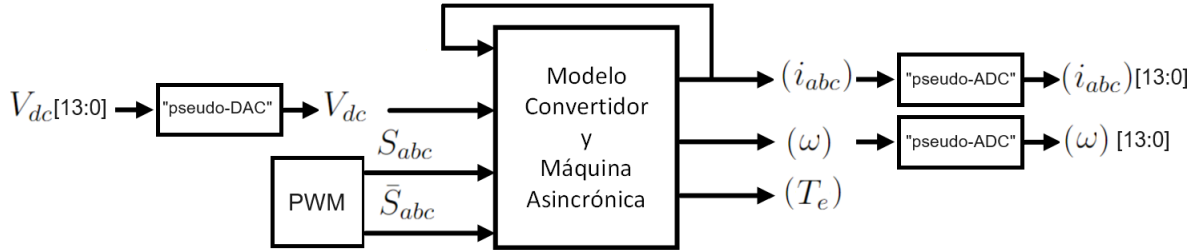


Figura 3.8: Esquema del modelo de convertidor más modelo de máquina asincrónica.

En primer lugar, es importante destacar que tanto la lectura como la escritura de datos de la FPGA desde el DSP se realizan a través de buses de datos de 14 bits. Por lo tanto, es necesario transformar las magnitudes de las variables a un tipo de dato entero sin signo de 14 bits para garantizar una comunicación adecuada. Por esta razón, la FPGA debe convertir la variable de entrada “ $V_{dc}[13:0]$ ” en un tipo de dato real antes de utilizarla en el modelo del convertidor. Esto se logra mediante un “pseudo-DAC”, el cual representa esta acción. Además, la FPGA debe transformar las salidas del modelo a un tipo de dato entero sin signo de 14 bits, lo cual se representa como un “pseudo-ADC”, de manera de emular lo que sucederá al utilizar un convertidor y una máquina real.

En segundo lugar, cabe señalar que el modelo del convertidor de la Fig. 3.6 con el modelo de máquina de la Fig. 3.7 se acoplan mediante la ecuación (2.2).

Por último, de acuerdo con (2.47)-(2.49), las corrientes trifásicas del modelo discreto se encuentran en por unidad, al igual que la velocidad de giro de la MAS y el torque electromagnético. Por lo tanto, las lecturas de datos de la FPGA desde el DSP, se deben multiplicar por sus valores bases para obtener la magnitud real de la variable.

3.2.4 Código C++ del modelo discreto

En el código presentado en B.1 se describe en lenguaje C++ el modelo discreto de la máquina asincrónica y el inversor trifásico de dos-niveles. Las líneas 188 y 196 ilustran la condición de entrada “ta”, que representa un valor binario que determina si se debe considerar o no el tiempo de apagado en el convertidor, siendo 1 o 0, respectivamente. A partir de esta condición, se calculan las tensiones de cada fase, tal como se muestra en la línea 205, para la tensión de fase a, de acuerdo con lo especificado en la Tabla 3.3.

```

188     if (ta==1){
189         Sap_a = (Sap == Vg0)? ((Sap_k == Vg1)? Vg1 : Sap) : Sap;
190         San_a = (San == Vg0)? ((San_k == Vg1)? Vg1 : San) : San;
191         Sbp_a = (Sbp == Vg0)? ((Sbp_k == Vg1)? Vg1 : Sbp) : Sbp;
192         Sbn_a = (Sbn == Vg0)? ((Sbn_k == Vg1)? Vg1 : Sbn) : Sbn;
193         Scp_a = (Scp == Vg0)? ((Scp_k == Vg1)? Vg1 : Scp) : Scp;
194         Scn_a = (Scn == Vg0)? ((Scn_k == Vg1)? Vg1 : Scn) : Scn;
195
196     if (ta==0){
197         Sap_a = Sap;
198         San_a = San;
199
205     v_fa = ((Sap_a == Vg0) & (San_a == Vg0)) ? (ia_k >= 0 ? -VD : VccD) : (Sap_a == Vg1 ? (
206         ia_k >= 0 ? VccIGBT : VccD) : (ia_k > 0 ? -VD : VIGBT));
207     v_fb = ((Sbp_a == Vg0) & (Sbn_a == Vg0)) ? (ib_k >= 0 ? -VD : VccD) : (Sbp_a == Vg1 ? (
208         ib_k >= 0 ? VccIGBT : VccD) : (ib_k > 0 ? -VD : VIGBT));

```

Figura 3.9: Código Vitis.

En la línea 220, se presenta el resultado de una iteración de la corriente (i_{sa}). Es importante notar que, para calcular esta corriente en el modelo discreto, se ha dividido la operación de (2.36) en cinco líneas (216-220) con el propósito de paralelizar el cálculo final y mejorar la implementación en términos de latencia, reduciendo así los tiempos de cálculo. Esto se debe a que el software Vitis HLS realiza los cálculos de las operaciones de una línea de manera secuencial. En otras palabras, cuando se llevan a cabo cuatro sumas en una línea, Vitis realiza la suma de los dos primeros términos, luego suma este resultado con el tercer término y, finalmente, realiza la suma final con el cuarto término. Este proceso toma tres intervalos de tiempo, y cada intervalo involucra una determinada cantidad de ciclos de reloj. Sin embargo, al paralelizar el cálculo, se solicita que se sumen en paralelo los dos primeros términos y los dos últimos términos en líneas apartes, para luego sumar ambos resultados en una nueva línea, la cual se realizará después debido a la dependencia

de cálculo. Esto permite que el proceso se complete en dos intervalos de tiempo, manteniendo la misma cantidad de ciclos de reloj por cada intervalo. Como resultado, la latencia final disminuye en un 33%. Lo mismo ocurre con las multiplicaciones, pero con diferencias en los ciclos de reloj por cada multiplicación.

```

216      id_sum1 = alpha_s * ialpha_k + beta_s * iDr_k;          //9
217      id_sum2 = wkk1s_k * iQr_k      + wkk2s_k * ibeta_k;    //9
218      id_mul  = nu_s_dos_tres * v_fa - nu_s_uno_tres * vfbc_suma; //14
219      id_suma = id_sum1 + id_sum2;
                //14
220      ialpha  = id_suma + id_mul;                             //19

```

Figura 3.10: Código Vitis.

Por otra parte, es importante destacar que los ciclos de reloj requeridos para realizar las distintas operaciones dependen del tipo de dato utilizado, para lo cual los recursos necesarios también pueden variar. Utilizar un tipo de dato doble para los cálculos resultará en una mayor latencia en el modelo y requerirá una mayor cantidad de recursos en la FPGA en comparación con un tipo de dato flotante. Sin embargo, el tipo de dato doble proporciona una mayor precisión en el cálculo. En el contexto de un mismo cálculo, la paralelización de operaciones puede reducir la latencia y, por ende, el tiempo de muestreo. Sin embargo, esto conlleva a su vez un mayor consumo de recursos, por lo que se debe limitar su uso a aquellos cálculos que involucren una mayor cantidad de operaciones con variables.

Un aspecto adicional abordado es con respecto a las variables denominadas “wkk1s_k” y “wkk2s_k”, que se utilizan en el cálculo de las corrientes en la línea 217. Estas representan la multiplicación de la velocidad de la iteración anterior por una constante. Estas se calculan en cada iteración como “wkk1s” y “wkk2s” como se observa en la línea 278 y 279, respectivamente. Luego estas variables se almacenan en variables estáticas como “wkk1s_k” y “wkk2s_k”, respectivamente.

```

273      w_sum1 = -KB1_gamma_s * Tc_pu + gamma_s * w_k;          //9
274      w_sum2 = -KB1_eps_s   * Tc_pu + eps_s   * w_k;
                //9
275      w_sum3 = -KB1_gamma_r * Tc_pu + gamma_r * w_k;
                //9
276      w_sum4 = -KB1_eps_r   * Tc_pu + eps_r   * w_k;          //9
277
278      wkk1s = KB1_gamma_s * Te_mod + w_sum1;                  //18
279      wkk2s = KB1_eps_s   * Te_mod + w_sum2;
                //18

```

Figura 3.11: Código Vitis.

Esto contribuye significativamente a reducir la latencia, ya que en este caso se lleva a cabo la multiplicación de tres términos en (2.36) y, al calcular wkk1s y wkk2s en cada iteración para su

uso en la iteración siguiente, como `wkk1s_k` y `wkk2s_k`, se logra una considerable reducción en el tiempo de cálculo final al tener que multiplicar dos términos en la línea 217. Esta metodología se aplica de manera similar al cálculo del torque electromagnético, como se indica en las líneas 245-257.

```

245      Te_mod = Te_ibeta_k * iDr_k - Te_iQr_k * ialpha_k;
           //9
246
247      Te_iq_sum1 = alpha_slm * ibeta_k + beta_slm * iQr_k;           //9
248      Te_iq_sum2 = Te_wkk1s_k * iDr_k + Te_wkk2s_k * ialpha_k ;      //9
249      Te_iq_mul  = nu_s_raiz3_3_lm * vfbc_resta;                     //9
250      Te_iq_suma = Te_iq_sum1 - Te_iq_sum2;                          //14
251      Te_ibeta   = Te_iq_suma + Te_iq_mul;                             //19
252
253      Te_iQ_rsum1 = alpha_r_lm * iQr_k + beta_r_lm * ibeta_k;         //9
254      Te_iQ_rsum2 = Te_wkk1r_k * ialpha_k + Te_wkk2r_k * iDr_k;       //9
255      Te_iQ_mul   = nu_r_raiz3_3_lm * vfbc_resta;                     //9
256      Te_iQ_rsuma = Te_iQ_rsum1 - Te_iQ_rsum2;                       //14
257      Te_iQr      = Te_iQ_rsuma + Te_iQ_mul;                          //19

```

Figura 3.12: Código Vitis.

Es relevante mencionar que en el código presentado en la sección B.2, se definen los tipos de datos y los valores de los coeficientes del modelo utilizados. Este último se incluye en el archivo `.cpp` en la línea 1.

El cálculo del torque de carga se encuentra en las líneas 260-263. En la línea 263, se incorpora la condición del signo del torque de carga de acuerdo con el sentido de giro de la máquina.

```

260      w_k2 = w_k * w_k;
261      tc_prop_sum = k2 * w_k + T_roce;
262      Tc_prop = k1 * w_k2 + tc_prop_sum;
263      Tc_propio = (w_k > 0) ? (Tc_prop) : ((w_k == 0) ? 0 : -Tc_prop);

```

Figura 3.13: Código Vitis.

Es relevante mencionar que se hace referencia al “pseudo-ADC” debido a que, para transmitir las magnitudes de corriente, velocidad y torque electromagnético al DSP, así como las magnitudes de la tensión dc-link y torque de carga al modelo implementado en la FPGA, y que sean compatibles con el protocolo de comunicación DSP-FPGA, es necesario enviarlos en formato numérico entero sin signo de 14 bits (tamaño del buse de datos disponible). Las líneas (300-308) muestran cómo se calcula la variable de salida “ia, ib e ic” del modelo.

```

300     ia_dsp_suma = (static_cast<data_type_cal_i_suma>(ia_mod) + i_dsp_suma);
301     ib_dsp_suma = (static_cast<data_type_cal_i_suma>(ib_mod) + i_dsp_suma);
302     ic_dsp_suma = (static_cast<data_type_cal_i_suma>(ic_mod) + i_dsp_suma);
303     ia_dsp_mul = (static_cast<data_type_cal_i_mul>(ia_dsp_suma) * i_dsp_mul);
304     ib_dsp_mul = (static_cast<data_type_cal_i_mul>(ib_dsp_suma) * i_dsp_mul);
305     ic_dsp_mul = (static_cast<data_type_cal_i_mul>(ic_dsp_suma) * i_dsp_mul);
306     ia = static_cast<data_type_out>(ia_dsp_mul);
307     ib = static_cast<data_type_out>(ib_dsp_mul);
308     ic = static_cast<data_type_out>(ic_dsp_mul);

```

Figura 3.14: Código Vitis.

Finalmente, se presentan las actualizaciones de las variables que deben ser almacenadas para su utilización en la siguiente iteración a partir de la línea 325. Para esto, se define la variable estática como: “**static (tipo de dato) variable = (valor inicial)**”, la cual se puede observar desde la línea 28 en adelante.

```

28     static data_type Vcc_calcD_k      = VdD;
29     static data_type Vcc_calcIGBT_k   = VdIGBT;
30
31     static data_type ialpha_k = 0.0;
32     static data_type ibeta_k  = 0.0;
33     static data_type iDr_k    = 0.0;
34     static data_type iQr_k    = 0.0;
35     static data_type w_k      = 0.0;

```

```

324 // Actualizacin de las variables est ticas .
325     Vcc_calcD_k      = Vcc_calcD;
326     Vcc_calcIGBT_k   = Vcc_calcIGBT;
327
328     ialpha_k = ialpha;
329     ibeta_k  = ibeta;
330     iQr_k    = iQr;
331     iDr_k    = iDr;
332     Tc_k     = Tc_mod;
333     w_k      = w_mod;

```

Figura 3.15: Código Vitis.

Es importante destacar que se almacenan las magnitudes de las corrientes trifásicas de la MAS para su uso en el modelo del convertidor en la siguiente iteración, lo que permite determinar las caídas de tensión en cada fase con respecto al signo de la corriente y el estado de los interruptores, como se representa en la Fig. 3.8.

3.3 Vitis HLS y Vivado

Para utilizar lenguaje C o C++ para el diseño de hardware dirigido a FPGAs de Xilinx, se deben utilizar dos herramientas de software diferentes: Vitis HLS y Vivado.

Vitis HLS convierte la descripción en lenguaje C o C++ al código equivalente en lenguaje de descripción de hardware (HDL, Hardware Description Language) y Vivado recibe el código HDL y genera el bitstream final que será utilizado para configurar la FPGA.

Entonces, el flujo de diseño completo de síntesis de alto nivel (HLS, High Level Synthesis) consiste en tres puntos:

1. Describir el diseño y realizar la síntesis de alto nivel utilizando el conjunto de herramientas Vitis HLS.
2. Ejecutar la síntesis lógica y aplicar las restricciones físicas de los pines de entrada/salida (I/O) utilizando el conjunto de herramientas Vivado.
3. Configurar la FPGA de la plataforma y verificar los resultados de salida.

3.4 Vitis HLS

Vitis HLS es un software de síntesis de alto nivel que toma la descripción de diseño en lenguaje C o C++ y la traduce en una descripción equivalente en lenguaje de descripción de hardware.

El proceso de síntesis de alto nivel consiste en la conversión de un código de nivel de abstracción alto a un código de nivel de abstracción bajo, es decir, de un lenguaje de programación C o C++ a implementación en un lenguaje descriptivo de hardware como Verilog.

A continuación se muestra el flujo de diseño de Vitis HLS:

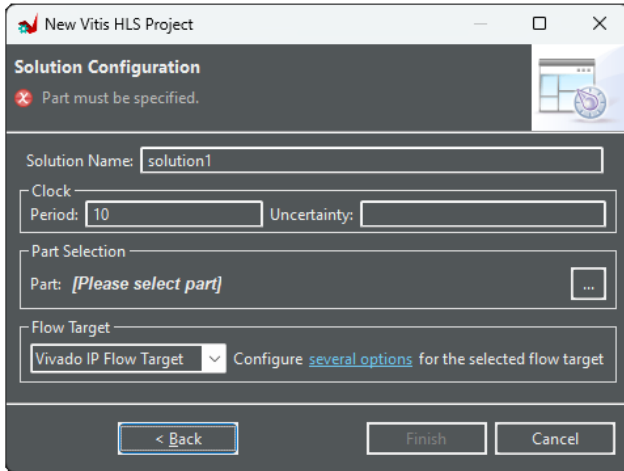
- Compilar, simular y depurar el algoritmo en C o C++.
- Ver informes para analizar y optimizar el diseño.
- Sintetizar el algoritmo en C en un diseño RTL.
- Verificar la implementación RTL mediante la cosimulación de RTL.
- Empaquetar la implementación RTL y exportarla a un IP RTL.

3.4.1 Configuración del dispositivo

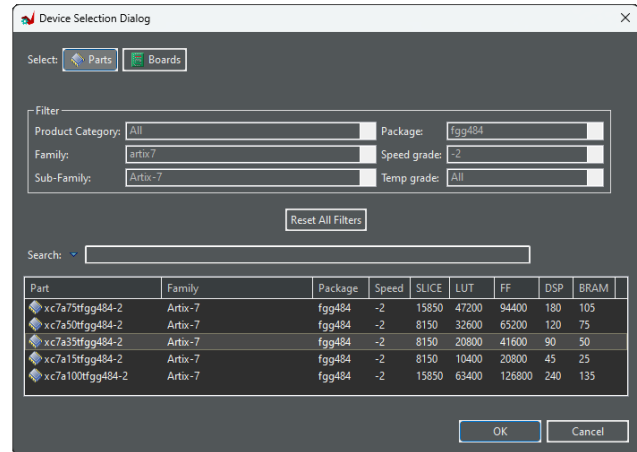
Al crear un nuevo proyecto, se solicitará indicar el nombre de la función principal. En este caso, se utilizó el nombre “mas_conv”. Además, se deben crear archivos “fuente”, como por ejemplo, “mas.cpp” y “mas.h”, así como archivos de “banco de pruebas”, como por ejemplo, “mas-tb.cpp” y “mas-tb.h”. Posteriormente, aparecerá una ventana donde se deben configurar las opciones del proyecto. Esto incluye la especificación del nombre de la solución, la frecuencia o periodo del reloj,

la selección del dispositivo físico que se utilizará y el destino del flujo de diseño, como se puede observar en la Fig. 3.16a.

- El nombre de la solución corresponderá al nombre de la subcarpeta dentro de la carpeta del proyecto, la cual contendrá todos los archivos generados por el flujo de HLS de Vitis (el proceso de diseño de Vitis HLS).
- El periodo de reloj es de 10 ns, lo que equivale a una frecuencia de 100 MHz.
- El dispositivo físico que se utilizará en este trabajo es el XC7A35TFGG484-3. Para seleccionarlo, se debe hacer clic en los tres puntos ubicados dentro de un cuadro a la derecha del recuadro “Part Selection”. Luego, se abrirá una ventana llamada **Device Selection Dialog**, como se muestra en la Fig. 3.16b. En esta ventana, se debe rellenar los campos del recuadro “File”, y seleccionar el dispositivo correspondiente y luego presionar **OK**.
- Finalmente, seleccionar Vivado IP Flow Target en la ventana de la Fig. 3.16a. Esto permite indicarle a Vitis que se debe utilizar Vivado como flujo de diseño objetivo para la implementación del hardware. Como se indica en 3.4, la implementación del RTL será empaquetada en un archivo de objeto compilado a un IP RTL.



(a) Configuración de solución.



(b) Selección del dispositivo físico.

Figura 3.16: Ventana de configuración y selección del dispositivo en Vitis HLS.

3.4.2 Implementación del modelo en Vitis

Los archivos fuente “mas.cpp” y “mas.h” creados en el proyecto tienen las siguientes funciones:

- `?.cpp` : la extensión “.cpp” se utiliza para escribir el código fuente en C++. En este caso, permite la implementación de las entradas y salidas del modelo, así como las ecuaciones del modelo discreto del convertidor y la MAS que se ejecutan en cada ciclo de iteración definido. Para más detalles, consultar el Código B.1.
- `?.h`: la extensión “.h” se utiliza para definir las declaraciones y la estructura de las funciones y clases que se emplearán en el código fuente. También se utiliza para la definición de variables que actúan como máscaras para el tipo de dato que se utilizará, así como las variables que funcionan como constantes en el código fuente. Para más detalles, consultar el Código B.2.

Al inicio del archivo fuente “mas.cpp”, se debe llamar al archivo “mas.h”, y a continuación, iniciar la función principal designada en la ventana que se muestra en la Fig. 3.16a. En este caso, la función principal se llama “mas_conv”, y se debe declarar las variables de entrada y salida correspondientes, indicando el tipo de dato que se utilizará para cada una de ellas. Estas variables se pueden declarar en el archivo “mas.h” bajo una máscara, lo que es conveniente al probar los resultados del modelo con distintos tipos de datos. De esta manera, se ahorra tiempo al cambiar una variable declarada en lugar de modificar cada una de las declaraciones de las variables del tipo de dato de la función. Este proceso se ilustra en la Fig. 3.17.

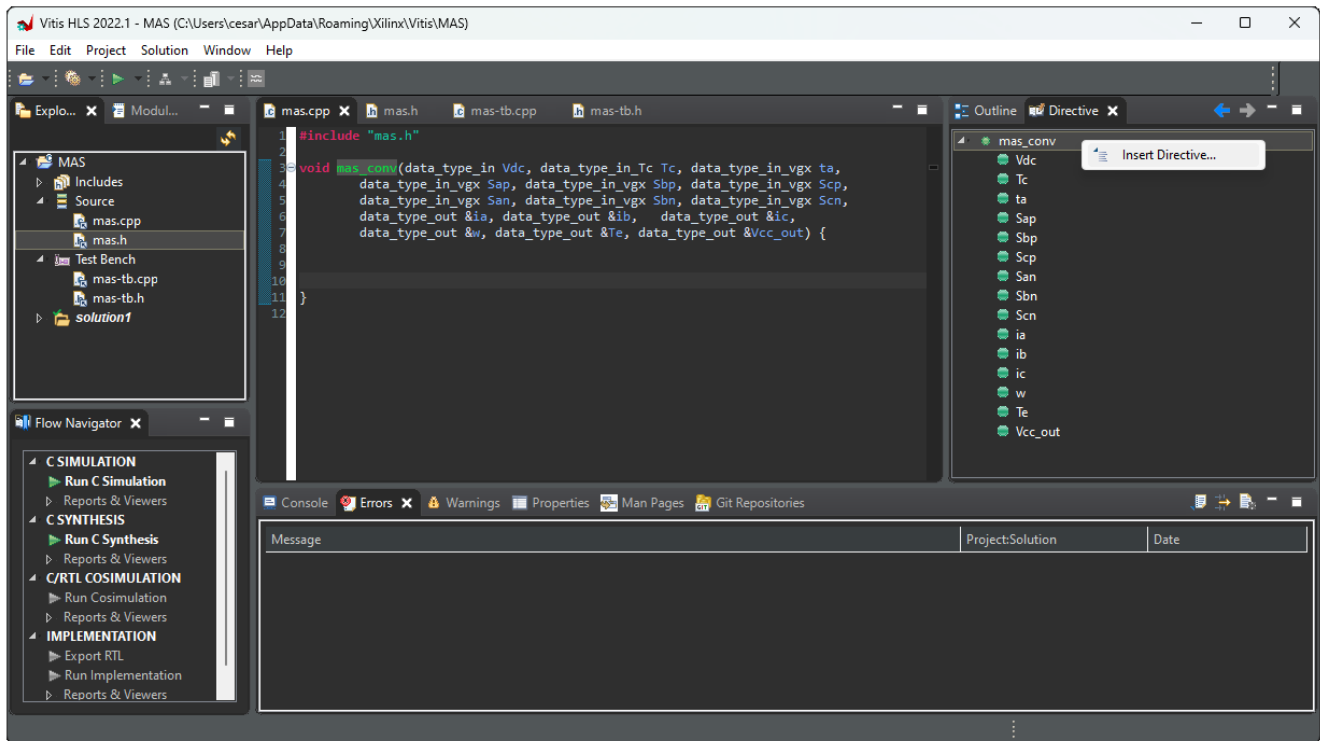


Figura 3.17: Interfaz de usuario de Vitis HLS para la implementación de un modelo.

Es importante destacar que, para las variables de salida se debe anteponer el símbolo `&`. Esto

permite a Vitis identificar que la variable corresponde exclusivamente a una salida del módulo. Para indicar que la variable es una entrada y salida, es decir, “Inout”, se debe anteponer el símbolo *. En el caso de las variables de entrada, no se debe anteponer ningún símbolo, sólo la especificación del tipo de dato como en las demás variables que se declaran.

Para la función principal y las variables de entrada/salida del modelo se deben añadir directivas. Las directivas son instrucciones que se utilizan para guiar al compilador HLS en la transformación del código de alto nivel en lógica de hardware específica. Esto permite optimizar el diseño y controlar como se realiza la síntesis de hardware. De esta manera, se pueden especificar restricciones y objetivos, como ubicación de registros, utilización de recursos específicos, la latencia deseada o rendimiento, entre otras.

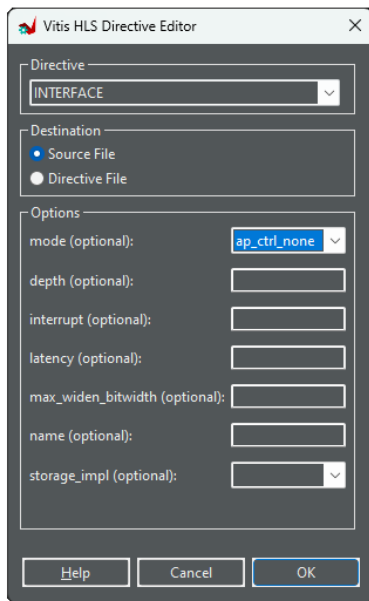
Para agregar las directivas necesarias en Vitis HLS de este trabajo, se debe hacer clic derecho sobre la función principal “mas.conv” que se muestra en el panel de la derecha bajo la sección **Directive**. A continuación, se debe seleccionar la opción “Insert Directive” tal como se muestra en la Fig. 3.17.

Luego, se abrirá una ventana adicional, tal como se muestra en la Fig. 3.18a. En esta ventana, se debe seleccionar el tipo de directiva bajo la opción “Directive” y especificar el destino como ‘Source File’ en la casilla “Destination”. Esto permite indicar que el puerto o variable especificado en la directiva pragma es una fuente de datos. Además, en esta ventana se presentan otras opciones, como la posibilidad de declarar el modo de la interfaz.

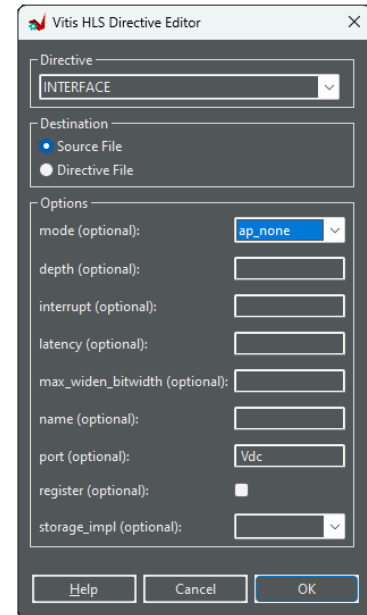
De manera análoga, se deben incluir las directivas correspondientes para las variables de entrada y salida. Este proceso se realiza utilizando una ventana similar a la que se muestra en la Fig. 3.18b. Todos estos pasos son fundamentales para configurar adecuadamente las directivas en Vitis HLS. En este panel **Directive**, se listarán en orden todas las variables de entrada y salida previamente definidas en la función, como se observa en la Figura 3.17. Después de insertar las directivas, se detallarán las respectivas directivas, como se puede apreciar en la Figura 3.19.

Para obtener información más detallada sobre las funciones de cada directiva disponible, se puede consultar la guía de usuario de Vitis HLS [5].

Las directivas específicas que se han añadido al compilador para controlar o dar instrucciones en el código, son conocidas como pragmas. Los correspondientes pragmas serán añadidos debajo de la función principal en el archivo fuente “mas.cpp” como se ilustra en la Fig. 3.19.



(a) Insertar directiva a la función principal del modelo.



(b) Insertar directiva a las variables de entrada y salida.

Figura 3.18: Ventana de Vitis HLS para insertar directivas.

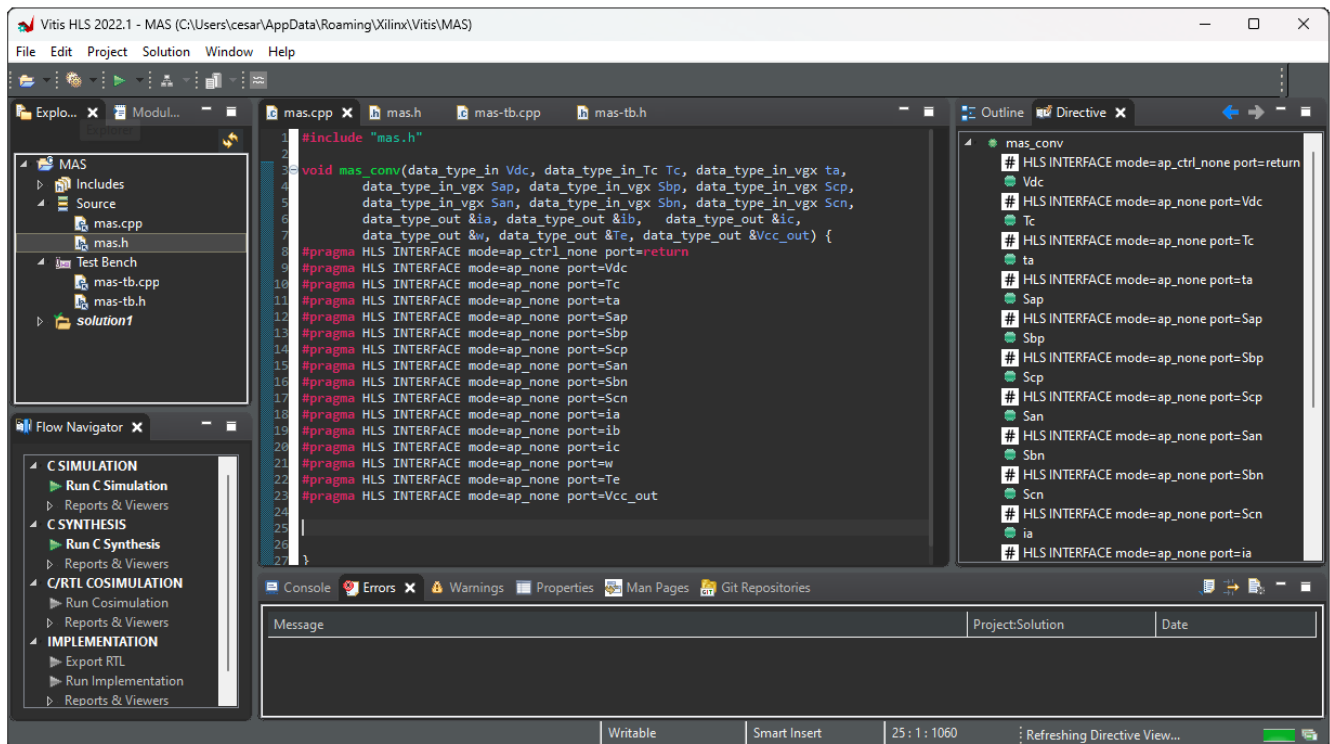


Figura 3.19: Interfaz de usuario de Vitis HLS con las directivas.

Una vez que el proyecto ha sido definido, los archivos fuente y el banco de pruebas han sido creados, y se han definido los pragmas necesarios en el modelo para la generación del módulo IP, es posible iniciar la implementación del código C++ del modelo, como se ilustra en el Código B.1.

3.5 Incorporación de modelo Vitis en Firmware de la plataforma BRAIn

Este trabajo se realiza en base a un firmware original desarrollado para la plataforma digital BRAIn. Este firmware incluye una serie de módulos preexistentes, como los moduladores PWM, ADCs, IOPs, UARTs, entre otros. Estos módulos están diseñados para establecer una conexión integral dentro de la plataforma y garantizar un funcionamiento adecuado entre el DSP y la FPGA de la BRAIn, así como con otros periféricos. Estos módulos son controlados o invocados por un módulo principal denominado “ace_top”. En este módulo, se integrará el módulo HDL generado a partir del módulo IP obtenido mediante Vitis HLS del modelo máquina/convertidor.

3.5.1 Creación de bloque de diseño

Para añadir el módulo IP de Vitis HLS en Vivado se debe crear un espacio o bloque de diseño. Para esto se debe hacer clic en “Create Block Design” ubicado en la sección **IP Integrator** del panel **Flow Navigator**. Esto abrirá una ventana como la que se muestra en la Fig. 3.20. En esta ventana se puede indicar el nombre del diseño, el directorio y especificar la ubicación o carpeta.

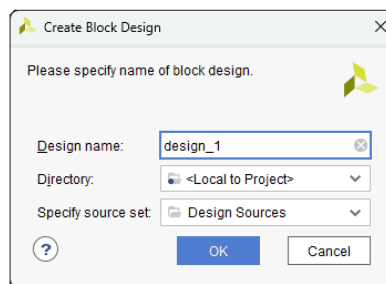


Figura 3.20: Ventana de creación de bloque de diseño Vivado.

Al hacer clic en “OK”, se cerrará la ventana, y la interfaz de usuario de Vivado se verá como se muestra en la Fig. 3.20. En esta vista, aparecerá un panel en la parte superior derecha denominado “Diagram”, donde se crearán los diagramas de bloque de diseño.

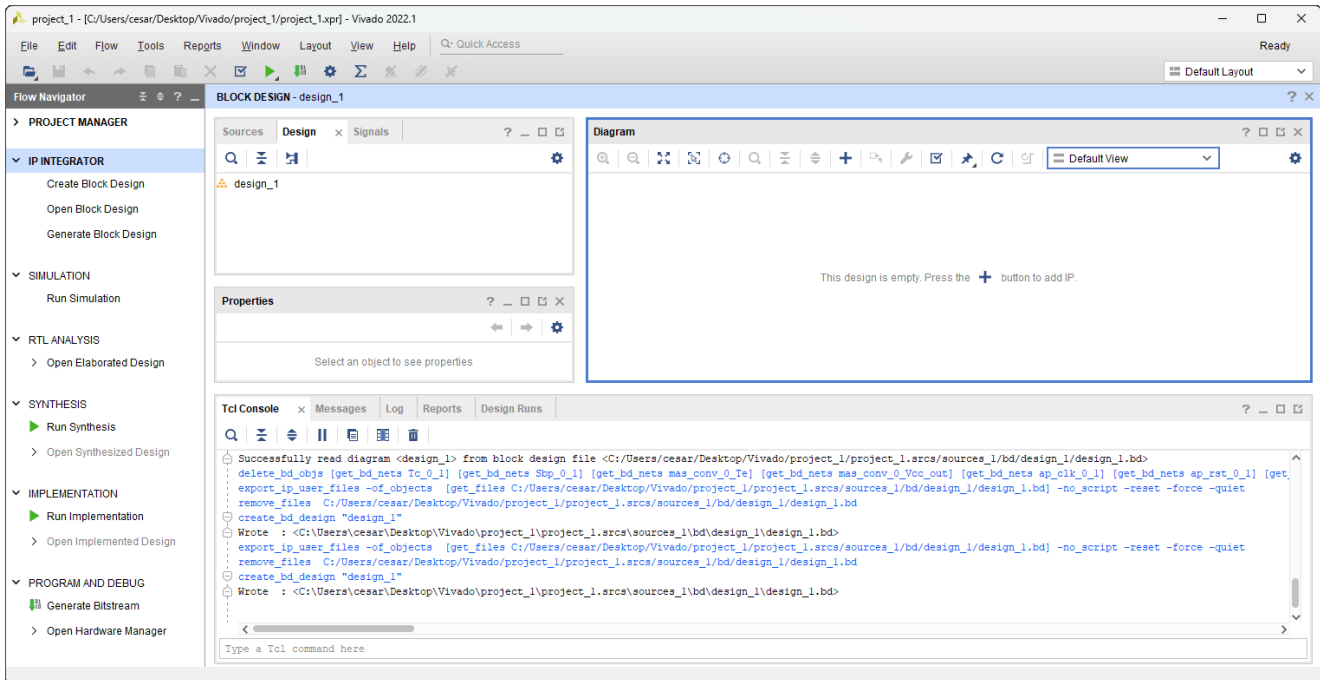
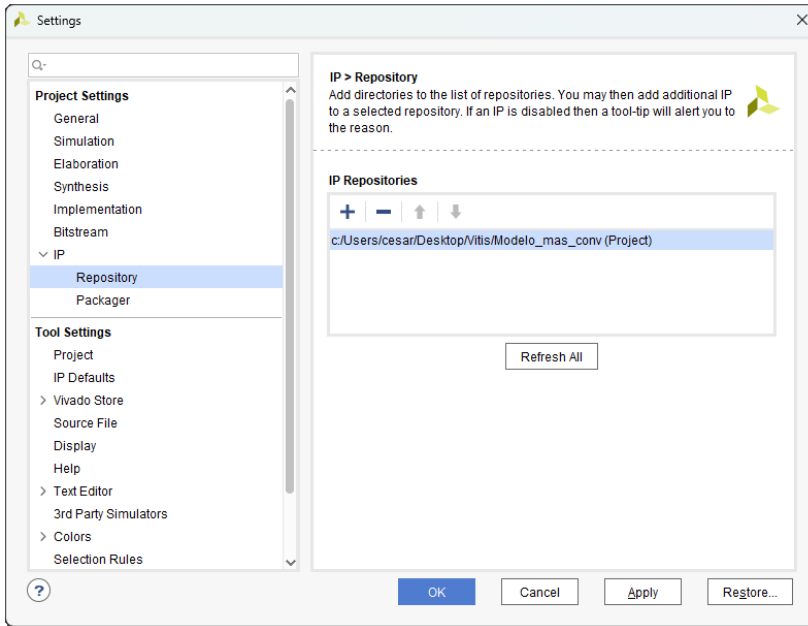


Figura 3.21: Interfaz de usuario de Vivado post creación bloque de diseño.

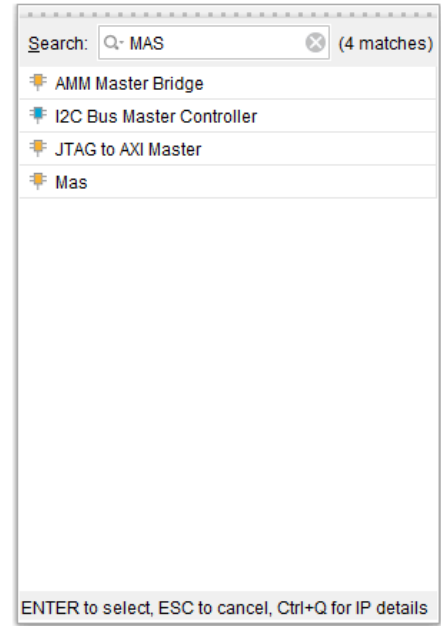
Para poder añadir el modulo IP generado por Vitis HLS, se debe seguir los siguientes pasos:

- Se debe ir a “Settings”, que se encuentra en la barra de tareas, representado por el símbolo de engranaje. Esto abrirá una ventana similar a la mostrada en la Fig. 3.22a.
- En el campo “IP” de la ventana “Settings”, se debe seleccionar “Repository”, tal como se muestra en la Fig. 3.22a.
- A la derecha de esta ventana, se mostrará un panel denominado **IP Repositories**. Aquí se debe incluir la dirección de la carpeta del proyecto donde se ha extraído el módulo IP de interés. Esto se hace haciendo clic sobre el ícono “+” y seleccionando la carpeta del proyecto.
- Finalmente, para añadir correctamente este nuevo módulo IP, se debe hacer clic primero en “Apply” y luego en “Ok”.

En esta ventana se puede agregar todos los módulos IP que se hayan generado para su posterior uso en Vivado. Una vez que se haya completado este proceso, se debe cerrar la ventana, siguiendo lo indicado en el último paso mencionado y la interfaz de usuario de Vivado se restaurará, como se muestra en la Fig. 3.21.



(a) Configuración de proyecto.



(b) Buscador de módulos IP.

Figura 3.22: Ventanas para añadir módulos IP en el proyecto de Vivado.

Una vez que se haya añadido los módulos IP, en el panel “Diagram”, se debe hacer clic en el ícono “+” y esto abrirá una ventana similar a la mostrada en la Fig. 3.22b. En esta ventana se debe buscar el nombre de la función principal del IP generado y seleccionarlo.

Siguiendo el paso anterior, se añadirá en el panel “Diagram” el módulo IP generador por Vitis HLS, tal como se muestra en la Fig. 3.23. Todas las características seleccionadas mediante los pragma en Vitis HLS, como se menciona en la sección 3.4, se verán reflejadas en este módulo, al igual que todas las entradas y salidas asociadas al modelo implementado.

En este caso, todas las salidas del modelo, al igual que las entradas de la tensión dc-link, V_{dc} , y el torque de carga, T_c , tienen el formato de 14 bits “[13:0]”, tal como se explicó en la sección 3.2.4.

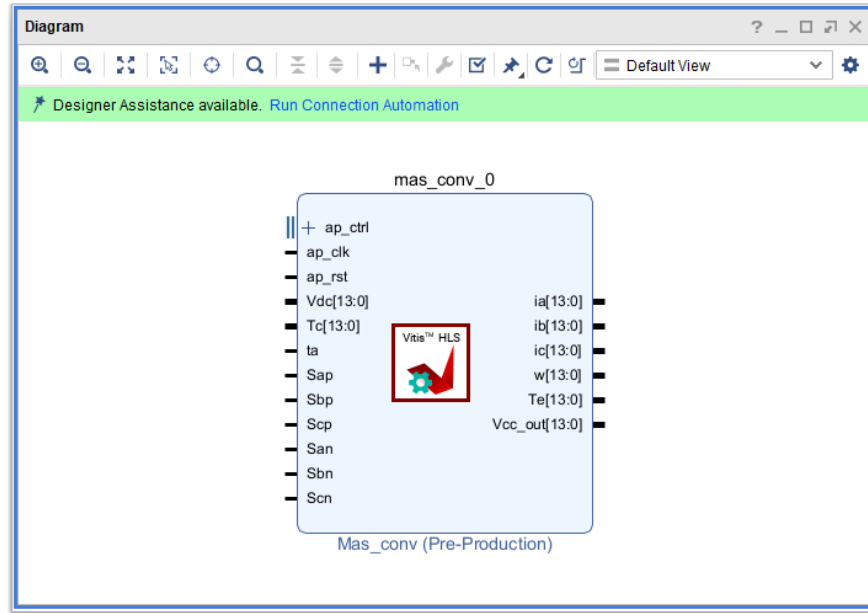


Figura 3.23: Diagrama de bloque de Vivado al añadir módulo IP.

Para hacer que todas las entradas/salidas del módulo sean externas (puertos de entrada/salida) y puedan configurarse, existen dos formas sencillas de hacerlo:

- Seleccionar el módulo IP y presionar “Ctrl+T”.
- Hacer clic derecho sobre cada entrada/salida del módulo IP y seleccionar “Make External”.

Esto permite generar una interfaz entre este módulo IP y otros presentes en el proyecto. En la Fig. 3.24 se ilustra como se vería el panel “Diagram” siguiendo la primera opción.

Al seleccionar un puerto de entrada/salida externa, se podrá visualizar a la derecha del panel “Diagram” un panel que se llama “External Port Properties”, como se muestra en la Fig. 3.25. En este panel se puede cambiar el nombre del puerto y se observará el tipo de puerto al que corresponde, ya sea “Input” o “Output”, junto con el nombre de la conexión entre este y la entrada/salida del módulo en el campo “Net”.

De manera similar, se puede cambiar el nombre del módulo IP haciendo clic sobre él. Esto mostrará un panel denominada “Block Properties”. A su vez, se puede cambiar el nombre de la conexión entre el puerto externo y la entrada/salida respectiva del módulo. En este caso, se debe hacer clic sobre la línea que une ambos, y esto mostrará un panel denominado “System Net Properties”.

En el panel superior izquierda de la Fig. 3.25, se puede observar que en la sección “Design” se enlistan todos los puertos creados con sus respectivos nombres. Mientras que en la sección “Signals” se indica el atributo de la frecuencia de reloj de la entrada del reloj, que en este caso se denomina “ap_clk_0”.

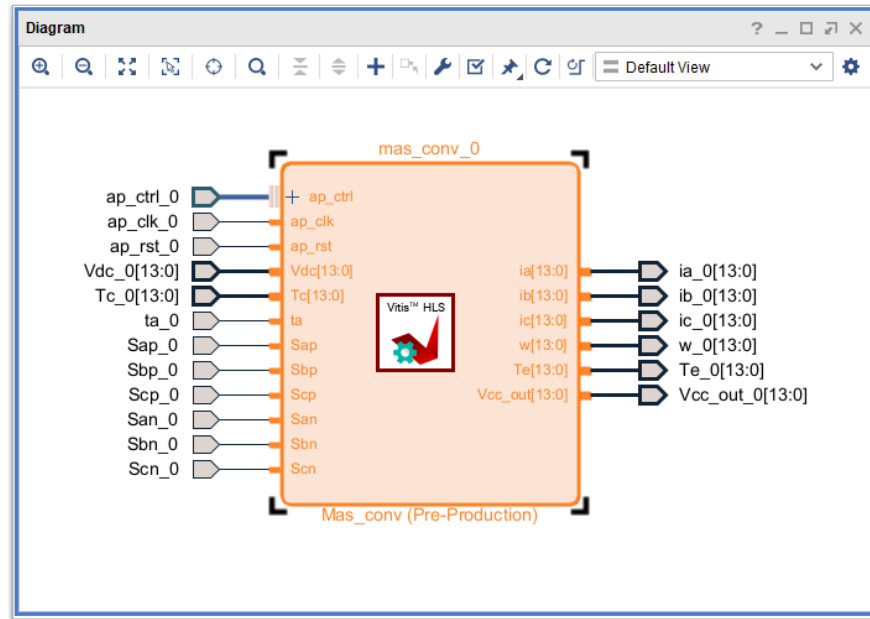


Figura 3.24: Módulo IP y sus puertos en el diagrama de bloque de Vivado.

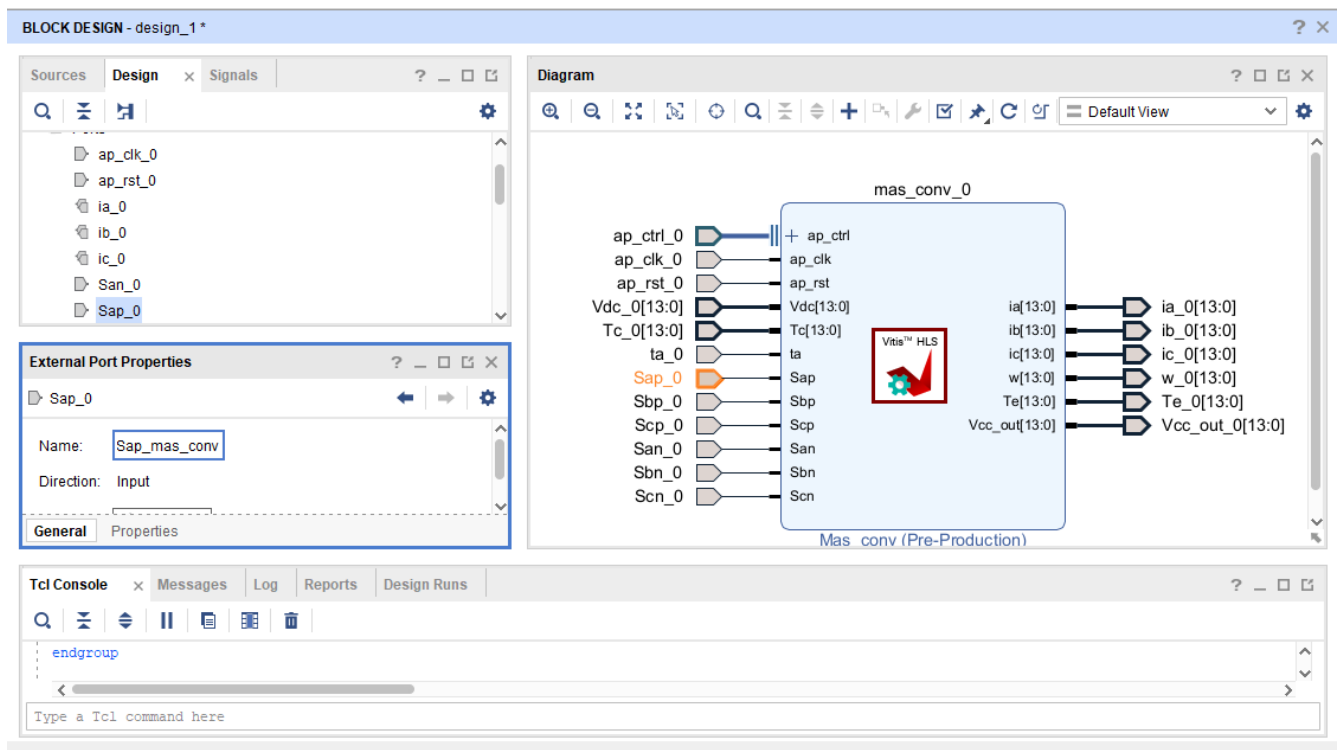


Figura 3.25: Interfaz de usuario de Vivado al añadir módulo IP.

Para finalizar, en la sección “Sources” del panel superior izquierdo, se debe hacer clic derecho sobre el diseño denominado “design_1”, (el mismo nombre que se atribuye en la ventana de la Fig. 3.5.1)

y seguir la enumeración indicada en la Fig. 3.26.

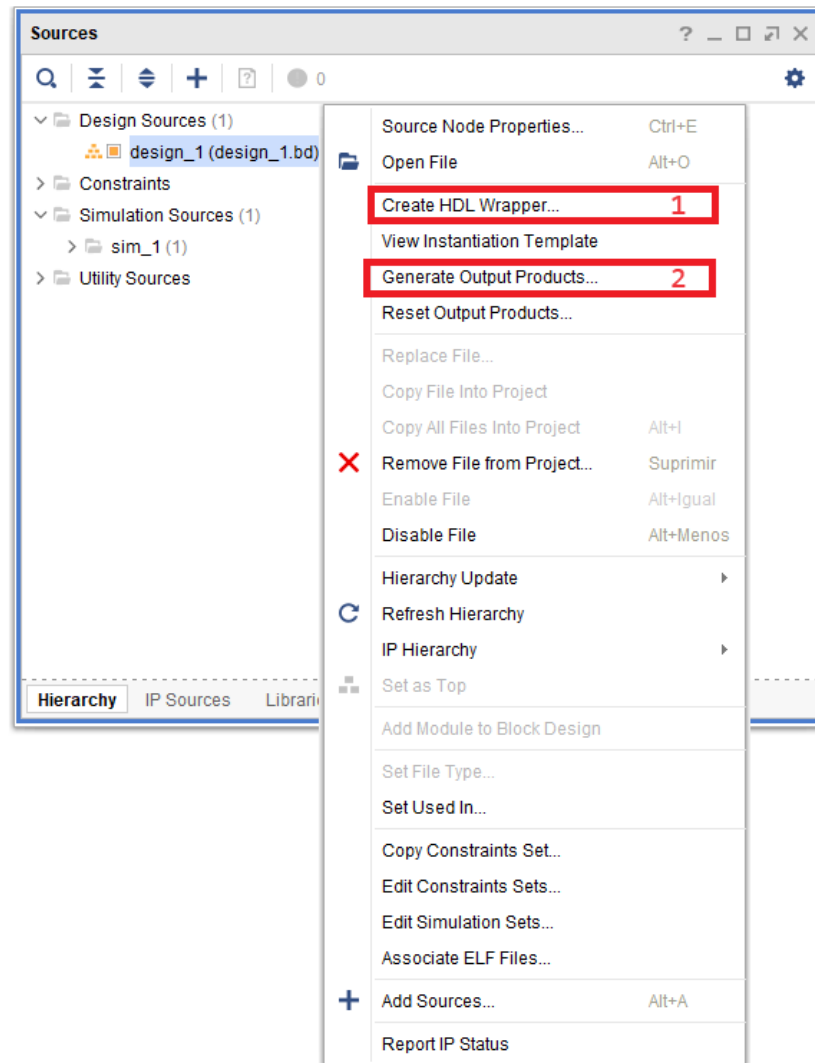


Figura 3.26: Ventana para generar archivo en lenguaje de descripción de hardware y los productos de salida del diseño en Vivado.

Estos pasos corresponden a:

1. “Create HDL Wrapper”: genera un archivo en lenguaje de descripción de hardware (HDL) alrededor de un bloque de diseño. Esto permite integrar el bloque de diseño en un proyecto más grande. Proporciona una interfaz estándar y facilita la conexión con otros módulos.
2. “Generate Output Products”: genera los productos de salida del diseño para poder implementarlo en hardware.

3.5.2 Modelo máquina asincrónica más convertidor en bloque de diseño de Vivado

En la Fig. 3.27 se presenta el diagrama de bloque de diseño completo implementado en este trabajo para el modelo de máquina asincrónica más inversor trifásico dos-niveles, denominado “modelo_mas_convertidor.bd”. Esto se realiza siguiendo los pasos indicados en la sección 3.5.1.

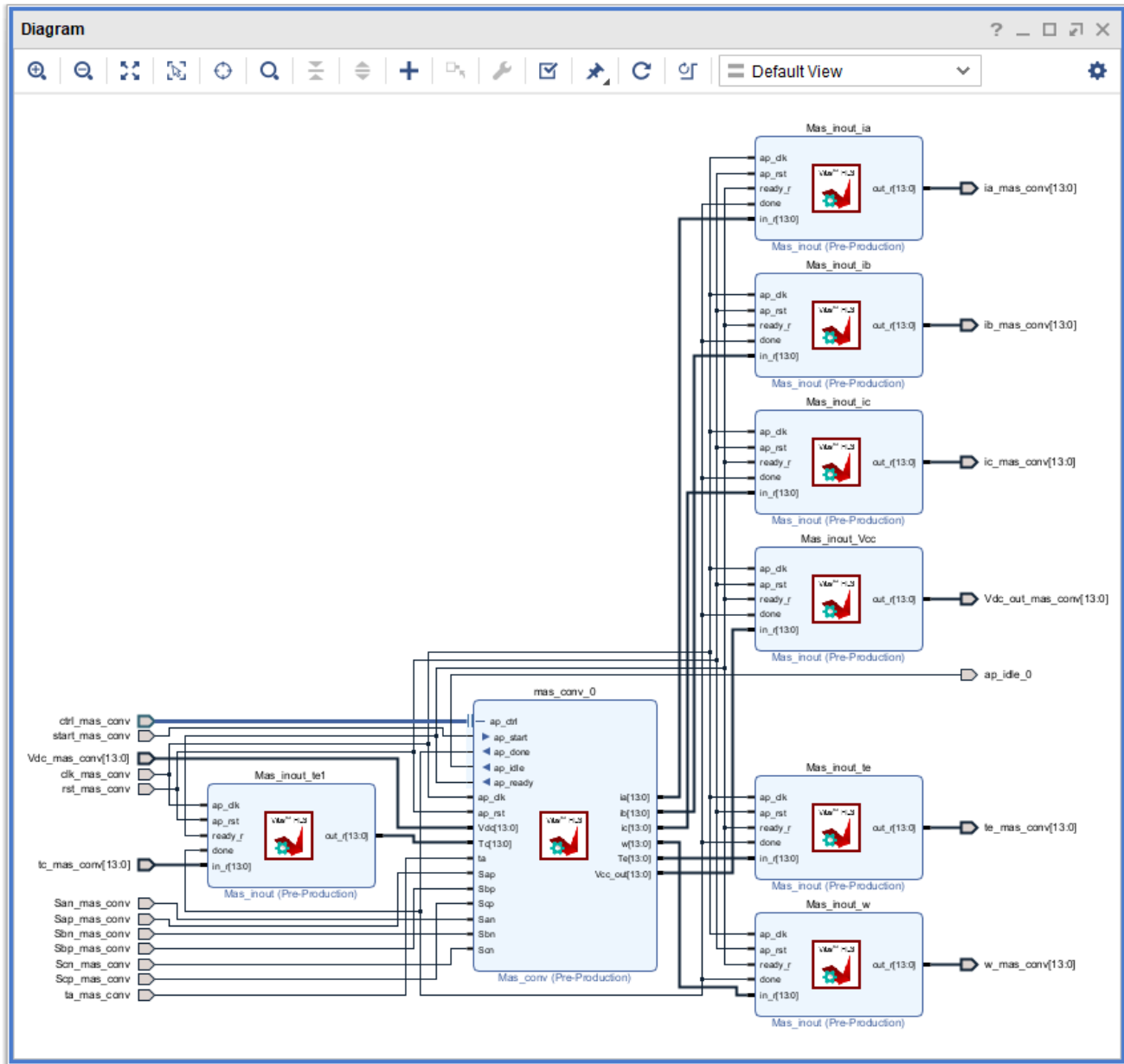
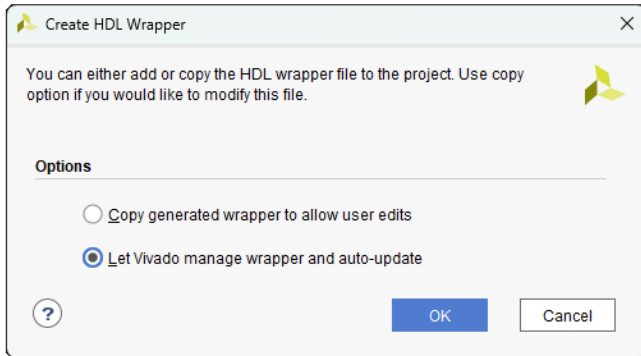


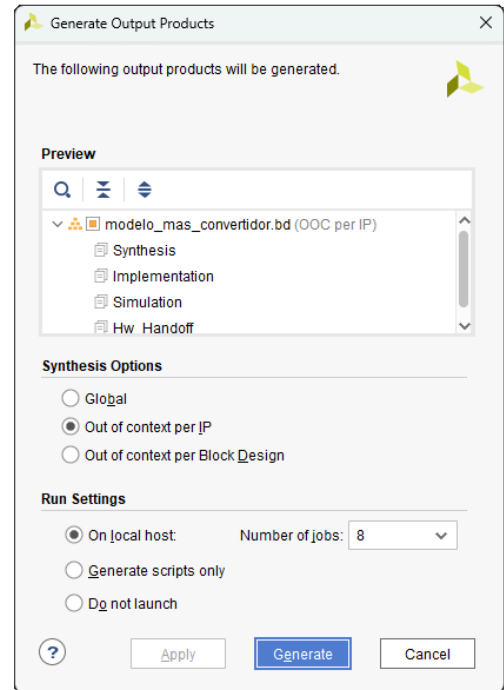
Figura 3.27: Diagrama del bloque de diseño con módulos IP utilizados.

A continuación, al crear el archivo HDL wrapper en la sección “Sources”, se abrirá una ventana

como la que se muestra en la Fig. 3.28a. Para esto se debe seleccionar la opción “Let Vivado manage wrapper and auto-update” y hacer clic en “Ok”. Luego, siguiendo los pasos indicados en la sección 3.5.1, se debe generar los productos de salida del diseño. En este proceso, se mostrará una ventana similar a la que se muestra en la Fig. 3.28b, donde se debe hacer clic en “Generate”.



(a) Ventana para generar archivo HDL en Vivado.



(b) Ventana para generar productos de salida del diseño en Vivado.

Figura 3.28: Ventanas para generar archivo HDL y sus productos de salida en Vivado.

Para incorporar el archivo HDL “modelo_mas_convertidor_wrapper.v” creado fuera de la fuente de diseño principal del proyecto “ace_top.v”, se debe incluir el nombre del archivo HDL generado a partir del diagrama de bloque de diseño dentro de este. Esto implica indicar el nombre del módulo generado (modelo_mas_convertidor_wrapper), crear un nombre al nuevo módulo, el cual se mostrará dentro del archivo fuente principal (en este caso modelo_mas_conv0), asignar a los puertos de entradas/salidas del bloque de diseño a registros de la FPGA y conectar los respectivos puertos de entrada de los interruptores del inversor con las salidas de los pulsos de disparo que serán generados por los moduladores PWM respectivos de acuerdo con las referencias del esquema de control. Esto se muestra en la Fig. 3.29, en el panel de la derecha, en la sección **ace_top.v**. Esta ventana se puede visualizar abriendo el archivo correspondiente que se encuentra bajo “Design Sources”.

Siguiendo los pasos anteriores, el archivo HDL creado se mostrará dentro de la fuente de diseño principal del proyecto “ace_top.v”.

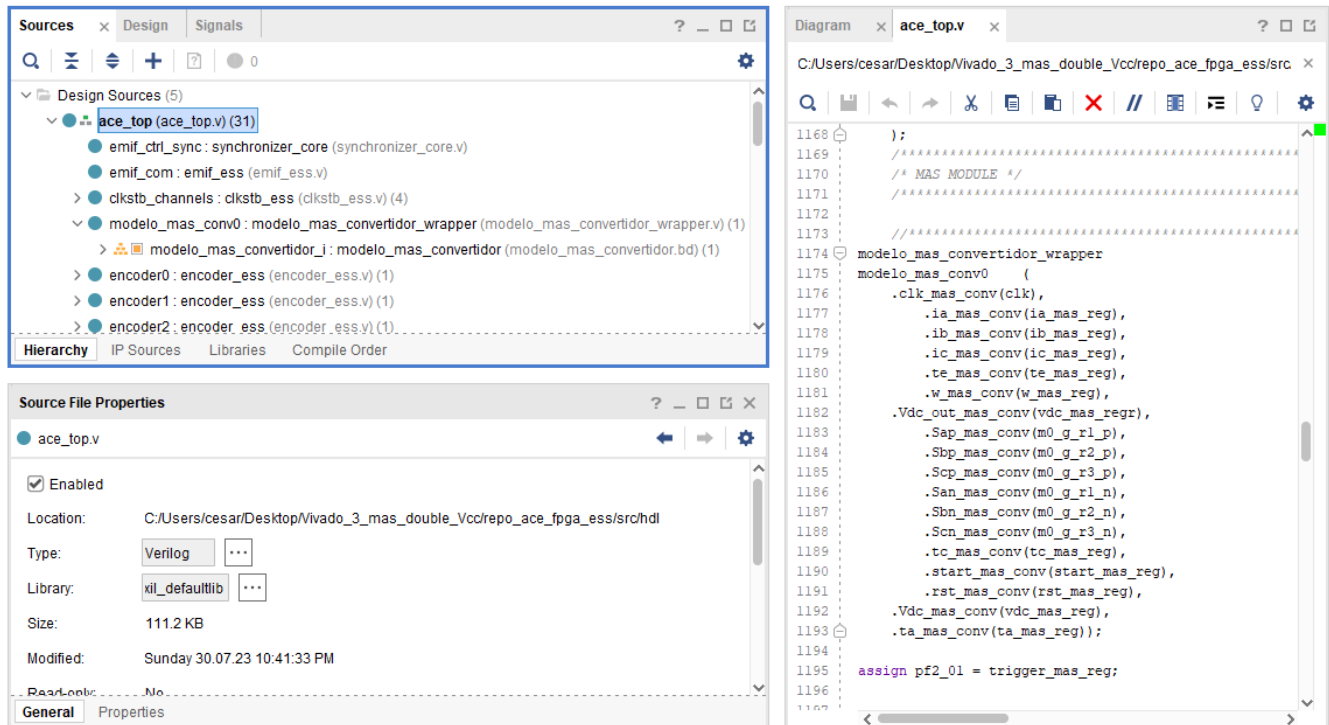


Figura 3.29: Interfaz de usuario del archivo .v principal en Vivado para incluir el diseño HDL creado.

Cabe señalar que los registros son declarados dentro del archivo “emif_com.v” y que a su vez, estos deben ser incluidos en el archivo fuente principal “ace_top.v”, tal como se muestra en la Fig. 3.30. Además estas variables deben ser declaradas como “wire”, especificando su tamaño/dimensión, tal como se muestra en la Fig. 3.31.

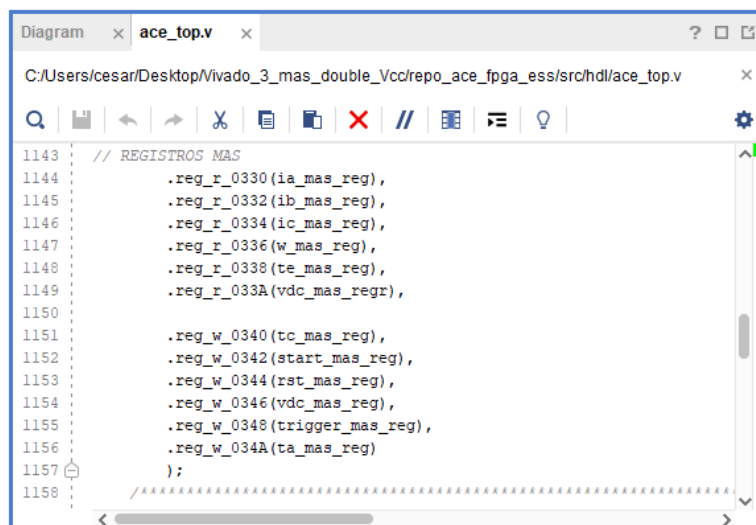


Figura 3.30: Interfaz de usuario del archivo .v principal en Vivado para conectar las salidas del HDL con registros de la FPGA.

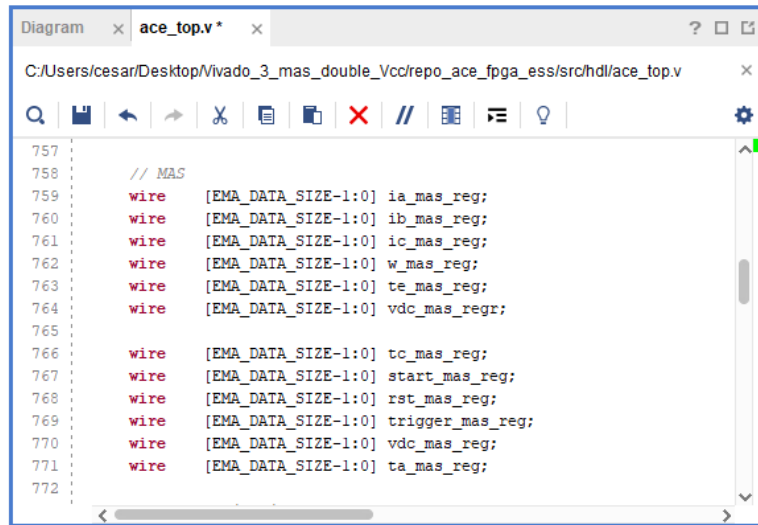


Figura 3.31: Interfaz de usuario del archivo .v principal en Vivado para definir el tamaño de las conexiones de las salidas del HDL con registros de la FPGA.

Siguiendo los pasos anteriores, el archivo HDL del diagrama de bloque de diseño de este trabajo, será incluido en el proyecto tal como se muestra en la Fig. 3.32.

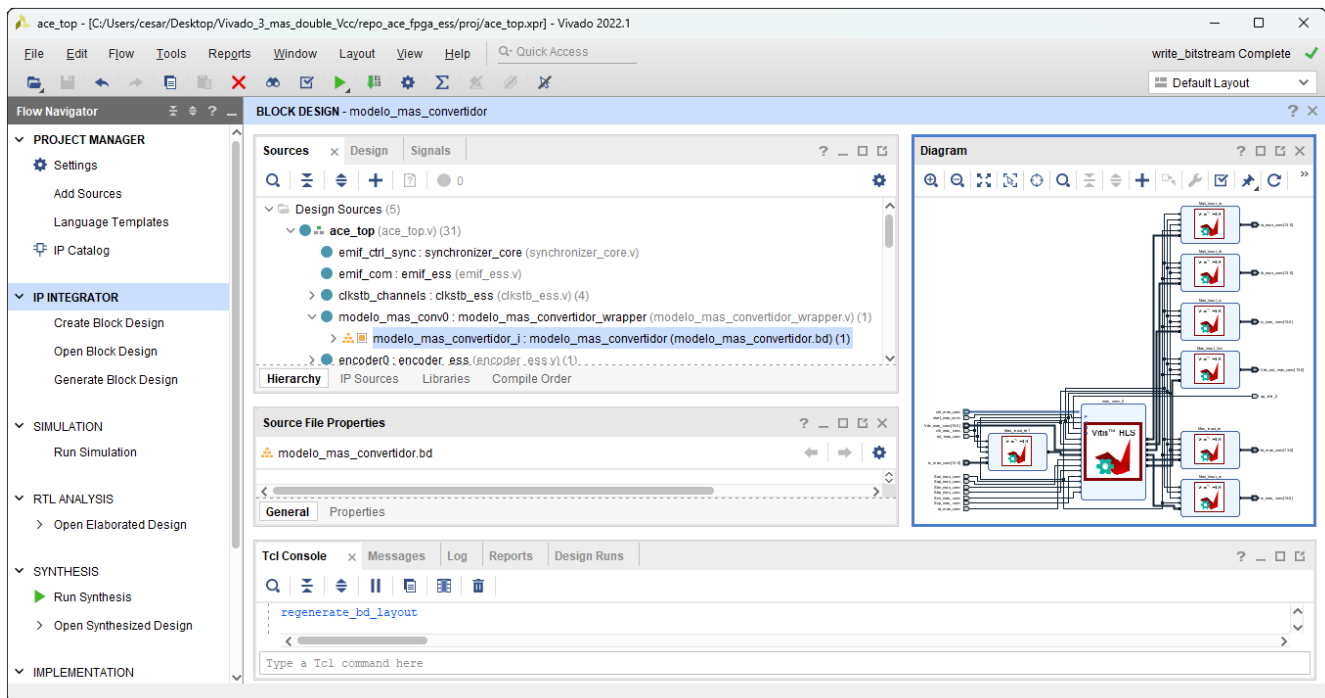


Figura 3.32: Interfaz de usuario de Vivado del proyecto.

Finalmente, se debe continuar con los pasos del flujo de diseño de Vivado de Xilinx mostrados en la sección **Flow Navigator**, para configurar la FPGA. Se puede encontrar información detallada acerca de estas funciones y las aplicaciones de Vivado en [6].

3.5.3 Recursos utilizados en la FPGA

En la Tabla 3.4 se presentan los recursos utilizados en la FPGA de la plataforma digital BRAIn, tanto con el modelo de máquina y convertidor como sin este bloque agregado en el firmware, para realizar una comparación de su impacto en los recursos.

FPGA	BUFG [%]	I/O [%]	DSP [%]	FF [%]	LUTRAM [%]	LUT [%]
Sin modelo convertidor/MAS	3	63	0	19	0	29
Con modelo convertidor/MAS	3	64	90	45	1	84

Tabla 3.4: Recursos utilizados en la FPGA de la plataforma BRAIn.

De acuerdo a la Tabla 3.4 se puede observar que el modelo requiere el 90% de los recursos DSP disponibles en la FPGA debido a la cantidad de cálculos realizados y al tipo de dato utilizado. Además se observa un aumento del 55% en el uso de LUT y el uso del 1% de LUTRAM. Estos resultados indican que, en caso de implementar más modelos o de aumentar la complejidad del sistema implementado, se deberá considerar la opción de utilizar un tipo de dato de menor precisión, o incrementar el tiempo de muestreo para gestionar eficientemente los recursos disponibles en la FPGA.

Capítulo 4

Resultados experimentales

A continuación se presentarán los resultados experimentales de ensayos realizados en paralelo tanto con la máquina real como con el modelo de máquina. Estos ensayos han tenido en cuenta diversos factores, incluyendo la caída de tensión del inversor de acuerdo al sentido de la corriente y el estado de encendido/apagado del correspondiente IGBT. También se ha considerado el tiempo de seguridad de los pulsos de disparo aplicado a los IGBT, así como la tensión real del dc-link. Para esta última variable se ha llevado a cabo una medición directa de la tensión continua en los condensadores del dc-link. Luego, utilizando un conversor análogo-digital, esta medición se emplea como entrada para el modelo de convertidor. De esta manera, el modelo de máquina recibe pulsos de tensión en sus respectivas fases, considerando las fluctuaciones de tensión reales en el dc-link de acuerdo con la aplicación realizada. Todo este proceso tiene como objetivo asegurar que el modelo de máquina reciba, en la medida de lo posible, las mismas tensiones de entrada que experimenta la máquina real. Esto garantiza que los resultados obtenidos sean comparables entre sí, permitiendo una evaluación precisa y efectiva de ambos.

Es importante destacar que, a pesar de estos esfuerzos, los resultados del modelo de máquina mostrados en este capítulo no reflejan con total exactitud los valores calculados al interior de la FPGA, ya que los datos almacenados corresponden a una versión muestrada desde el DSP de la plataforma BRAIn. Esto se debe a que, para almacenar los datos de las variables de interés del modelo de máquina, se utiliza una memoria interna como almacenamiento y el software CCS para graficar. Una vez verificado que los resultados son correctos, se guardan en archivos .csv. Sin embargo, existe una limitación importante a considerar. A pesar de que el DSP 6748 cuenta con varios grupos de memoria interna, estas memorias son relativamente pequeñas. Esto dificulta el uso de grandes arreglos de datos. En este caso, se utilizó una memoria interna L2 con una capacidad de 256 kB, equivalente a unos 65.000 datos del tipo flotante.

Cuando se requiere almacenar 5 variables de interés, como corrientes, velocidad y torque electromagnético del modelo de máquina, es posible almacenar aproximadamente 13.000 datos por cada

una de estas variables. Esto reduce la posibilidad de generar interrupciones más frecuentes al DSP desde la FPGA para capturar datos del modelo de máquina en intervalos de tiempo tan pequeños. Para poner en contexto, si se utiliza una frecuencia de conmutación de 6250 Hz, las interrupciones se realizarán cada 80 μ s, dado que las interrupciones se realizan en los puntos máximos y mínimos del portador. Esto da como resultado un tiempo total almacenado de 1,04 s para un ensayo típico. Debido a esta limitación en el tiempo total almacenado de un ensayo por el almacenamiento de los datos, se decide utilizar una frecuencia de conmutación igual o inferior a 6250 Hz. Esto se hace con el propósito de poder apreciar adecuadamente tanto la dinámica transitoria como el estado estacionario después de un cambio de referencia. Además de presentar el comportamiento del modelo de máquina para distintas frecuencia de conmutación. Es relevante mencionar que, aunque el DSP dispone de memorias de mayor capacidad, estas no son adecuadas para capturar los datos con precisión debido a su menor velocidad de almacenamiento en comparación con las memorias internas de menor capacidad disponibles.

4.1 Ensayos con control V/f

Los resultados experimentales que se presentarán a continuación corresponden al método de control escalar V/f visto en la sección 3.1.1. En este enfoque, la corriente magnetizante se mantiene constante. La frecuencia de conmutación empleada es de 2500 Hz y, dado que las interrupciones se realizan en los puntos máximos y mínimos del portador, la precisión de los resultados del control es de 200 μ s. Además, se aplica una rampa de velocidad lineal de 0,5 s (periodo en que la referencia de velocidad cambia de 0 Hz a 50 Hz). Por otra parte, cabe recordar que el modelo de la MAS, es evaluado por la FPGA cada 250 ns utilizando como entradas los pulsos de disparo generadas por los moduladores de la misma FPGA en base a los voltajes de referencia enviados por el DSP.

4.1.1 Cambio de referencia 0 Hz a 50 Hz

La Fig. 4.1 ilustra el comportamiento dinámico de las corrientes de las fases tanto en la máquina real (representada en azul) como en el modelo de máquina (representada en rojo) en respuesta a una referencia de velocidad que varía de 0 Hz a 50 Hz con una rampa de velocidad lineal de 0,5 s. A partir de este ensayo, se observa que el seguimiento del modelo de máquina es similar en términos de magnitudes y dinámica con respecto a la máquina real.

Por otro lado, se puede apreciar el efecto de la conmutación en la corriente de la máquina, que se manifiesta en una frecuencia de 2500 Hz. Sin embargo, esta corriente de alta frecuencia es de menor magnitud. Esto se debe a que la reactancia de la máquina, cuando se observa desde una fuente de tensión de 2500 Hz, es 50 veces mayor que la reactancia calculada para una tensión de

50 Hz. Este se evidencia a partir del instante de tiempo 0,1 s, lo cual corresponde al inicio del ensayo.

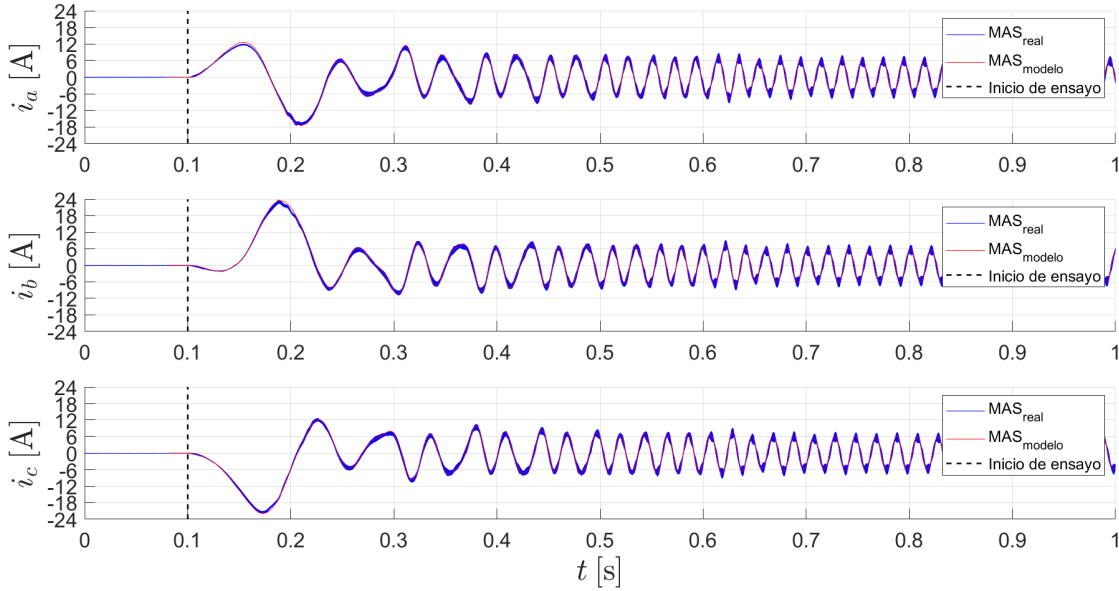


Figura 4.1: Corrientes de fases de máquina real vs modelo de máquina con cambio de referencia de velocidad de 0 Hz a 50 Hz con frecuencia de conmutación de 2500 Hz.

Es importante notar que el modelo de máquina no refleja el efecto de la conmutación en la corriente debido a la restricción de la frecuencia de muestreo impuesta por la memoria del DSP de la plataforma BRAIn. Esta limitación involucra tanto la capacidad de almacenamiento de datos como la velocidad de transmisión de información. Como se ha señalado previamente, las interrupciones para recopilar lecturas del modelo ocurren cada $200 \mu\text{s}$, lo que corresponde a una frecuencia de 5000 Hz. No obstante, esto no implica que el efecto de la conmutación esté ausente en el modelo. A pesar de que no se muestre el efecto de la conmutación en la corriente del modelo, es importante destacar que los efectos generales y características de conmutación pueden tener influencia en el comportamiento dinámico del modelo. Por lo tanto, aunque no se refleje de manera precisa, la presencia de la conmutación puede tener implicaciones en la dinámica general que el modelo es capaz de capturar.

En torno al instante de tiempo 0,2 s se puede observar una diferencia en el comportamiento de la corriente medida en la máquina real con la obtenida con el modelo de máquina, ver Fig. 4.1. Esta caída en la magnitud de la corriente, específicamente en la fase a y fase b, podría ser atribuida a varios factores, como la precisión del tiempo de apagado de los IGBT considerado en el modelo del convertidor, las pérdidas reales en el inversor, y las caídas de tensión en los IGBT, que debido a las altas magnitudes de corriente, podrían superar los 1,2 V que se considera en el modelo del convertidor.

Para tener una mejor visualización de las diferencias entre los resultados obtenidos, se presenta la Fig. 4.2. Este gráfico muestra las discrepancias en la magnitud de las corrientes de fase en el tiempo entre la máquina real y las obtenidas a través del modelo de máquina. Para generar este gráfico, se aplicó un proceso de suavización mediante una media móvil a las corrientes medidas en la máquina real y luego se restaron estas de las obtenidas a partir del modelo de máquina. El uso de la media móvil permite eliminar las componentes de alta frecuencia en las corrientes, ofreciendo una representación más clara y suave de las diferencias observadas.

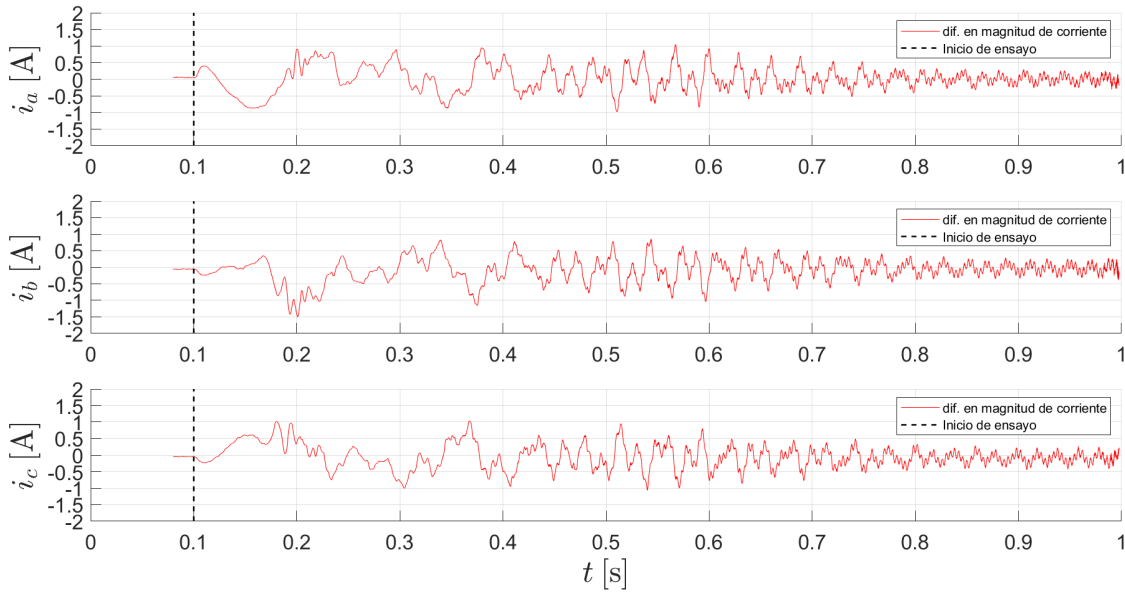


Figura 4.2: Diferencia en magnitud de corriente de la máquina real y el modelo de máquina con cambio de referencia de velocidad de 0 Hz a 50 Hz y frecuencia de conmutación de 2500 Hz.

Al observar la Fig. 4.2, se evidencia que, en el instante de tiempo de 0,2 s, se registra una diferencia en la magnitud de la corriente en la fase b de 1,5 A entre los valores obtenidos en la máquina real y el modelo de máquina. Esta representa la mayor disparidad en magnitud de corriente en este ensayo. Por otro lado, en la Fig. 4.1, se aprecia que la magnitud de la corriente en la fase b de la máquina real es ligeramente superior a 18 A. En consecuencia, esta diferencia se traduce en un margen de error inferior al 8,3 % en esta medición.

Después del instante de tiempo de 0,2 s, la diferencia en la magnitud de la corriente en valor absoluto es inferior a 1,1 A. Estas discrepancias podrían atribuirse a una ligera pérdida en la dinámica y/o en la magnitud de la corriente, así como a la aplicación de la media móvil a la corriente medida de la máquina real. Para abordar estas cuestiones, se presenta la Fig. 4.3, en la cual se muestra en amarillo la suma de la diferencia en la magnitud de la corriente de la fase a y la corriente obtenida del modelo de máquina en la fase a. Además, se presentan las mediciones de corriente de la fase a de la máquina real (en azul) y las del modelo de máquina (en rojo), junto con

las respectivas diferencias (en negro). Esto se hace con el propósito de verificar y visualizar si las diferencias se han calculado correctamente y cómo se representa gráficamente esta información.

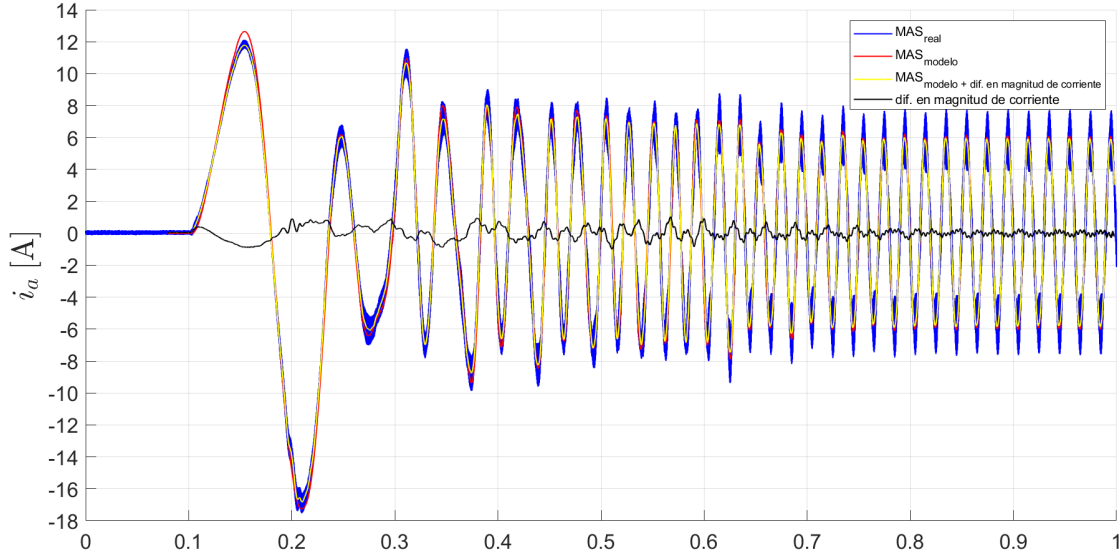


Figura 4.3: Diferencia en magnitud de corriente de la máquina real y el modelo de máquina con cambio de referencia de velocidad de 0 Hz a 50 Hz y frecuencia de conmutación de 2500 Hz.

Es importante notar que la corriente de la fase a del modelo de máquina, sumada a la diferencia en magnitud de corriente de la fase a entre el modelo de máquina y la máquina real (en amarillo), sigue de manera adecuada la tendencia media de esta última (en azul). Esto sugiere que la media móvil de las corrientes de la máquina real fue correctamente determinada para obtener las diferencias en magnitudes de las corrientes. En estado estacionario, estas diferencias son prácticamente despreciables. En la Fig. 4.2, se puede observar que las diferencias máximas entre el modelo de máquina y la máquina real son inferiores a 0,5 A (una inspección detallada muestra que son inferiores a 0,4 A). Sin embargo, las diferencias en el transitorio no pueden atribuirse a un solo factor sin contar con más información. Por esta razón, se presentan dos figuras adicionales para el mismo ensayo. La Fig. 4.4 muestra los resultados de la medición de la corriente de la fase a bajo las mismas condiciones, pero sin considerar el tiempo de apagado de los IGBT. Además, en la Fig. C.1 se presenta la diferencia en magnitud de corriente de cada fase entre la máquina real y el modelo de máquina en respuesta a un cambio de referencia de velocidad de 0 Hz a 50 Hz con una frecuencia de conmutación de 2500 Hz y sin considerar el tiempo de apagado en los IGBT. En este último caso, se observa que las diferencias alcanzan aproximadamente los 2 A durante el transitorio, lo que representa una diferencia mayor que cuando se considera el tiempo de apagado de los IGBT.

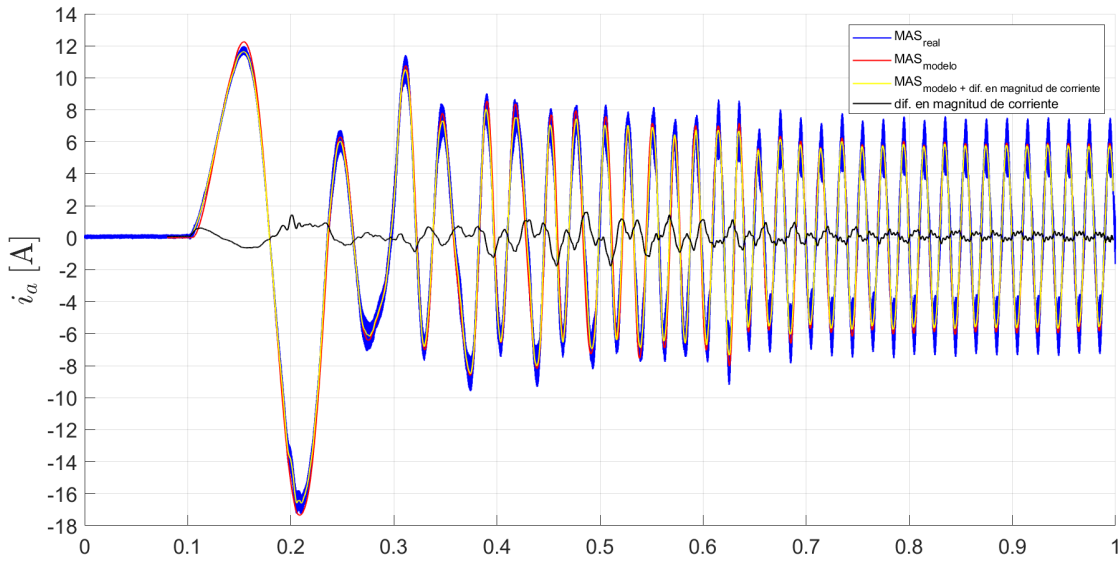


Figura 4.4: Diferencia en magnitud de corriente de la máquina real y el modelo de máquina con cambio de referencia de velocidad de 0 Hz a 50 Hz y frecuencia de conmutación de 2500 Hz.

De la misma forma, se puede notar que la corriente de la fase a del modelo de máquina, sumada a la diferencia en magnitud de corriente de la fase a entre el modelo de máquina y la máquina real (en amarillo), sigue de manera adecuada la tendencia media de esta última (en azul). Esto sugiere que la media móvil de la corriente de la máquina real fue calculada correctamente. Sin embargo, a diferencia de la Fig. 4.3, se observa que durante el transitorio las diferencias en magnitud son aproximadamente 2 A (0,9 A más que al considerar el tiempo de apagado de los IGBT). Esto sugiere que las diferencias pueden atribuirse, entre otras cosas, a la precisión del modelo de convertidor, que causa pequeñas disparidades en el comportamiento dinámico. Por otro lado, se aprecia que esto afecta en mayor medida al transitorio que al estado estacionario, ya que las diferencias en estado estacionario se mantienen por debajo de 0,5 A. Esto se puede apreciar de mejor manera en la Fig. C.1.

Es importante destacar que estas discrepancias en estado estacionario, que toman una forma sinusoidal, sugieren que son en parte atribuibles a los parámetros del modelo de máquina, como las inductancias y posiblemente las pérdidas por fricción y ventilación. Estos factores influyen en la magnitud de la corriente y pueden explicar la oscilación observada en la diferencia en estado estacionario.

Por otro lado, en el transitorio, estas diferencias no siguen una forma sinusoidal. Además de la diferencia en magnitud, se observa una leve discrepancia en la respuesta del modelo en el tiempo. Esto podría atribuirse, además de la precisión del modelo de convertidor, a los parámetros de la máquina, como la resistencia del rotor, la inductancia magnetizante y las pérdidas por fricción y

ventilación. Es importante destacar que el modelo de la máquina es sumamente sensible a estos parámetros en cuanto a su respuesta dinámica.

Otra diferencia observable se presenta en los primeros instantes de tiempo del inicio del ensayo, entre el instante 0,1 s y 0,2 s. Durante este intervalo de tiempo, la magnitud de la corriente en la máquina real y en el modelo muestra una pequeña discrepancia. Aunque esta diferencia no es significativa, podría deberse a la asimetría inherente en los devanados del estator. Es relevante mencionar que el modelo de la máquina asíncrona utilizada asume una simetría en los devanados tanto del rotor como del estator. Sin embargo, a través de mediciones, se ha constatado que las resistencias medidas en los terminales del estator de la máquina difieren en el orden de las decenas de $m\Omega$. A bajas frecuencias, la reactancia es de menor magnitud, lo que hace que la resistencia sea el componente predominante.

La Fig. 4.5 muestra el comportamiento dinámico de la velocidad de la máquina real (representada en azul) junto con el comportamiento dinámico de la velocidad y el torque electromagnético del modelo de máquina (representada en rojo). Estos gráficos corresponden a una referencia de velocidad que varía de 0 Hz a 50 Hz, aplicada con una rampa de velocidad lineal de 0,5 s.

En primer lugar, es evidente que, a pesar de aplicar una referencia de velocidad con una rampa lineal de 0,5 s, no hay seguimiento de velocidad lineal. Esto se debe a que el esquema de control de velocidad no tiene retroalimentación de velocidad, es decir, opera en un lazo abierto. A pesar de esto, se puede observar que tanto la velocidad de la máquina real como la del modelo de máquina alcanzan aproximadamente los 1500 rpm en torno al instante de tiempo de 0,6 s, la cual corresponde a 0,5 s después del inicio del ensayo.

Una vez transcurrido este intervalo de tiempo, se observa un ligero sobrepaso de velocidad de la máquina real con respecto a la referencia establecida, seguido de oscilaciones que se van atenuando rápidamente hasta alcanzar un equilibrio electromecánico. Además, se puede notar que el modelo de máquina ha capturado este comportamiento de manera similar y es capaz de generar una respuesta en velocidad desde el inicio del ensayo de forma bastante precisa.

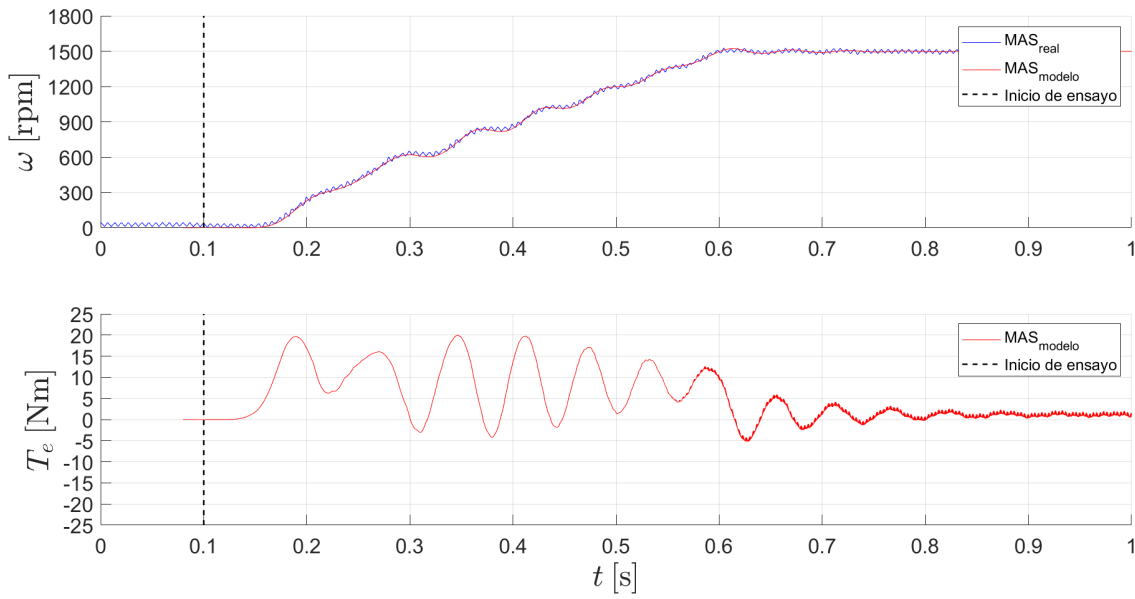


Figura 4.5: Velocidad de máquina real vs modelo de máquina y torque electromagnético del modelo de máquina con cambio de referencia de velocidad de 0 Hz a 50 Hz con frecuencia de conmutación de 2500 Hz.

Una consideración interesante sería evaluar el comportamiento del modelo bajo un esquema de control de velocidad en lazo cerrado. Esto permitiría que tanto la máquina real como el modelo de máquina exhiban la misma dinámica en velocidad, lo que a su vez facilitaría la observación de las diferencias en el comportamiento dinámico de la corriente.

La Fig. 4.6 muestra la tensión real del dc-link junto con las tensiones medias móviles aplicada en cada fase durante el ensayo de 0 Hz a 50 Hz con rampa lineal de velocidad de 0,5 s.

Previo al inicio del ensayo, se registra que la tensión promedio en el dc-link es de aproximadamente 622 V. Una inspección visual también revela que esta magnitud es ligeramente superior a 620 V. Esta tensión del dc-link es necesaria para mantener constante el flujo magnético y asegurar que sea igual a su valor nominal cuando se utiliza un esquema de control sub-amortiguado para las referencias de tensión. El esquema de control sub-amortiguado utilizada para las referencias de tensión se puede corroborar gráficamente con las tensiones medias móviles de cada fase, donde las tensiones obtenidas adoptan una forma sinusoidal con una magnitud y frecuencia que incrementan desde el inicio del ensayo hasta el instante de tiempo 0,6 s. Posterior a este tiempo, las tensiones de cada fase permanecen como sinusoidales con una magnitud y frecuencia constantes de 50 Hz.

Un factor relevante que se debe tomar en consideración es la disminución de la tensión del dc-link que ocurre después del inicio del ensayo. Aunque esto podría tener influencia en el modelo de la máquina si no se contara con una medición real para utilizar como entrada en el modelo del convertidor, es posible que su efecto no sea notable de manera significativa en este ensayo específico.

En la siguiente sección, específicamente en la sección 4.1.2, se presentarán las disparidades en el comportamiento dinámico al emplear una tensión constante en el dc-link de 618 V como entrada para el modelo, en comparación con los resultados obtenidos mediante la medición real de esta tensión.

Las oscilaciones que presenta la tensión medida en el dc-link se originan como resultado de la respuesta de carga y descarga de los condensadores del dc-link. Estas oscilaciones son ocasionadas por las corrientes de alta magnitud en la partida de la máquina, que hacen aumentar las corrientes de entrada del rectificador y por ende las pérdidas en el autotransformador que alimenta todo el sistema. Una vez que las corrientes de salida disminuyen, lo hacen también las de entrada, bajando las pérdidas y aumentando el nivel del dc-link

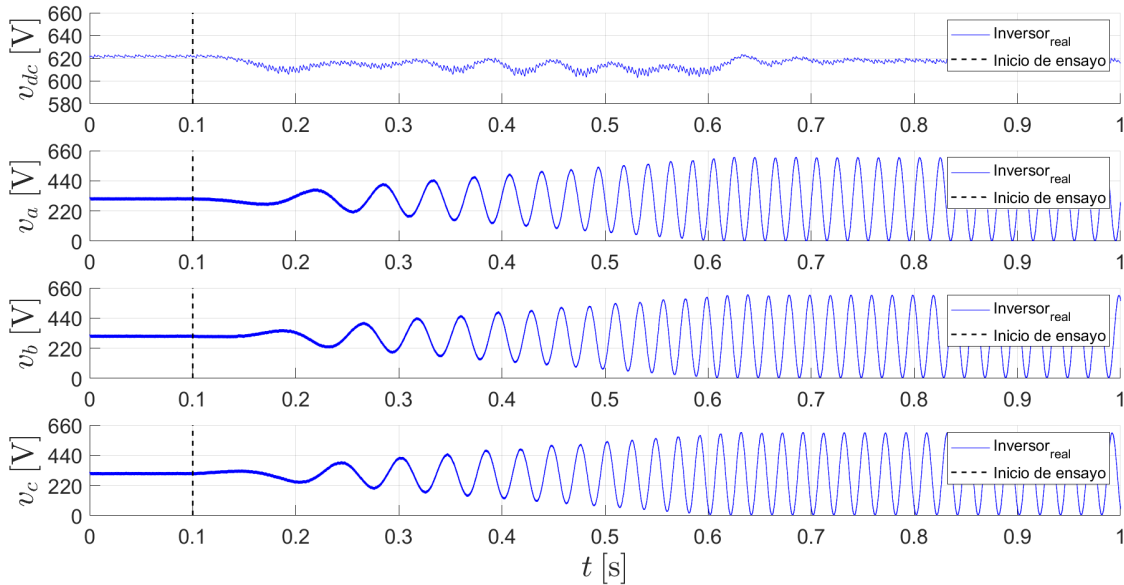


Figura 4.6: Tensión del dc-link y tensiones de fase a la salida del inversor real con cambio de referencia de velocidad de 0 Hz a 50 Hz con frecuencia de conmutación de 2500 Hz.

4.1.2 Cambio de referencia 50 Hz a 0 Hz

La Fig. 4.7 muestra el comportamiento dinámico de las corrientes de fases de la máquina real (representada en azul) y del modelo de máquina (representada en rojo) en respuesta a un cambio de referencia de velocidad de 50 Hz a 0 Hz mediante una rampa de velocidad lineal de 0,5 s. Similar a lo expuesto en la sección 4.1.1, el seguimiento del modelo de máquina con respecto a la máquina real es comparativamente similar en términos de magnitudes y dinámica.

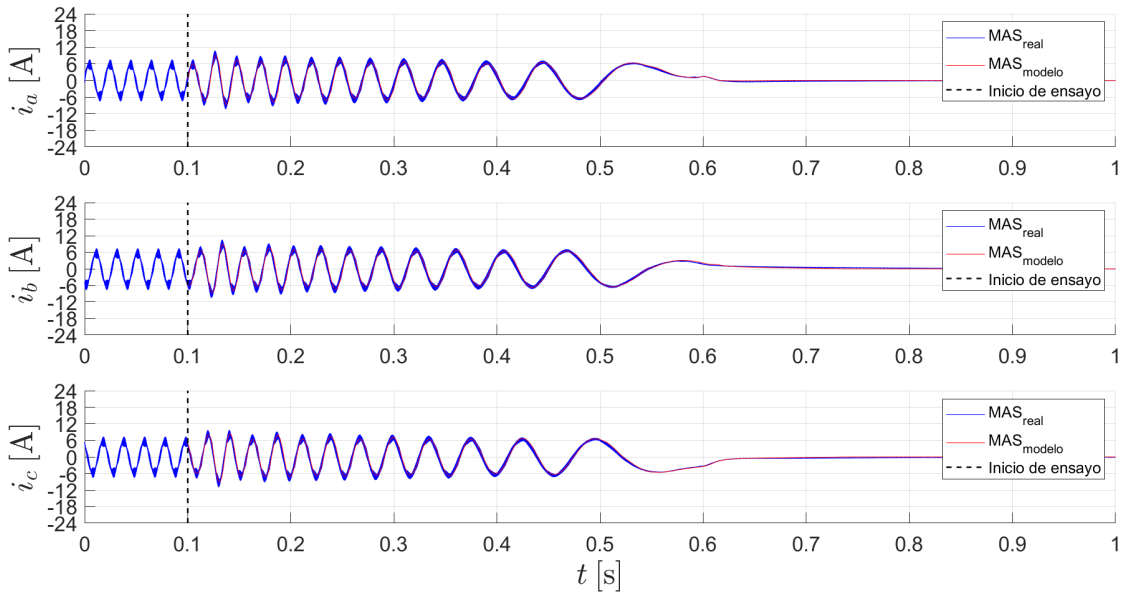


Figura 4.7: Corrientes de fases de máquina real vs modelo de máquina con cambio de referencia de velocidad de 50 Hz a 0 Hz con frecuencia de conmutación de 2500 Hz.

La Fig. 4.8 muestra las corrientes de cada fase en el modelo de máquina y la máquina real durante el mismo ensayo, pero con una frecuencia de conmutación de 6250 Hz.

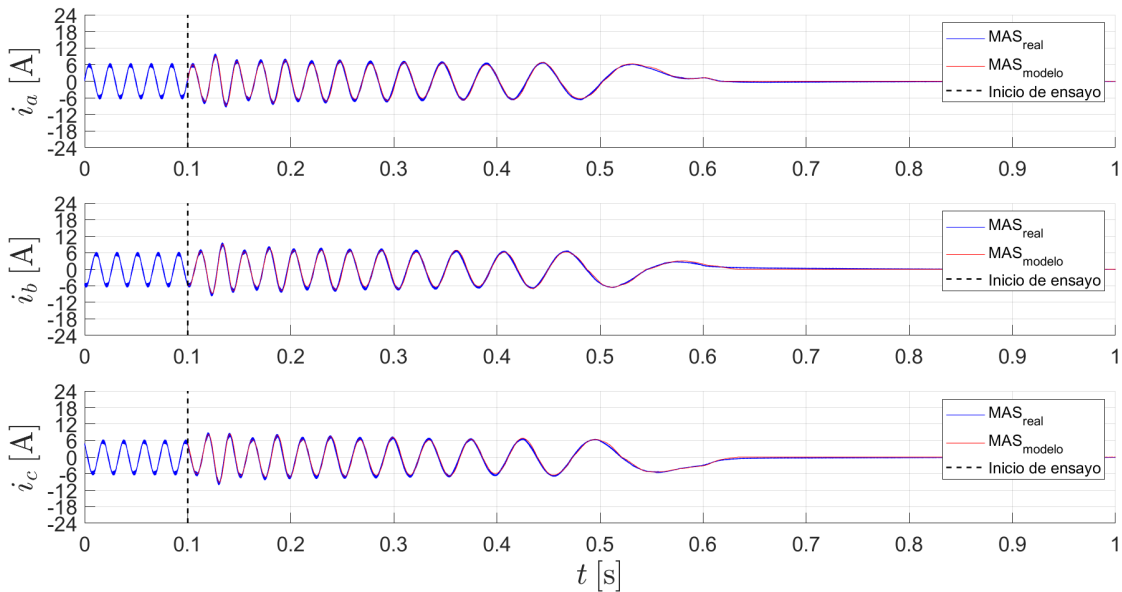


Figura 4.8: Corrientes de fases de máquina real vs modelo de máquina con cambio de referencia de velocidad de 50 Hz a 0 Hz con frecuencia de conmutación de 6250 Hz.

Como se detalla en la sección 4.1.1, es posible observar el efecto de la conmutación en la corriente de

la máquina. Sin embargo, es natural que al incrementar la frecuencia de conmutación a 6250 Hz, la magnitud de la corriente correspondiente sea menor. Esto se debe a que la reactancia de la máquina vista desde una fuente de tensión de 6250 Hz es mayor. Teóricamente, esta reducción en la magnitud de la corriente debería ser del 60%, considerando ambos escenarios de frecuencia de conmutación. En línea con lo mencionado anteriormente, es importante destacar que, aunque el modelo no refleje de manera explícita el efecto de la conmutación, esto no significa que dicho efecto esté ausente en él.

La corriente obtenida del modelo de máquina y la corriente de la máquina real muestra que son similares en términos de magnitud y dinámica, lo cual es más fácil de discernir al aplicar una frecuencia de conmutación más alta, dado que la magnitud de la corriente de alta frecuencia es menor.

Por otra parte, sería valioso explorar cómo la conmutación podría afectar el valor de la resistencia del rotor, ya que una mayor frecuencia de conmutación podría incrementar el calentamiento del núcleo y, por ende, llevar a un aumento en la resistencia del rotor y esto repercutir en el comportamiento dinámico, sobre todo ante perturbaciones grandes.

Al analizar los resultados obtenidos con el modelo de máquina utilizando una frecuencia de conmutación de 6250 Hz, se observa una diferencia más notoria en comparación con los resultados de la máquina real a bajas frecuencias, ver Fig. 4.7, entre los instantes de tiempo 0,5 s y 0,7 s. Lo anterior confirma lo mencionado en la sección 4.1.1, donde se destaca que la precisión del modelo del convertidor se vuelve más relevante a medida que la frecuencia de conmutación se incrementa, especialmente en aspectos como las caídas de tensión en los IGBT y los tiempos de apagado.

En las Fig. 4.9 y Fig. 4.10 se muestran los resultados al aplicar un cambio de referencia de 50 Hz a 0 Hz para frecuencias de conmutación de 2500 Hz y 5000 Hz, respectivamente. En estos se comparan dos casos; uno en el que se considera el tiempo de apagado del IGBT, y otro en el que no se considera el tiempo de apagado del IGBT. En estos gráficos se presenta el comportamiento dinámico de la corriente de fase entre los instantes de tiempo 0,4 s a 0,8 s. De acuerdo con el ensayo, en el instante de tiempo de 0,4 s la referencia de velocidad es de aproximadamente 20 Hz y en el instante de 0,6 s la referencia de velocidad está establecida en 0 Hz.

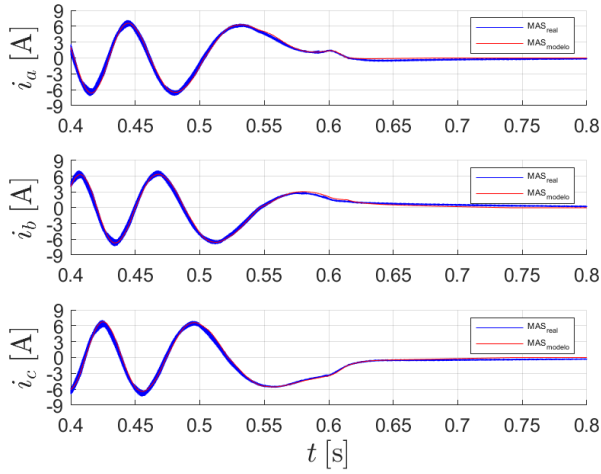
Cuando la frecuencia de conmutación empleada es de 2500 Hz, ver Fig. 4.9, se tiene un mejor seguimiento de corriente en el modelo de máquina con respecto al de la máquina real cuando se considera el tiempo de apagado que cuando no se considera el tiempo de apagado.

Al observar los resultados de la Fig. 4.10, se puede notar que existe una mejora en los resultados al considerar el tiempo de apagado en torno al instante de tiempo de 0,65 s. No obstante, existe una ligera diferencia en la magnitud de la corriente de la fase b en torno al instante de tiempo 0,6 s.

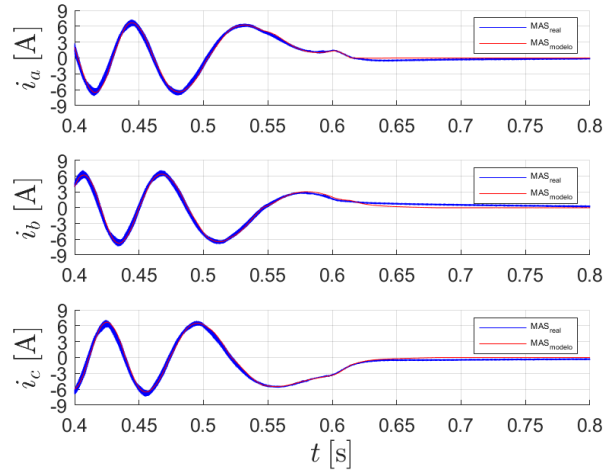
Lo anterior puede repercutir en otros factores, dado que, si se observa la Fig. 4.20, se puede notar que para el instante de tiempo 0,65 s, la velocidad de la máquina es nula. Por lo tanto, para este

instante de tiempo la precisión del modelo recae principalmente en el modelo del convertidor y en el valor de la resistencia del estator. Mientras que, para el instante de tiempo 0,6 s, aún hay influencia de la corriente del rotor.

Estos resultados buscan resaltar cómo el modelo del convertidor influye en el rendimiento del modelo de la máquina en términos de resultados.

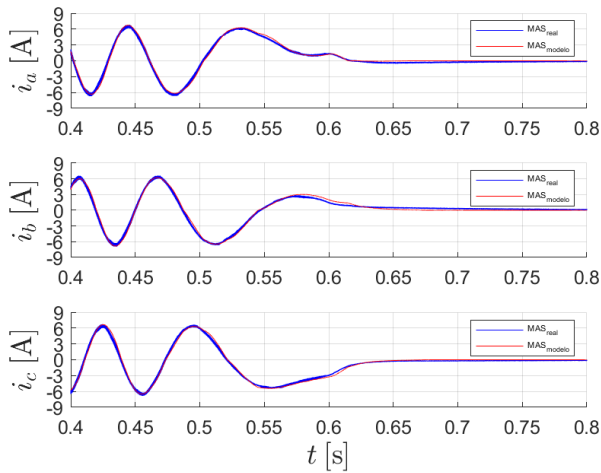


(a) Considerando tiempo de apagado.

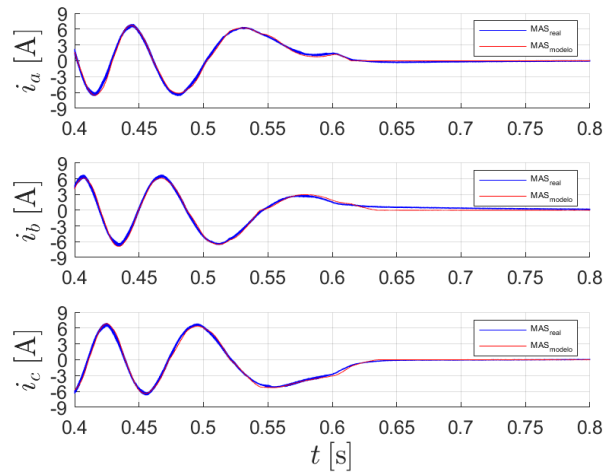


(b) Sin considerar tiempo de apagado.

Figura 4.9: Corrientes de fases de máquina real vs modelo de máquina con cambio de referencia de velocidad de 50 Hz a 0 Hz con frecuencia de conmutación de 2500 Hz.



(a) Considerando tiempo de apagado.



(b) Sin considerar tiempo de apagado.

Figura 4.10: Corrientes de fases de máquina real vs modelo de máquina con cambio de referencia de velocidad de 50 Hz a 0 Hz con frecuencia de conmutación de 5000 Hz.

Como se menciona en la sección 4.1.1, un factor significativo en la magnitud de las corrientes de

cada fase a bajas frecuencias es la influencia predominante de la resistencia del estator. Además, se señala que hay una ligera diferencia en la magnitud de las resistencias medida entre bornes. Sin embargo, el modelo considera simetría en el devanado, lo cual es apropiadamente válido para frecuencias cercanas a la nominal.

La Fig. 4.11 muestra las corrientes de cada fase en el modelo durante el mismo ensayo, teniendo en cuenta diferentes consideraciones de las tensiones en el dc-link como entrada al modelo. En azul se representa el comportamiento del modelo de máquina al asumir una tensión constante en el dc-link, mientras que en rojo se presenta el resultado original del modelo utilizando la tensión del dc-link medida como entrada en el modelo del convertidor.

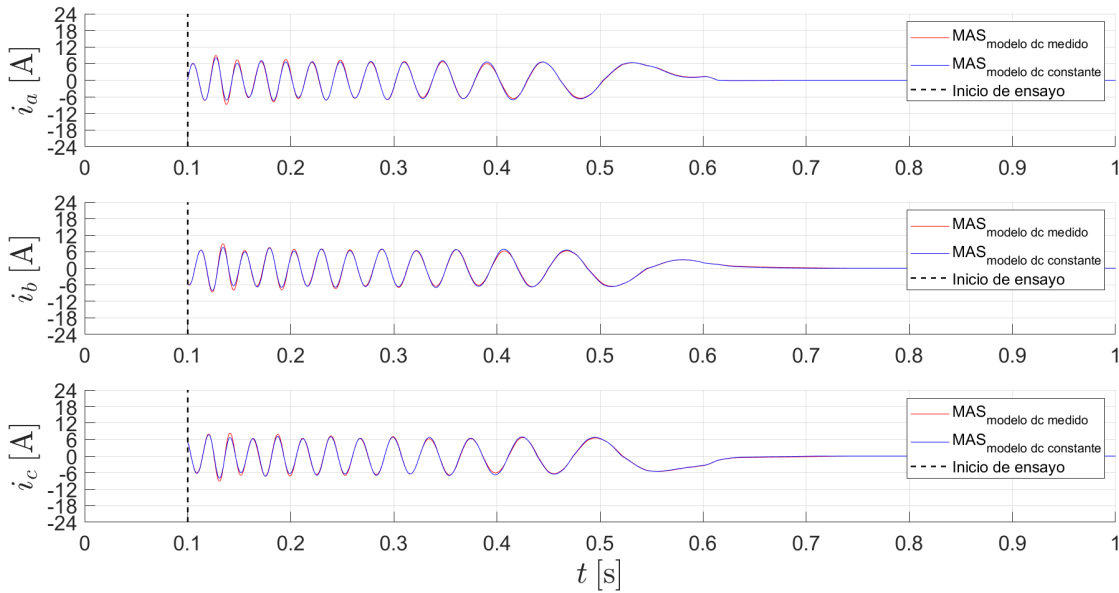


Figura 4.11: Corrientes de fases de máquina real vs modelo de máquina con cambio de referencia de velocidad de 50 Hz a 0 Hz con frecuencia de conmutación de 2500 Hz.

El asumir una tensión constante en el dc-link como entrada al modelo tiene un impacto directo en la magnitud de la corriente resultante. Si bien existen algunas diferencias, en términos generales, el modelo es capaz de seguir de buena forma la mayor parte de las dinámicas de corriente. La consideración de la variación de la tensión del dc-link es de gran importancia al llevar a cabo ensayos de carga y descarga, ya que no se realizaron simultáneamente. Por ende, resulta recomendable proporcionar al modelo una representación adecuada del comportamiento real de la tensión en el dc-link como entrada, para tener resultados que reflejen aun más fielmente las condiciones reales. La Fig. 4.12 muestra el comportamiento de la velocidad de la máquina real (representada en azul) y el comportamiento de la velocidad y torque electromagnético del modelo de máquina con dc-link medido (representada en rojo). Al igual que en la sección 4.1.1, el modelo de máquina presenta un comportamiento dinámico similar al de la máquina real. Además se aprecia que, a diferencia de la

Fig. 4.5, el torque electromagnético pasa de positivo a negativo al inicio del ensayo, puesto que se reduce la referencia de velocidad de 1500 rpm a 0 rpm y, durante todo el ensayo de la máquina, el torque electromagnético es negativo, lo cual se debe principalmente a un frenado que presenta oscilaciones de menor amplitud. De no tener oscilaciones la velocidad, el torque electromagnético sería constante, lo cual es deducible de la ecuación de momento-velocidad. Si la velocidad decrece de manera constante, entonces, la relación torque electromagnético y torque de carga es constante. En la Fig. 4.5 se puede notar que en algunos instantes el torque electromagnético pasa de positivo a negativo, y esto no es sólo debido a que la velocidad de la máquina presente oscilaciones de mayor amplitud, si no que en instantes, esta tiene una pendiente negativa. Además, en el ensayo de 0 Hz a 50 Hz se corrobora que, para mantener el equilibrio electromecánico en estado estacionario, debe existir un torque electromagnético positivo al sentido de giro de la máquina, la cual es equivalente al torque de carga. Este torque de carga es directamente proporcional a las pérdidas de roce y ventilación e inversamente proporcional a la velocidad de giro en que llega al equilibrio.

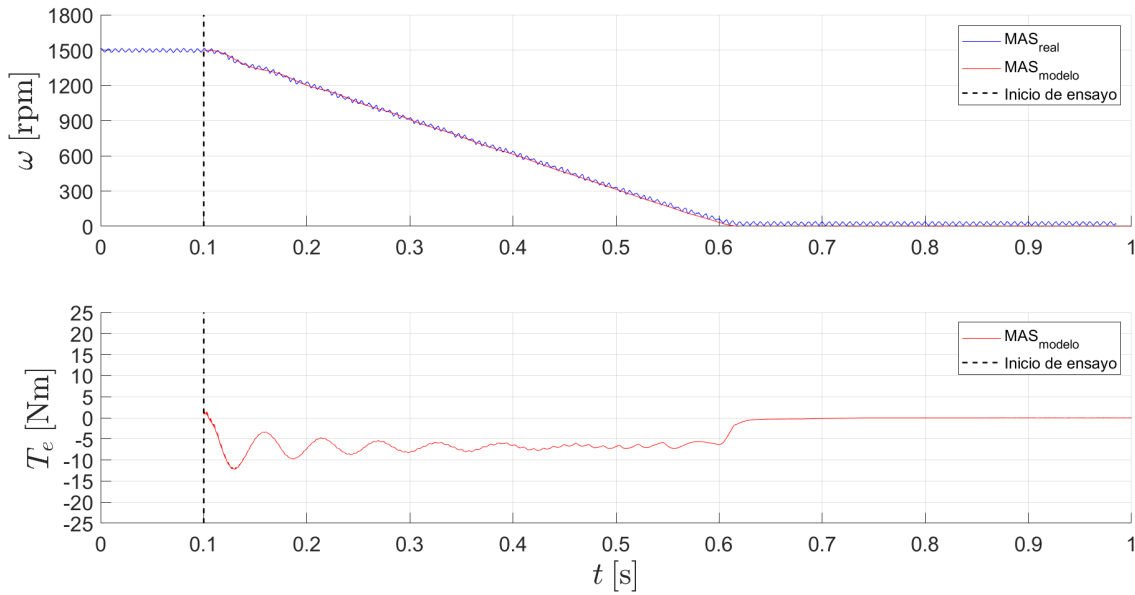


Figura 4.12: Velocidad de máquina real vs modelo de máquina y torque electromagnético del modelo de máquina con cambio de referencia de velocidad de 50 Hz a 0 Hz con frecuencia de conmutación de 2500 Hz.

La Fig. 4.13 muestra la velocidad de giro y el torque electromagnético en el modelo durante el mismo ensayo, considerando diferentes enfoques para las tensiones en el dc-link utilizadas como entrada en el modelo. En azul se representa el comportamiento del modelo de la máquina al suponer una tensión constante en el dc-link, mientras que en rojo se presenta el resultado original del modelo al utilizar la tensión del dc-link medida como entrada en el modelo del convertidor. Es evidente que se conserva de manera adecuada el comportamiento dinámico de la velocidad. Sin

embargo, la disparidad en la magnitud de la corriente (inferior) debido a la consideración de una tensión menor en el dc-link, como se puede observar en la Fig. 4.15, genera diferencias notables en el torque electromagnético que la máquina desarrollaría. Estas diferencias se suman a las sutiles disparidades en el comportamiento de la velocidad, las cuales tienen una relación directa con la ecuación momento-velocidad.

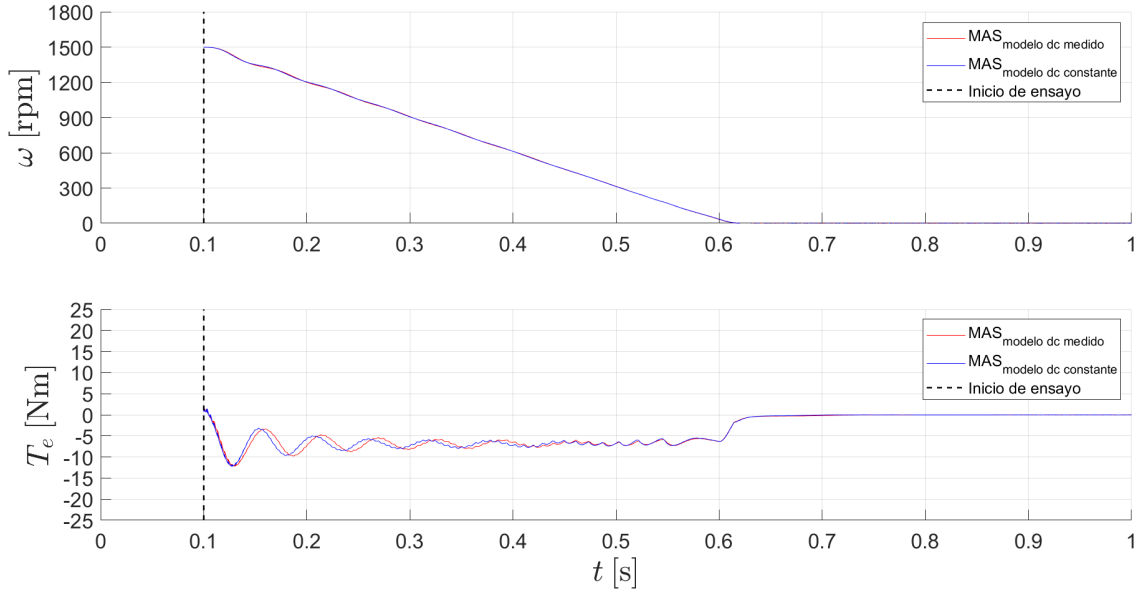


Figura 4.13: Velocidad de máquina real vs modelo de máquina y torque electromagnético del modelo de máquina con cambio de referencia de velocidad de 50 Hz a 0 Hz con frecuencia de conmutación de 2500 Hz.

La Fig. 4.14 muestra la tensión real del dc-link y las tensiones medias móviles aplicada en cada fase durante el ensayo de 50 Hz a 0 Hz con rampa lineal de velocidad de 0,5 s. En este gráfico se puede observar que la tensión del dc-link presenta un aumento en magnitud durante el frenado. Este incremento supera los 20 V de diferencia con respecto a la tensión del dc-link que se desea mantener. Se puede observar en las tensiones de cada fase el efecto que tiene este incremento de tensión en los condensadores en serie. Especialmente se nota al comienzo del ensayo, donde la amplitud de las tensiones pareciera mantenerse constante durante aproximadamente 2 ciclos, lo cual es debido al incremento cuasi-lineal de la tensión del dc-link.

Por otra parte, como es de esperar, la tensión media móvil de cada fase se mantiene constante e igual a la mitad de la tensión del dc-link a partir del instante 0,6 s. Esto se debe a que cuando se mantiene una referencia de 0 Hz, la magnitud de la referencia de tensión es cero y, por lo tanto, los pulsos de disparos que se envían a las respectivas piernas de los IGBT son iguales en ancho de pulso e iguales a la mitad del ciclo de conmutación aproximadamente. En realidad es un poco menor a la mitad del ciclo de conmutación puesto que depende del tiempo de apagado y el tiempo

de seguridad asignado. Esto igual se puede apreciar en la Fig. 4.6 antes del inicio del ensayo, dado que se realiza un ensayo desde una referencia de 0 Hz.

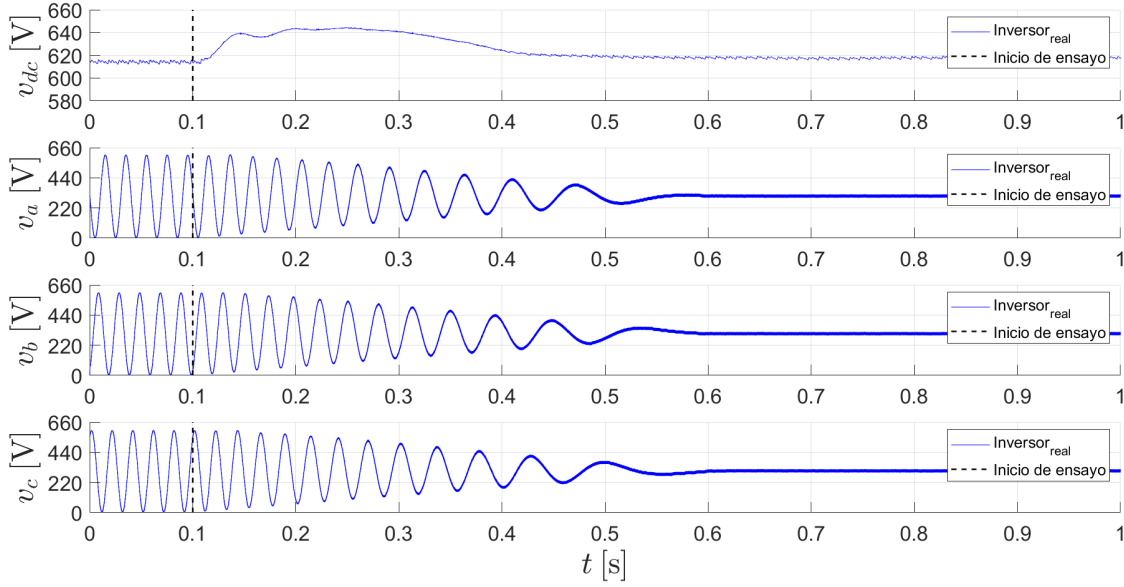


Figura 4.14: Tensión del dc-link y tensiones de fase a la salida del inversor real con cambio de referencia de velocidad de 50 Hz a 0 Hz con frecuencia de conmutación de 2500 Hz.

La Fig. 4.15 exhibe la tensión del dc-link empleada como entrada al modelo al considerarlo constante y utilizar una medición real.

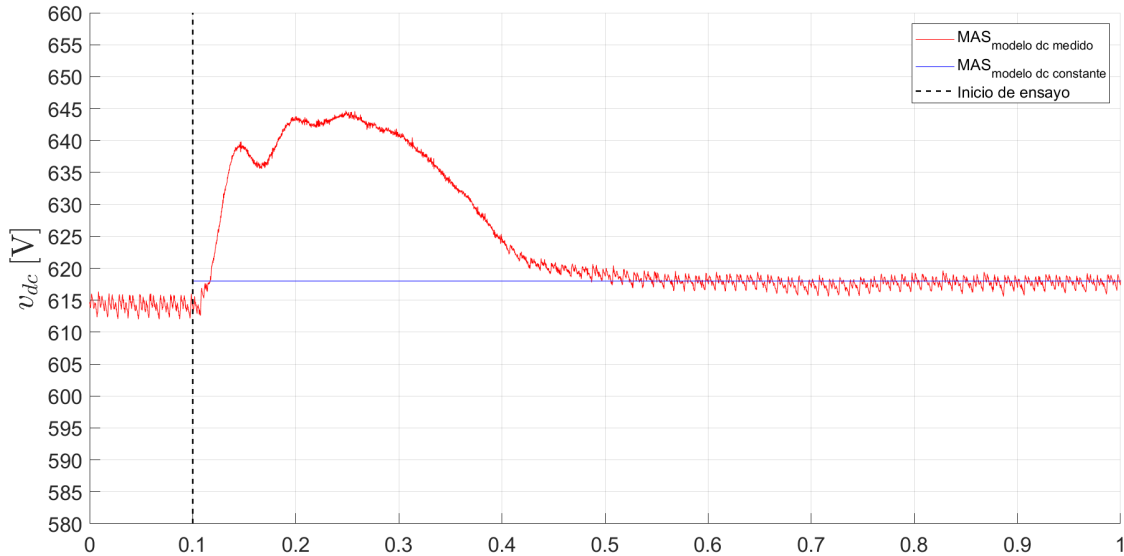


Figura 4.15: Tensión del dc-link y tensiones de fase a la salida del inversor real con cambio de referencia de velocidad de 50 Hz a 0 Hz con frecuencia de conmutación de 2500 Hz.

En color rojo se representa el caso original (modelo 1), utilizado para llevar a cabo la comparación con la máquina real, mientras que en color azul se muestra la tensión asumida como constante para el modelo 2. Esto permite efectuar una comparación directa de los resultados entre ambas consideraciones del valor de la tensión de dc-link aplicado al mismo modelo de máquina.

4.1.3 Cambio de referencia 30 Hz a 50 Hz

La Fig. 4.16 muestra el comportamiento dinámico de las corrientes de fases de la máquina real (representada en azul) y del modelo de máquina (representada en rojo) ante una aplicación de referencia de velocidad de 30 Hz a 50 Hz con rampa de velocidad lineal de 0,5 s. A partir de este ensayo se puede notar que el seguimiento del modelo de máquina con respecto a la máquina real es semejante en magnitudes y en dinámica.

A diferencia de lo presentado en la sección 4.1.1, la máquina se encuentra en equilibrio electromecánico antes del inicio del ensayo a una velocidad de giro de 900 rpm. Esto es debido a que inicialmente se está con una referencia fija de 30 Hz que, luego del inicio del ensayo, incrementa hasta los 50 Hz en 0,2 s de forma lineal. Por lo ya mencionado, la respuesta de la máquina muestra un cambio en frecuencia más que en magnitud en las corrientes de fase. La diferencia está en que cuando la máquina se encuentra detenida inicialmente, esta debe vencer el roce estático y para ello responderá con un torque electromagnético de mayor magnitud.

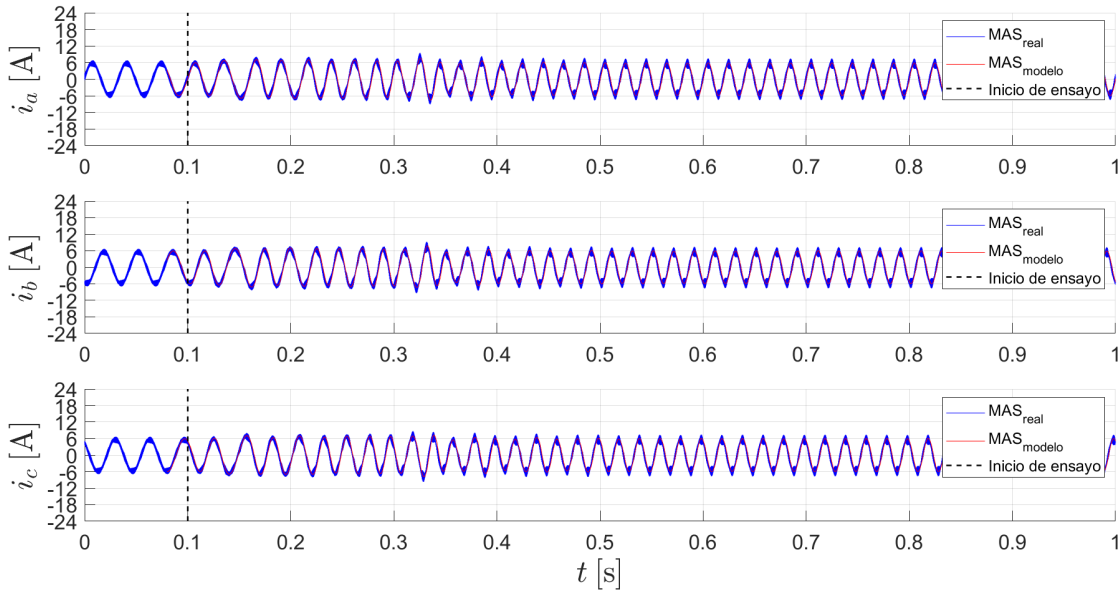


Figura 4.16: Corrientes de fases de máquina real vs modelo de máquina con cambio de referencia de velocidad de 30 Hz a 50 Hz con frecuencia de conmutación de 2500 Hz.

La Fig. 4.17 muestra el comportamiento dinámico de la velocidad de la máquina real (representada

en azul) y el comportamiento dinámico de la velocidad y torque electromagnético del modelo de máquina (representada en rojo) ante una aplicación de referencia de velocidad de 30 Hz a 50 Hz con rampa de velocidad lineal de 0,5 s.

La respuesta en velocidad del modelo de máquina y de la máquina real es semejante en magnitud y dinámica. Presenta las oscilaciones de velocidad durante el cambio de referencia y luego de establecido la referencia de 50 Hz en el instante de tiempo de 0,3 s. El comportamiento entre los 900 rpm y 1500 rpm de este ensayo es similar al obtenido en la sección 4.1.1, ver Fig. 4.5. Dado que son similares, se puede concluir para ambos ensayos que, el modelo de máquina logra un equilibrio electromecánico en al menos 0,7 s. De todas formas, a pesar de que no se presente el comportamiento dinámico del modelo de máquina en un tiempo mayor, se puede afirmar que el modelo mantiene la dinámica de la máquina en todo momento, de otra manera, el modelo no habría entregado la misma magnitud en corriente y velocidad en el inicio del ensayo, ya que para esto, tanto la máquina real como el modelo de máquina debió permanecer un tiempo mayor en equilibrio electromecánico con una referencia de 30 Hz.

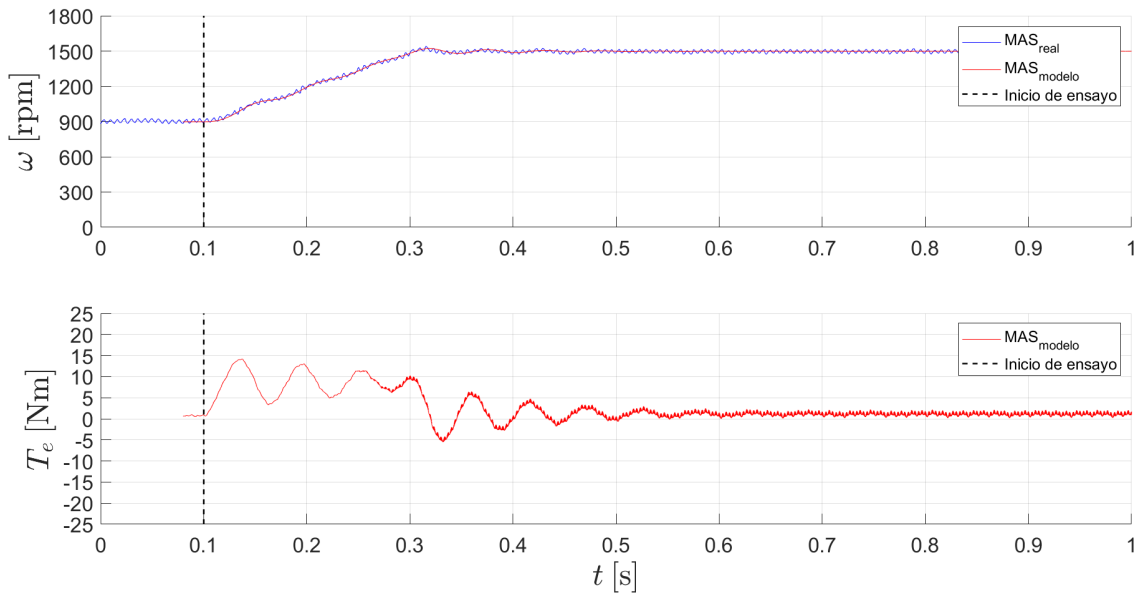


Figura 4.17: Velocidad de máquina real vs modelo de máquina y torque electromagnético del modelo de máquina con cambio de referencia de velocidad de 30 Hz a 50 Hz con frecuencia de conmutación de 2500 Hz.

Al igual que como ocurre en el ensayo de 0 Hz a 50 Hz de la sección 4.1.1, la tensión del dc-link tiene una leve caída de tensión de similar diferencia en magnitud, ver Fig. 4.18. Por otra parte, las tensiones medias móvil de cada fase comienzan con una frecuencia de 30 Hz y magnitud reducida. Esta frecuencia es deducible gráficamente, dado que antes del comienzo del ensayo, entre el instante 0 s y 0,1 s hay 3 ciclos de onda, por lo que el periodo de onda es 0,033 s, equivalente a 30 Hz.

De forma similar se puede corroborar la referencia de velocidad aplicada después del instante de tiempo 0,3 s, dado que cada 0,1 s hay 5 ciclos de onda, lo que equivale a 50 Hz.

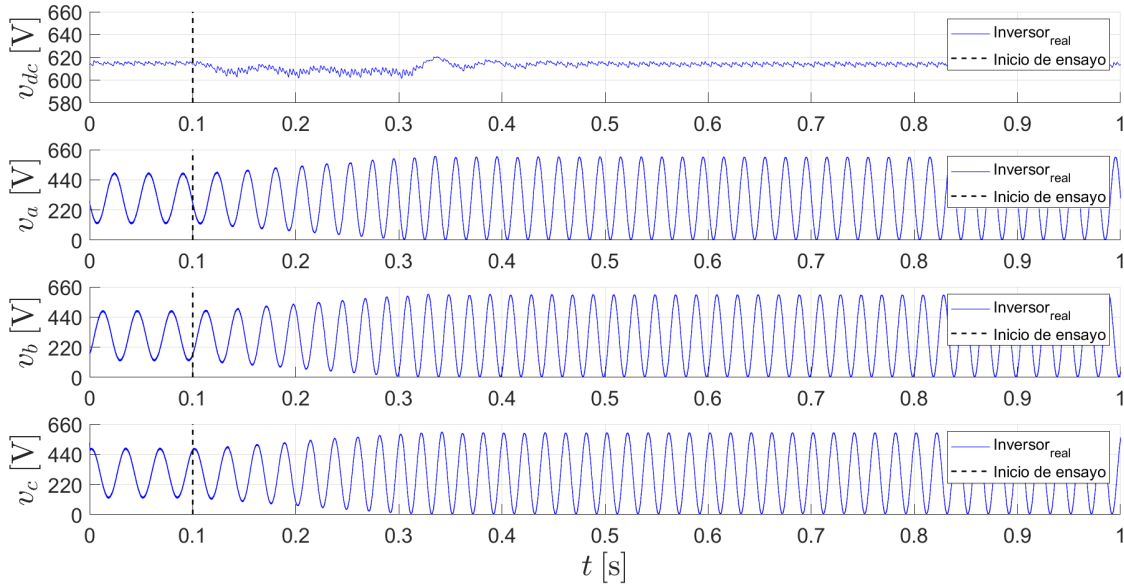


Figura 4.18: Tensión del dc-link y tensiones de fase a la salida del inversor real con cambio de referencia de velocidad de 30 Hz a 50 Hz con frecuencia de conmutación de 2500 Hz.

4.1.4 Cambio de referencia 50 Hz a 30 Hz

La Fig. 4.19 muestra el comportamiento dinámico de las corrientes de fases de la máquina real (representada en azul) y del modelo de máquina (representada en rojo) ante una aplicación de referencia de velocidad de 50 Hz a 30 Hz con rampa de velocidad lineal de 0,5 s.

Como era de esperar, la frecuencia de la corriente cambia de 50 Hz a 30 Hz tras el inicio del ensayo. A partir del instante de tiempo 0,3 s se puede observar que, a diferencia de los ensayos anteriores, la corriente presenta una componente oscilatoria que perdura durante un período más prolongado; es decir, se atenúa en un intervalo de tiempo mayor. Esto se debe al comportamiento dinámico propio de la máquina, que también muestra una respuesta de velocidad oscilante en torno a los 900 rpm, como se puede apreciar en la Fig. 4.20. Este fenómeno repercute directamente en el esquema de control V/f utilizado, ya que, al carecer de retroalimentación de velocidad, se fija la referencia de tensión a una frecuencia de 30 Hz, y la máquina busca alcanzar el equilibrio electromecánico. Esta componente oscilatoria presente tanto en la corriente y velocidad es resultado de la interacción entre la inercia y la respuesta transitoria de la máquina ante el cambio de frecuencia. Además, debido a la inercia inherente de la máquina, esta transición no ocurre de manera instantánea, lo que resulta en una componente oscilatoria en la corriente. Otro factor influyente es el torque de carga de la máquina, que en términos generales posee componentes continua, lineales y cuadráticas

en relación a la velocidad. Por lo tanto, cualquier cambio de velocidad modificará, a su vez, la magnitud de este torque.

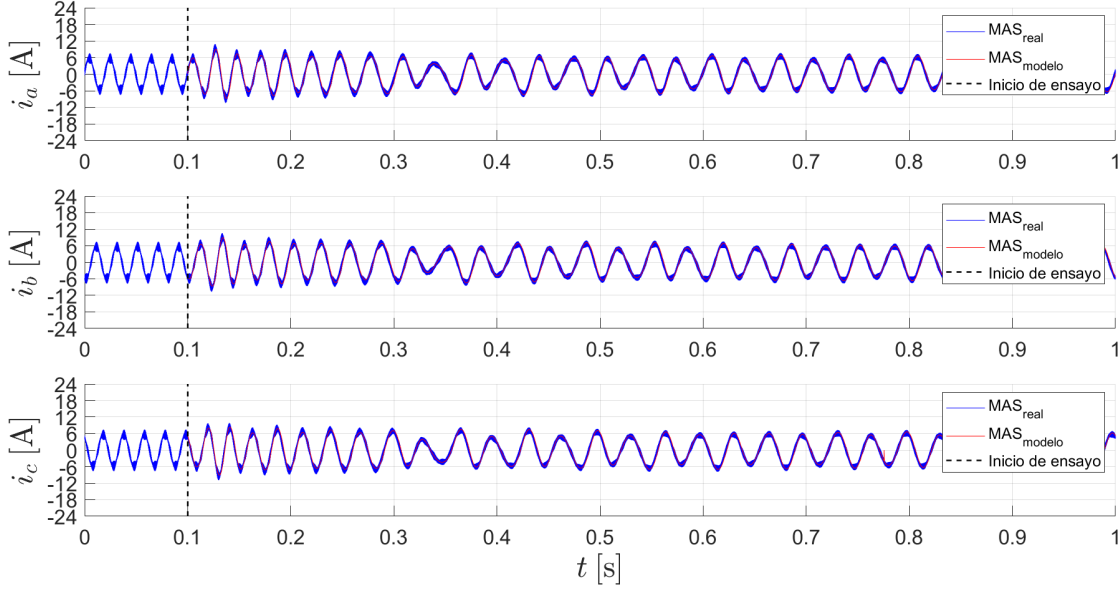


Figura 4.19: Corrientes de fases de máquina real vs modelo de máquina con cambio de referencia de velocidad de 50 Hz a 30 Hz con frecuencia de conmutación de 2500 Hz.

En la Fig. 4.20 se presenta la respuesta del torque electromagnético del modelo de máquina durante este ensayo. Es evidente que durante la fase de reducción de velocidad, el torque electromagnético se vuelve negativo, lo cual concuerda con la ecuación momento-velocidad.

Una vez que se establece la referencia de velocidad a 900 rpm, la tensión aplicada se mantiene constante en 30 Hz. En consecuencia, la respuesta dinámica de la máquina, gobernada por la inercia y la respuesta transitoria, provoca oscilaciones en el campo electromagnético hasta que se logra un equilibrio electromecánico. Este gráfico permite una comprensión más clara de cómo la respuesta del modelo de máquina se estabiliza frente a un cambio de referencia de velocidad. Se aprecia que, con el tiempo, las oscilaciones disminuyen y la máquina alcanza un estado más estable.

La Fig. 4.21 proporciona una verificación visual de lo expresado anteriormente. Antes del inicio del ensayo, la frecuencia de la tensión media móvil en cada fase es de 50 Hz. Y, a partir del instante de tiempo 0,3 s, se observa una onda sinusoidal con tres ciclos en cada 0,1 s, lo que establece una frecuencia de 30 Hz. Dado que se trata de una reducción en la referencia de velocidad, el sentido de corriente en cada fase y la correspondiente conmutación aplicada a cada pierna del IGBT generan una carga al condensador en serie. Este efecto es similar al observado en el ensayo de 50 Hz a 0 Hz, aunque en un intervalo de tiempo más breve, ver Fig. 4.14.

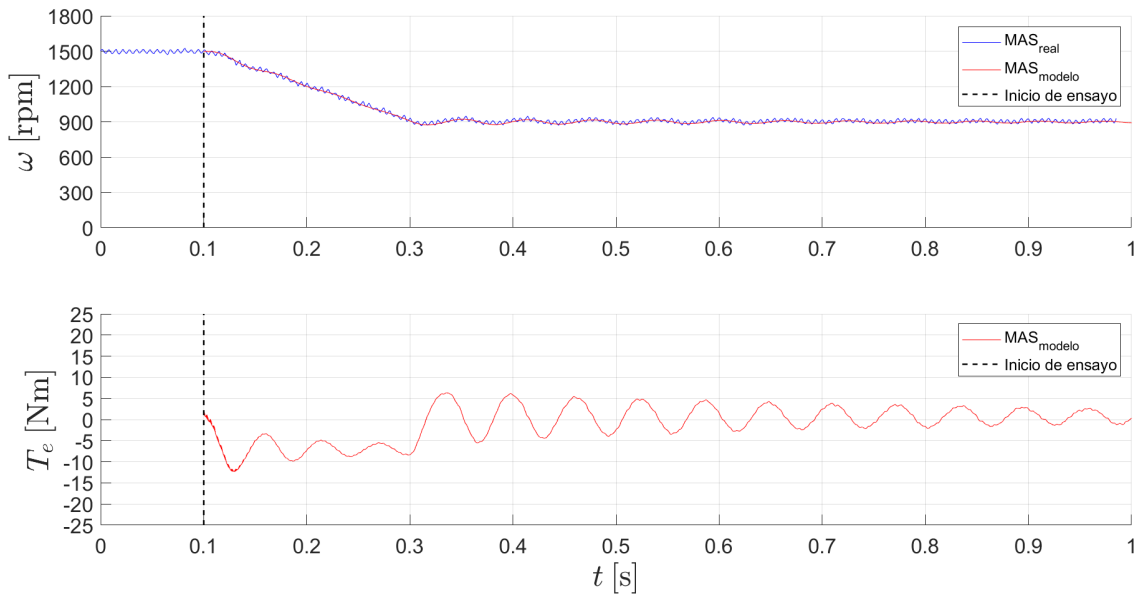


Figura 4.20: Velocidad de máquina real vs modelo de máquina y torque electromagnético del modelo de máquina con cambio de referencia de velocidad de 50 Hz a 30 Hz con frecuencia de conmutación de 2500 Hz.

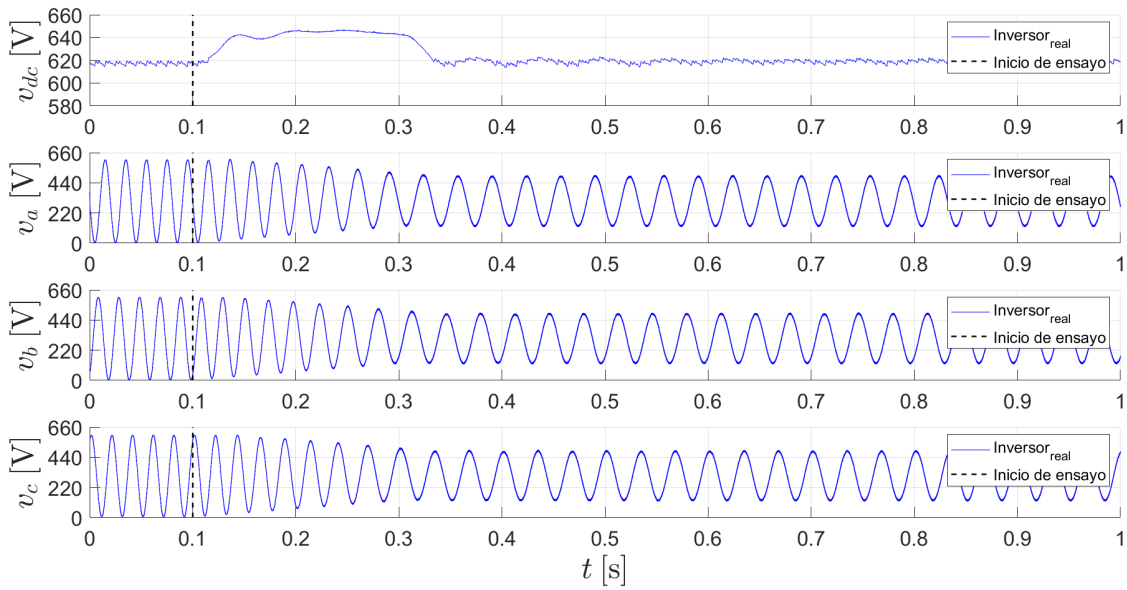


Figura 4.21: Tensión del dc-link y tensiones de fase a la salida del inverter real con cambio de referencia de velocidad de 50 Hz a 30 Hz con frecuencia de conmutación de 2500 Hz.

4.2 Ensayos a tensión constante

Los siguientes resultados experimentales se presentan bajo una tensión constante y variaciones de referencia de velocidad. Esto implica que la corriente magnetizante ya no se mantiene constante, como ocurre en el método de control V/f . La frecuencia de conmutación utilizada es de 5000 Hz. Dado que las interrupciones se realizan en los puntos máximos y mínimos del portador, la precisión de los resultados del control es de $100 \mu\text{s}$. Además, se aplica una rampa de velocidad lineal durante 1 s (período durante el cual la referencia de velocidad cambia de 0 Hz a 50 Hz).

4.2.1 Tensión constante de 1 pu

La Fig. 4.22 ilustra el comportamiento dinámico de las corrientes de fase de la máquina real (representada en azul) y del modelo de máquina (representada en rojo) ante una aplicación de referencia de velocidad que varía desde 45 Hz hasta 60 Hz, utilizando una rampa de velocidad lineal de 1 s. Esta variación se lleva a cabo manteniendo una tensión constante de 1 pu.

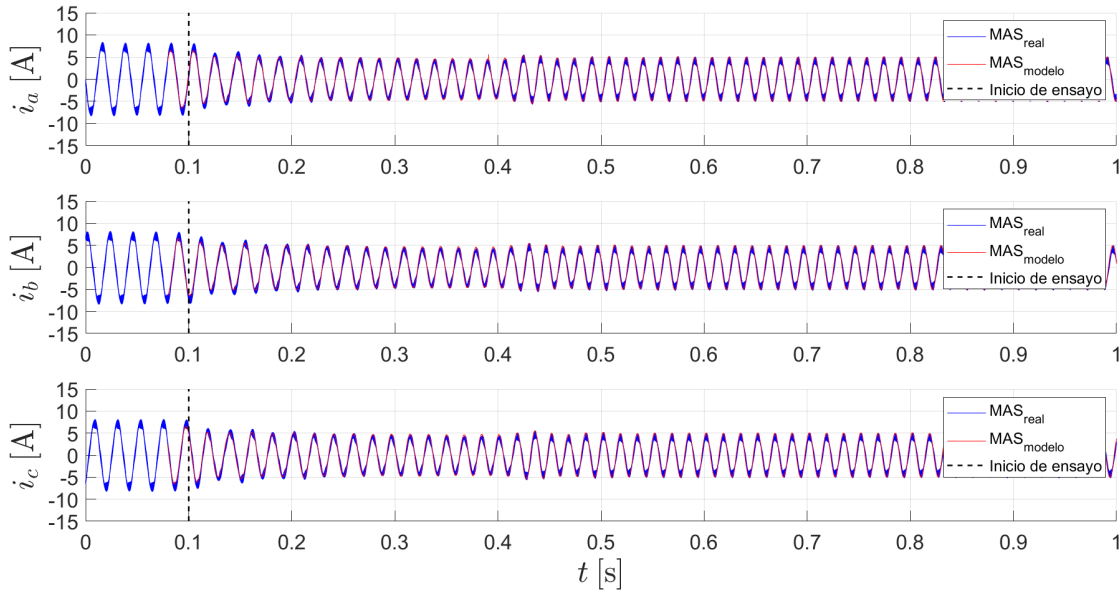


Figura 4.22: Corrientes de fases de máquina real vs modelo de máquina con cambio de referencia de velocidad de 45 Hz a 60 Hz, tensión constante de 1 pu y frecuencia de conmutación de 5000 Hz.

A partir de estos resultados se puede notar que el seguimiento del modelo de máquina en relación a la máquina real presenta similitudes en términos de dinámica. No obstante, existe una ligera discrepancia en cuanto a la magnitud. Cuando se aplica una frecuencia de 45 Hz durante el intervalo de tiempo de 0 s a 0,1 s, se observa que la magnitud de corriente en el modelo es ligeramente inferior a la de la máquina real. Por otro lado, al utilizar una frecuencia de 60 Hz, la magnitud de

la corriente en el modelo es ligeramente superior. Este resultado es coherente y esperado debido a que el modelo de máquina emplea parámetros constantes. Sin embargo, las inductancias no solo están determinadas por la geometría y las características de los devanados de la máquina, si no que también se ven afectadas por el grado de saturación. En el modelo, estas inductancias se mantienen constantes, lo que resulta en una aproximación lineal. Esta aproximación es efectiva si se mantiene constante la corriente magnetizante y, por ende, el flujo magnético en su valor nominal.

Debido al efecto de la saturación, cuando el flujo magnético de la máquina aumenta (como ocurre al mantener la tensión constante en 1 pu y disminuir la frecuencia a 45 Hz, resultando en un aumento del flujo magnético del 11,1 %), la corriente real en la máquina será mayor que la predicha por un modelo con una característica de magnetización lineal. En contraste, si el flujo magnético de la máquina disminuye (como sucede al mantener una tensión constante de 1 pu y aumentar la frecuencia a 60 Hz, lo que equivale a una reducción del flujo magnético del 16,7 %), la corriente real será menor que la calculada con un modelo que presenta una característica de magnetización lineal. No obstante, este último caso solo se cumple si la característica de magnetización lineal del modelo no cruza la parte recta inicial de la característica de magnetización propia de la máquina asincrónica. En otras palabras, esto dependerá de la ubicación del punto de intersección de la recta de magnetización con la curva de magnetización en relación con la operación nominal de la máquina.

La Fig. 4.23 presenta el comportamiento dinámico de la velocidad de la máquina real (representada en azul) y la dinámica de la velocidad y el torque electromagnético del modelo de máquina (representados en rojo) ante una variación de la referencia de velocidad desde 45 Hz hasta 60 Hz. Se utiliza una rampa de velocidad lineal de 1 s y una tensión constante de 1 pu. Inicialmente, se observa un seguimiento adecuado de la velocidad por parte del modelo en comparación con la máquina real. Sin embargo, al aplicar una frecuencia de 60 Hz, la velocidad del modelo es ligeramente mayor que la registrada en la máquina real. Esta discrepancia podría ser atribuida al efecto de saturación en la máquina, que posiblemente cause un calentamiento en el núcleo y, como resultado, aumente la resistencia del rotor. Es importante destacar que este aumento en la resistencia del rotor es insignificante en comparación con aplicaciones de carga al eje de la máquina. En la sección 4.4, se analizará con mayor detalle la influencia de la resistencia del rotor en los resultados del modelo

Otro aspecto a destacar es que en este ensayo, el comportamiento del torque electromagnético no muestra variaciones de magnitud tan pronunciadas como en los ensayos a frecuencia constante. Esto se debe a que las variaciones de frecuencia en los ensayos a tensión constante se realizan mediante una rampa lineal de 1 s, mientras que los ensayos con control V/f se llevan a cabo con una rampa lineal de 0,5 s. Por lo tanto, la variación del flujo a lo largo del tiempo es más gradual en comparación. Cabe recordar que la variación temporal del flujo está estrechamente relacionada

con la tensión aplicada en los bornes de la máquina.

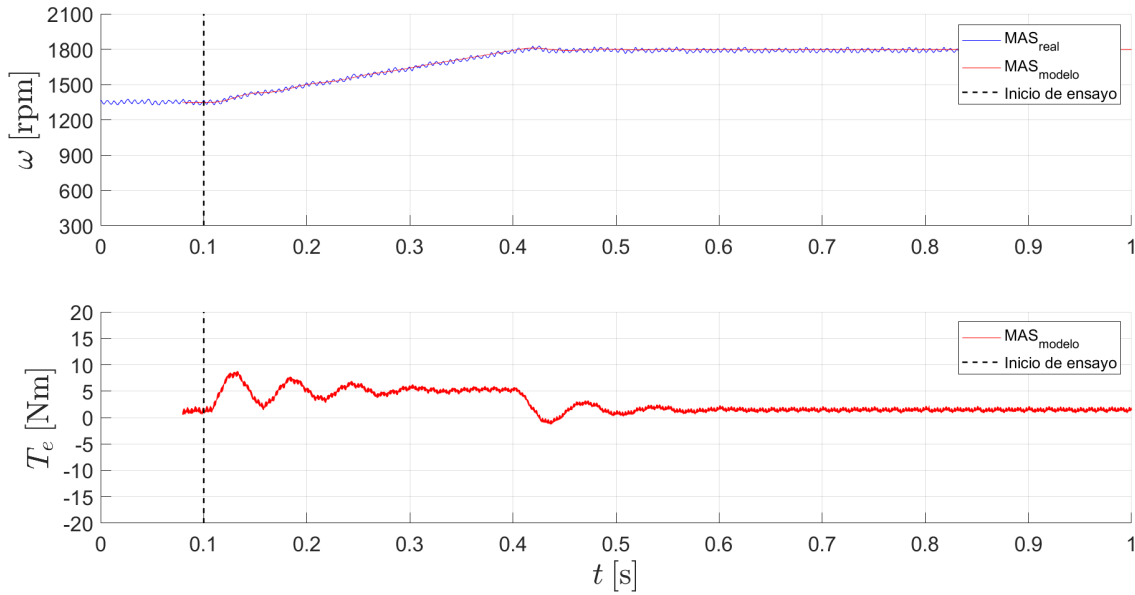


Figura 4.23: Velocidad de máquina real vs modelo de máquina y torque electromagnético del modelo de máquina con cambio de referencia de velocidad de 45 Hz a 60 Hz, tensión constante de 1 pu y frecuencia de conmutación de 5000 Hz.

La Fig. 4.24 ilustra el comportamiento dinámico de las corrientes de fase en la máquina real (representada en azul) y en el modelo de máquina (representada en rojo) en respuesta a una referencia de velocidad que varía desde 60 Hz a 45 Hz, utilizando una rampa de velocidad lineal de 1 s y manteniendo una tensión constante de 1 pu.

Las mismas conclusiones que se extrajeron del ensayo previo al variar la referencia de velocidad de 45 Hz a 60 Hz pueden aplicarse en este caso. En esta ocasión, al inicio del ensayo, la magnitud de la corriente del modelo es ligeramente mayor en comparación con la máquina real. Sin embargo, después del instante de tiempo de 0,4 s, la magnitud de la corriente del modelo es ligeramente menor que la de la máquina real.

Estos resultados son consistentes con el comportamiento observado en el ensayo anterior y demuestran cómo el modelo y la máquina real responden de manera similar a las variaciones de referencia de velocidad, pero con diferencias sutiles en las magnitudes de las corrientes.

La Fig. 4.25 valida la precisión del ensayo, al llevar a cabo una variación en la velocidad de la máquina desde 1800 rpm hasta 1350 rpm. Esta variación equivale a cambiar la referencia de velocidad de 60 Hz a 45 Hz en un lapso de tiempo de 0,3 s. Además, la representación del cambio en el torque electromagnético de la máquina muestra que este ensayo no resulta tan exigente y no implica una alteración rápida del flujo magnético, como se observa en otros ensayos.

En la sección 4.3 se analizarán las diferencias en el comportamiento del torque electromagnético en términos de la magnitud alcanzada al realizar cambios instantáneos en el flujo magnético.

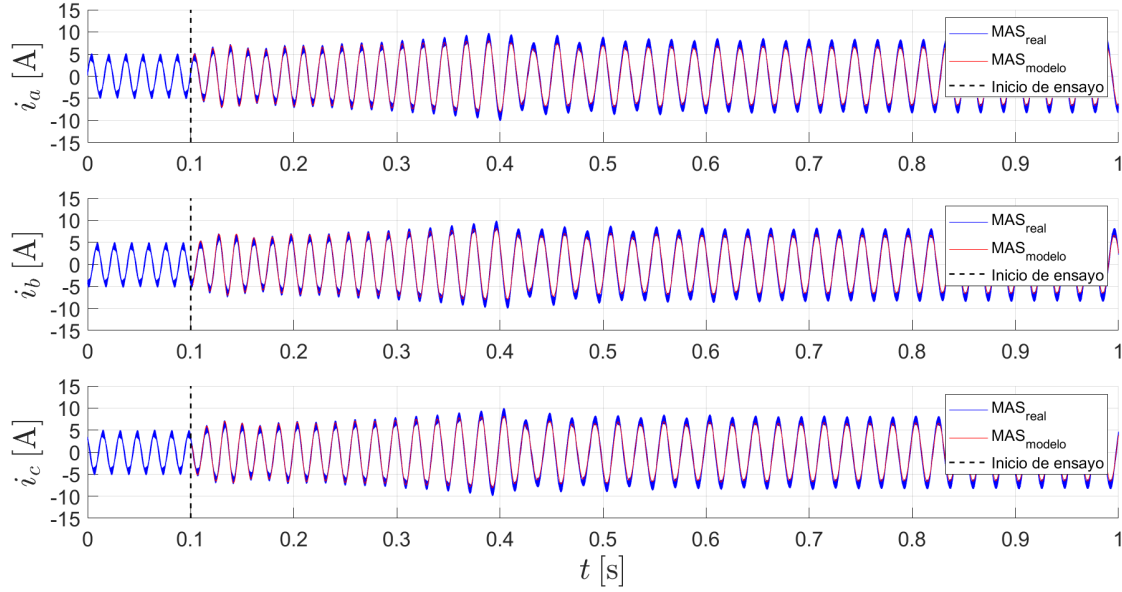


Figura 4.24: Corrientes de fases de máquina real vs modelo de máquina con cambio de referencia de velocidad de 60 Hz a 50 Hz, tensión constante de 1 pu y frecuencia de conmutación de 5000 Hz.

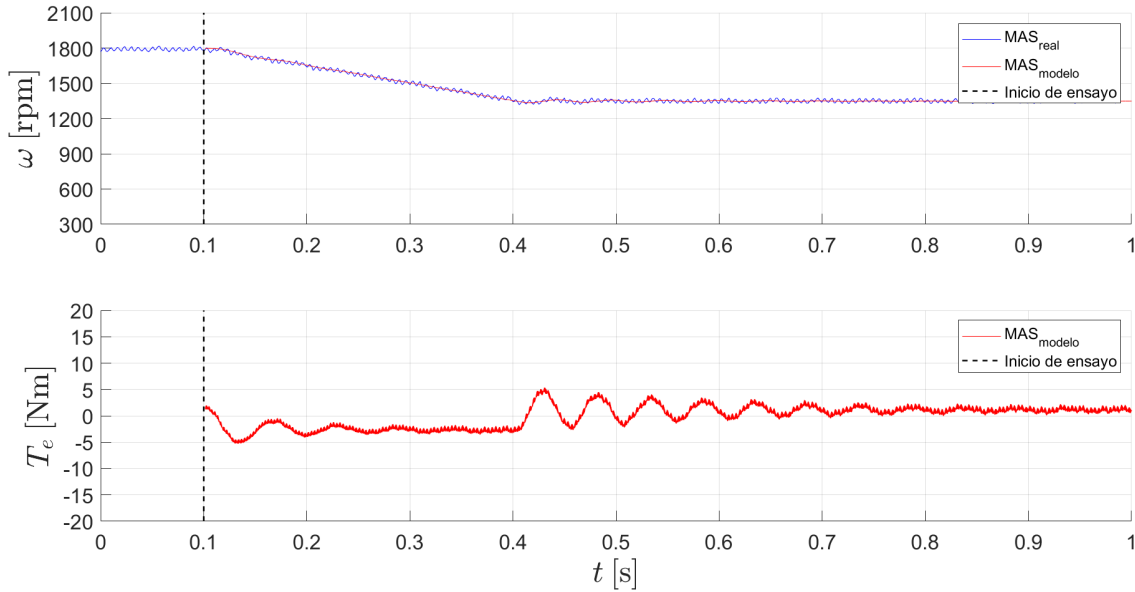


Figura 4.25: Velocidad de máquina real vs modelo de máquina y torque electromagnético del modelo de máquina con cambio de referencia de velocidad de 60 Hz a 50 Hz, tensión constante de 1 pu y frecuencia de conmutación de 5000 Hz.

4.2.2 Tensión constante de 0,8 pu

La Fig. 4.26 muestra el comportamiento dinámico de las corrientes de fases de la máquina real (representada en azul) y del modelo de máquina (representada en rojo) ante una aplicación de referencia de velocidad de 35 Hz a 45 Hz con rampa de velocidad lineal de 1 s, manteniendo una tensión constante de 0,8 pu.

En este ensayo, el flujo magnético está por sobre el nominal en un 14,3% previo al instante de tiempo de 0,1 s. Como resultado, la magnitud de la corriente del modelo es inferior a la real debido al efecto de saturación del núcleo de la máquina, como se explicó previamente. A partir del instante de tiempo 0,3 s, la corriente en el modelo de máquina es ligeramente mayor que en la máquina real, dado que el flujo magnético está por debajo del nominal en un 11,2%.

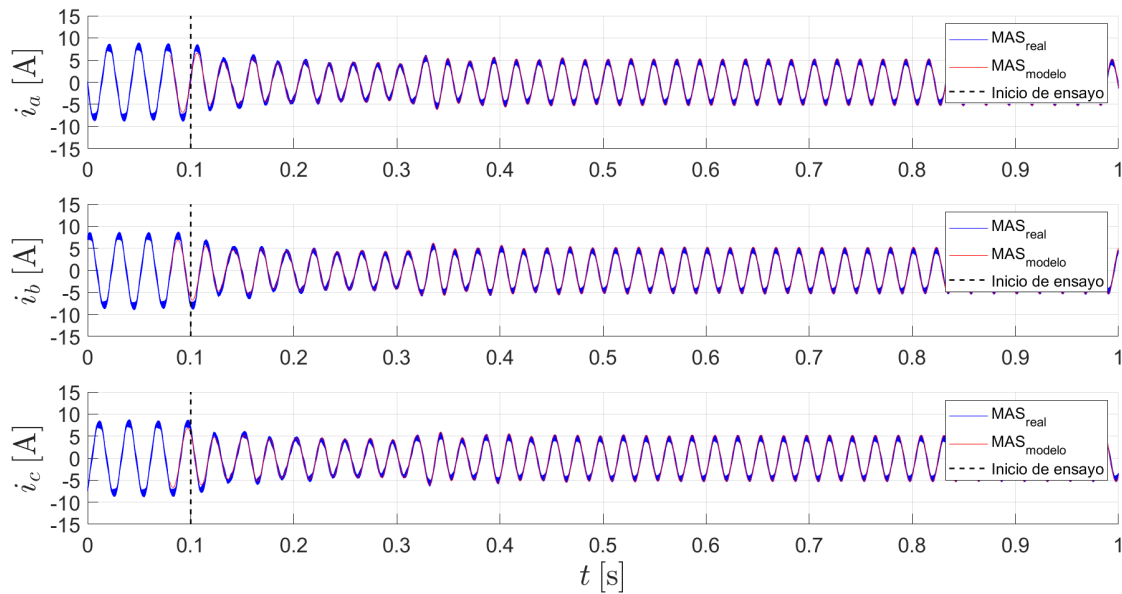


Figura 4.26: Corrientes de fases de máquina real vs modelo de máquina con cambio de referencia de velocidad de 45 Hz a 60 Hz, tensión constante de 0,8 pu y frecuencia de conmutación de 5000 Hz.

La Fig. 4.27 ilustra el comportamiento dinámico de la velocidad en el modelo de la máquina para el respectivo ensayo en contraste con la velocidad de la máquina real. Notar que estas muestran una notable similitud en dinámica y magnitud.

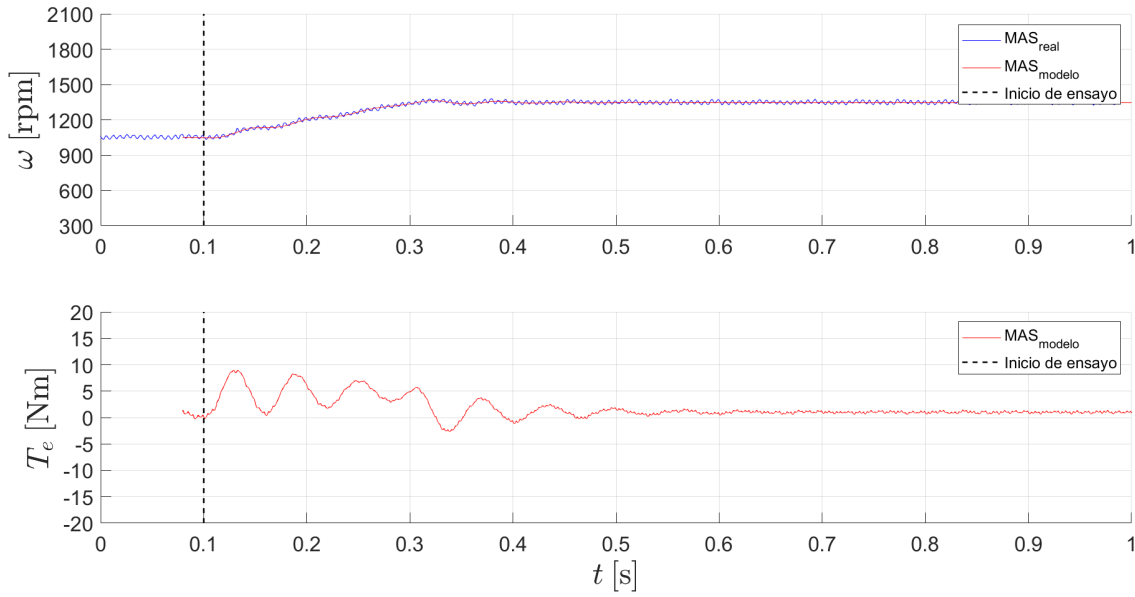


Figura 4.27: Velocidad de máquina real vs modelo de máquina y torque electromagnético del modelo de máquina con cambio de referencia de velocidad de 35 Hz a 45 Hz, tensión constante de 0,8 pu y frecuencia de conmutación de 5000 Hz.

La variación de velocidad que se presenta en la Fig. 4.27 es de 1050 rpm a 1350 rpm, lo que concuerda con el cambio de la referencia de velocidad. Además, se observa que alrededor del instante de tiempo de 0,3 s, la máquina alcanza la velocidad de referencia como se había previsto, de acuerdo con la rampa de velocidad utilizada y el cambio de la referencia de velocidad.

La Fig. 4.28 presenta el comportamiento de las corrientes en respuesta a una variación de la referencia de velocidad desde 45 Hz hasta 35 Hz. Esta variación se efectúa mediante una rampa de velocidad lineal de 1 s, manteniendo una tensión constante de 0,8 pu.

De manera similar al ensayo anterior, al inicio de este ensayo, la corriente en el modelo de máquina es mayor que la corriente real debido a un flujo magnético por debajo del valor nominal. Posteriormente, a medida que el ensayo progresa, la corriente en el modelo de máquina es menor que la corriente real al operar con un flujo magnético superior al nominal. Esta diferencia en el comportamiento de las corrientes está directamente relacionada con las variaciones del flujo magnético en la máquina y las características de saturación mencionadas previamente.

La Fig. 4.29 muestra la disminución de la velocidad de la máquina, descendiendo aproximadamente de 1350 rpm a 1050 rpm. En esta representación, se evidencia una similitud entre las mediciones obtenidas de la máquina real y las predicciones del modelo de máquina.

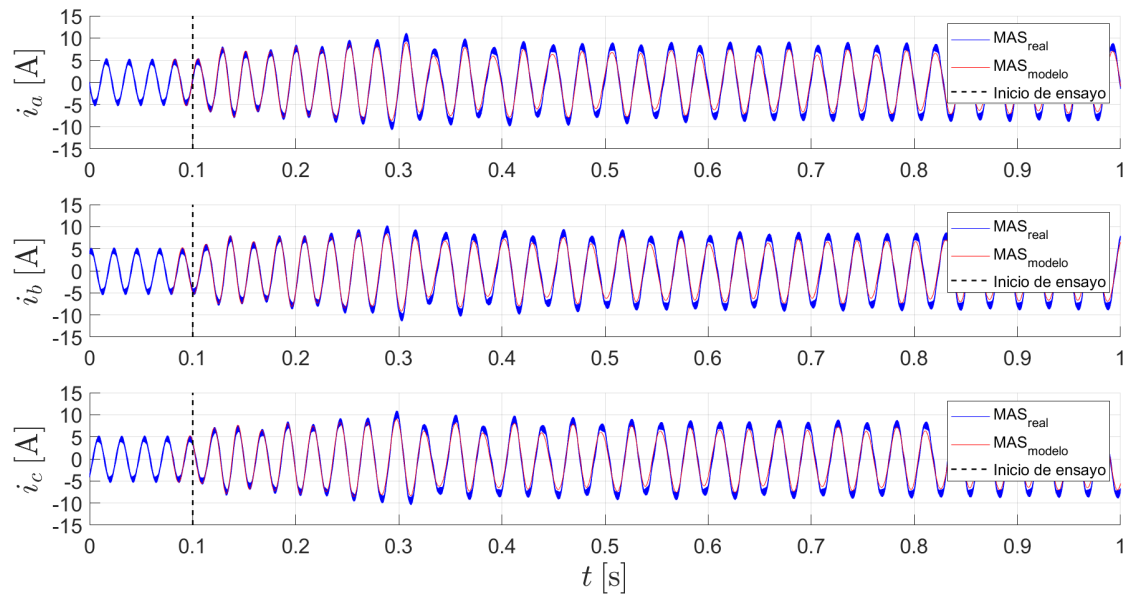


Figura 4.28: Corrientes de fases de máquina real vs modelo de máquina con cambio de referencia de velocidad de 45 Hz a 35 Hz, tensión constante de 0,8 pu y frecuencia de conmutación de 5000 Hz.

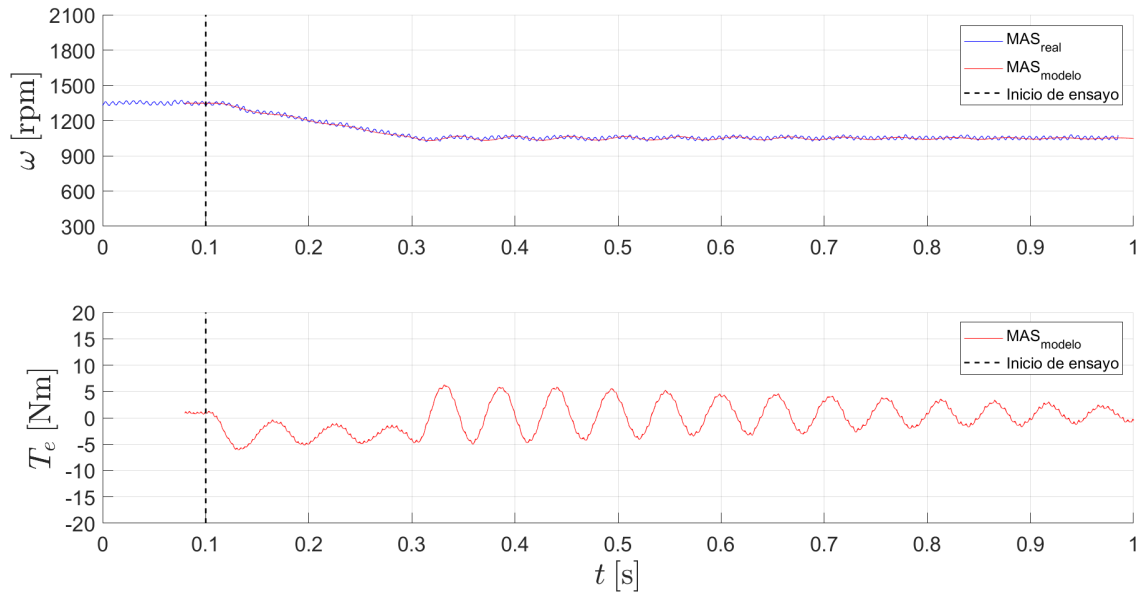


Figura 4.29: Velocidad de máquina real vs modelo de máquina y torque electromagnético del modelo de máquina con cambio de referencia de velocidad de 45 Hz a 35 Hz, tensión constante de 0,8 pu y frecuencia de conmutación de 5000 Hz.

Además, se observa un cambio en el sentido del torque electromagnético, pasando de positivo a negativo al inicio del ensayo. Este valor negativo se mantiene durante el proceso de desaceleración y presenta un patrón oscilante que gradualmente disminuye. Este comportamiento se manifiesta

después del instante de tiempo de 0,3 s. Este fenómeno sugiere que la máquina requiere un tiempo determinado para alcanzar el equilibrio electromecánico.

Esta respuesta dinámica de la velocidad es consistente con la inercia propia de la máquina y su respuesta transitoria. Es importante destacar que esta dinámica es similar a lo observado en el ensayo con control V/f , en el cual la referencia de velocidad varía desde 50 Hz hasta 30 Hz, tal como se ilustra en la Fig. 4.20.

4.3 Ensayos a frecuencia constante

Los resultados experimentales que se exponen a continuación fueron obtenidos a frecuencia constante, lo que implica que la corriente magnetizante ya no mantiene una constancia similar al método V/f . La frecuencia de conmutación empleada para el análisis es de 5000 Hz. Debido a que las interrupciones se efectúan en los puntos máximos y mínimos de la portadora, los resultados del control muestran una precisión de 100 μ s.

4.3.1 Frecuencia constante de 50 Hz

La Fig. 4.30 ilustra la evolución dinámica de las corrientes de fase en la máquina real (representada en azul) y en el modelo de máquina (representada en rojo) frente a un cambio en la tensión desde 0,8 pu hasta 1 pu, manteniendo una frecuencia constante de 50 Hz.

De la Fig. 4.30, se observa que al inicio del ensayo, la magnitud de la corriente en el modelo de la máquina es inferior a la corriente real. Esta discrepancia se relaciona con lo explicado en la sección 4.2, donde se detalla que esta situación concuerda con un flujo magnético por debajo del valor nominal, en este caso, en un 20%.

A diferencia de los ensayos con tensión constante, los cambios de referencia de tensión ocurren de manera instantánea, lo que permite que la corriente alcance rápidamente el estado estacionario. Dado que el ensayo concluye con una tensión de 1 pu y una frecuencia de 50 Hz, se retorna al flujo magnético nominal, lo que resulta en la constancia de la corriente magnetizante para la cual se determinaron los parámetros del modelo. En consecuencia, la magnitud de la corriente en el modelo de la máquina se asemeja a la corriente real en esta fase final del ensayo.

La Fig. 4.31 representa el comportamiento dinámico de la velocidad en la máquina real (en azul) y el comportamiento tanto de la velocidad como del torque electromagnético en el modelo (en rojo). Este análisis se realiza ante una variación de la tensión desde 0,8 pu hasta 1 pu, manteniendo una referencia de velocidad constante de 50 Hz.

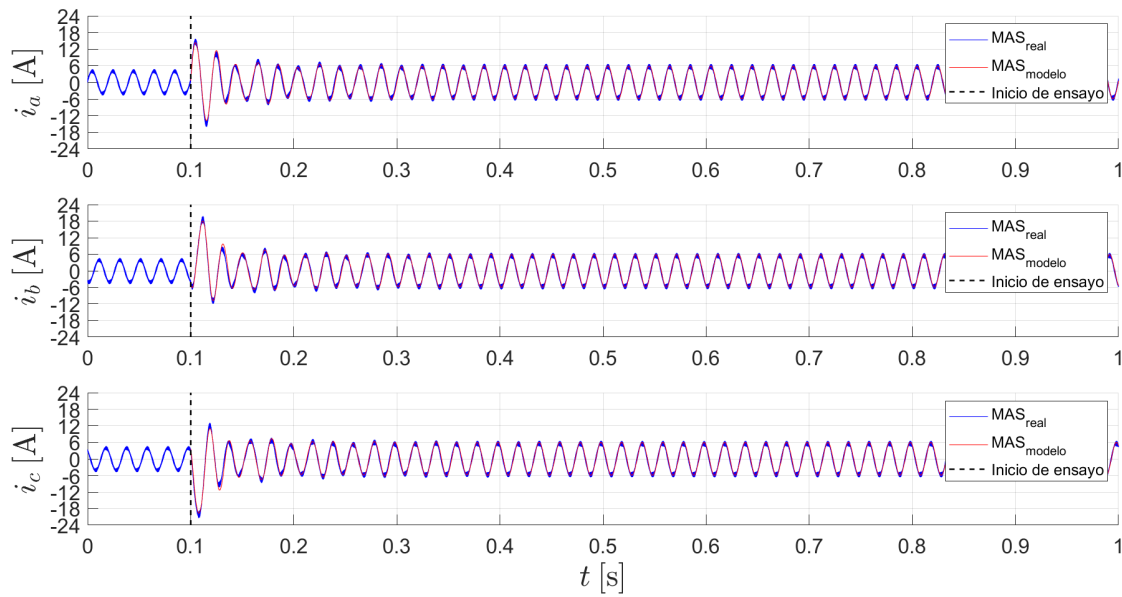


Figura 4.30: Corrientes de fases de máquina real vs modelo de máquina con cambio de referencia de tensión de 0,8 pu a 1 pu, frecuencia constante de 50 Hz y frecuencia de conmutación de 5000 Hz.

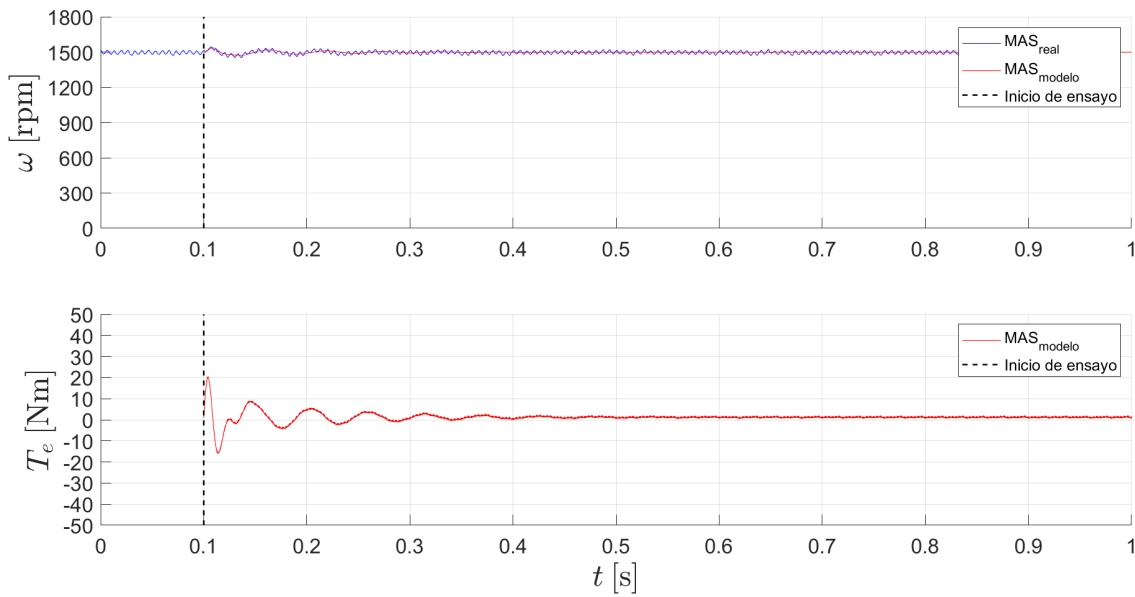


Figura 4.31: Velocidad de máquina real vs modelo de máquina y torque electromagnético del modelo de máquina con cambio de referencia de tensión de 0,8 pu a 1 pu, frecuencia constante de 50 Hz y frecuencia de conmutación de 5000 Hz.

En este escenario, dado que la variación de tensión es instantánea, el aumento en la tensión implica un incremento del flujo magnético. En respuesta a esta variación, la corriente del rotor aumentará, lo que a su vez resultará en un aumento de las pérdidas. Esta interacción desencadena

un incremento en el torque electromagnético y, por consiguiente, genera una aceleración en la máquina, aumentando su velocidad de rotación.

No obstante, es importante destacar que la máquina tenderá a ajustar sus distribuciones de inducción entre el estator y el rotor a medida que la dinámica se desarrolla. Como resultado, el torque electromagnético final en la máquina se nivelará con el torque necesario para vencer las fuerzas de fricción, ventilación y otros efectos de pérdida.

Es coherente suponer que debido al aumento del torque electromagnético en magnitud y en un intervalo de tiempo más corto durante este ensayo, existe una mayor demanda de energía en el comienzo del mismo. Por lo tanto, se podría anticipar una reducción en la tensión del dc-link en ese período inicial. Esto se refleja en la Fig. 4.32, donde se puede observar la disminución en la magnitud de la tensión en el dc-link. Además, es notable que cada 0,1 s, la tensión media móvil de cada fase presenta 5 ciclos, lo que corresponde a una frecuencia de 50 Hz.

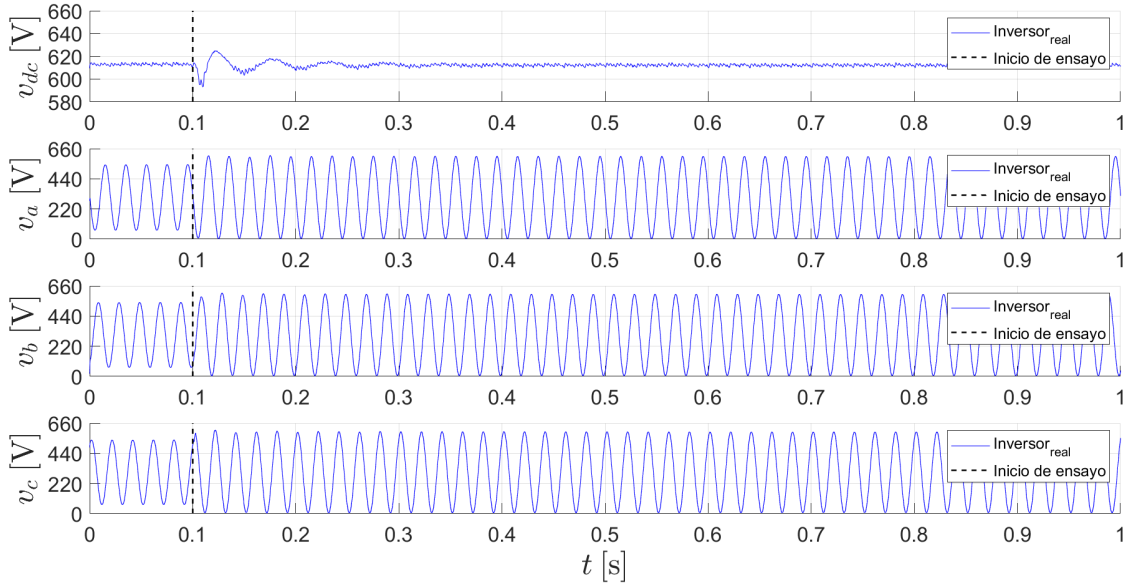


Figura 4.32: Tensión del dc-link y tensiones de fase a la salida del inversor real con cambio de referencia de tensión de 0,8 pu a 1 pu, frecuencia constante de 50 Hz y frecuencia de conmutación de 5000 Hz.

La Fig. 4.33 muestra el comportamiento dinámico de las corrientes de fases de la máquina real (representada en azul) y del modelo de máquina (representada en rojo) ante una aplicación de cambio de tensión de 1 pu a 0,7 pu con frecuencia fija de 50 Hz. A diferencia del ensayo anterior, en este se disminuye de forma instantánea el flujo magnético un 30 % con respecto al valor nominal. Esta disminución de flujo explica razonablemente el motivo de que la corriente del modelo de máquina sea ligeramente superior al de la máquina, sin embargo, al inicio del ensayo, se aprecia que la máquina real alcanza magnitudes mayores.

Una posible interpretación se basa en la resistencia del rotor, la cual, debido a la alta exigencia durante un breve instante de tiempo, podría aumentar por efectos de temperatura. Esto se refleja en un pico de aproximadamente 35 Nm en el momento (casi el torque nominal de la máquina), como se muestra en la Fig. 4.34. Otra explicación viable está vinculada nuevamente con el cambio en el flujo magnético. En este ensayo en particular, la ausencia de control en el dc-link provoca un incremento súbito de aproximadamente 25 V (equivalente a un aumento de tensión del 4,1%) en un breve lapso de tiempo, después del cual sigue una disminución de 40 V respecto al nuevo valor alcanzado. Estas oscilaciones generan aumentos y disminuciones en el flujo magnético.

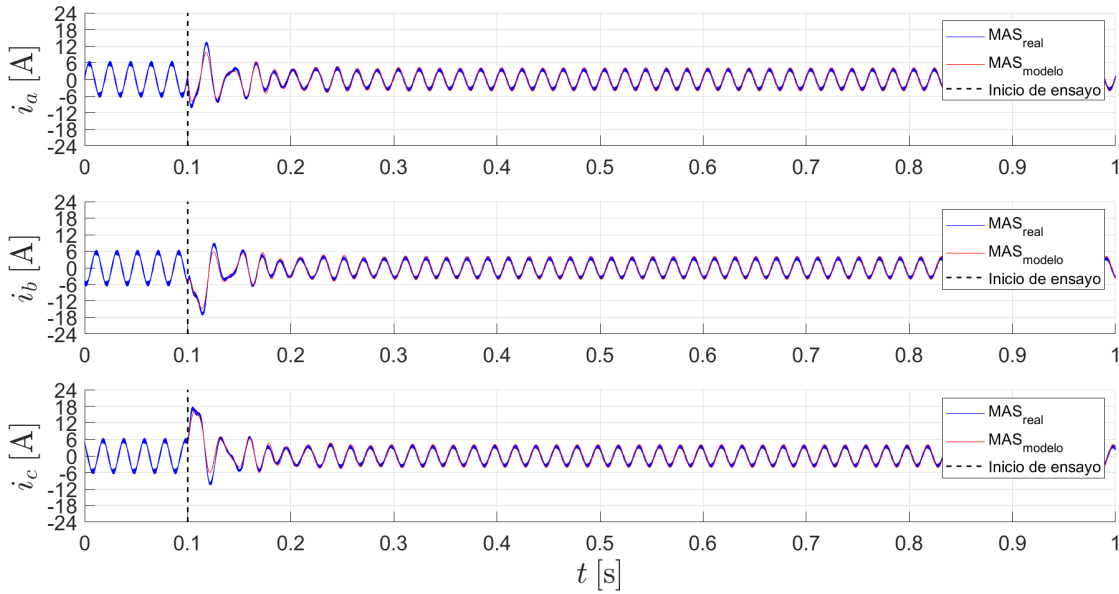


Figura 4.33: Corrientes de fases de máquina real vs modelo de máquina con cambio de referencia de tensión de 1 pu a 0,7 pu, frecuencia constante de 50 Hz y frecuencia de conmutación de 5000 Hz.

Debido a la reducción del flujo magnético, la máquina experimenta una tendencia a disminuir su velocidad de rotación, como se muestra en la Fig. 4.34. Esta disminución en la velocidad, junto con el desarrollo de un torque electromagnético de sentido opuesto, desencadena una inyección de energía al condensador conectado en serie. Como resultado directo, se registra un incremento en la magnitud de la tensión, tal como se ilustra en la Fig. 4.35. Además, resulta evidente que la respuesta dinámica de la velocidad obtenida mediante el modelo de la máquina exhibe notables similitudes con la respuesta en condiciones reales.

La Fig. 4.35 corrobora la presencia de variaciones en la magnitud de la tensión durante el ensayo, a pesar de mantener constante una frecuencia de 50 Hz. Esto se evidencia al observar cinco ciclos de onda cada 0,1 s. Como se destacó previamente, la naturaleza intrínseca de la máquina conlleva a que un cambio abrupto en la referencia, que resulta en una modificación drástica del flujo magnético, genere torques electromagnéticos de considerable magnitud. Estos torques, en

función de su signo con respecto al sentido de giro de la máquina, desencadenarán aumentos o disminuciones en el nivel de tensión en el dc-link. Estas variaciones están directamente relacionadas con las inyecciones y extracciones de energía resultantes de estos cambios repentinos.

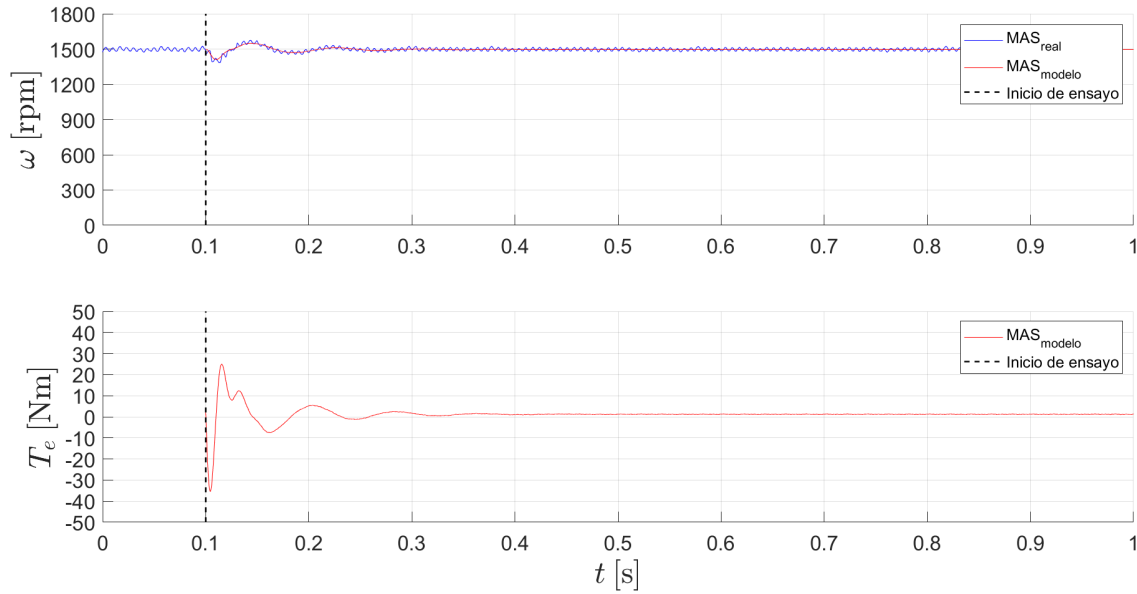


Figura 4.34: Velocidad de máquina real vs modelo de máquina y torque electromagnético del modelo de máquina con cambio de referencia de tensión de 1 pu a 0,7 pu, frecuencia constante de 50 Hz y frecuencia de conmutación de 5000 Hz.

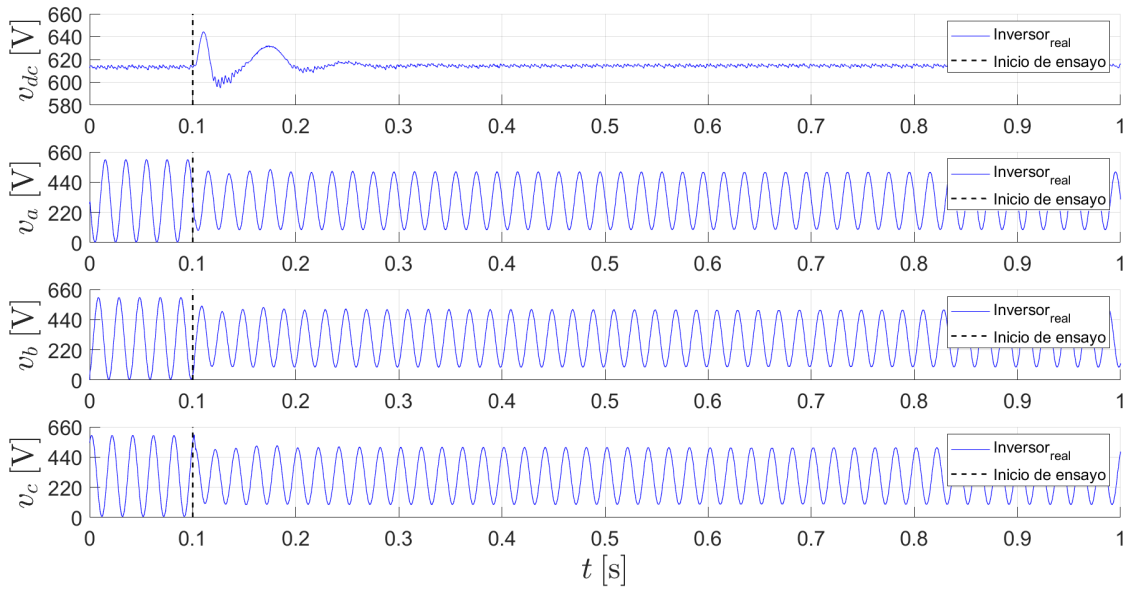


Figura 4.35: Tensión del dc-link y tensiones de fase a la salida del inversor real con cambio de referencia de tensión de 1 pu a 0,7 pu, frecuencia constante de 50 Hz y frecuencia de conmutación de 5000 Hz.

4.3.2 Frecuencia constante 30 Hz

Esta sección presenta ensayos en los que se llevan a cabo variaciones en la tensión de funcionamiento, manteniendo una frecuencia constante de 30 Hz. Las observaciones y conclusiones obtenidas son aplicables y consistentes con las presentadas en la sección 4.3.1. Sin embargo, lo que resulta particularmente interesante en contraste con los ensayos previos es el comportamiento dinámico de la máquina cuando opera a una frecuencia inferior a la nominal, acompañada de cambios bruscos en la referencia de tensión, lo que genera variaciones abruptas en el flujo magnético. En este contexto, se hace evidente una inestabilidad que difiere de las condiciones previas. La máquina exhibe una respuesta más compleja y menos predecible cuando opera a frecuencias por debajo de la nominal, especialmente en presencia de cambios repentinos en el flujo magnético inducidos por alteraciones en la referencia de tensión. Estas fluctuaciones ocasionan torques electromagnéticos de notoria magnitud, lo que puede llevar a perturbaciones significativas en el comportamiento general de la máquina.

La Fig. 4.36 ilustra el comportamiento dinámico de las corrientes de fase tanto en la máquina real (representada en azul) como en el modelo de máquina (representada en rojo) frente a un cambio de tensión de 0,5 pu a 0,7 pu, manteniendo una frecuencia constante de 30 Hz.

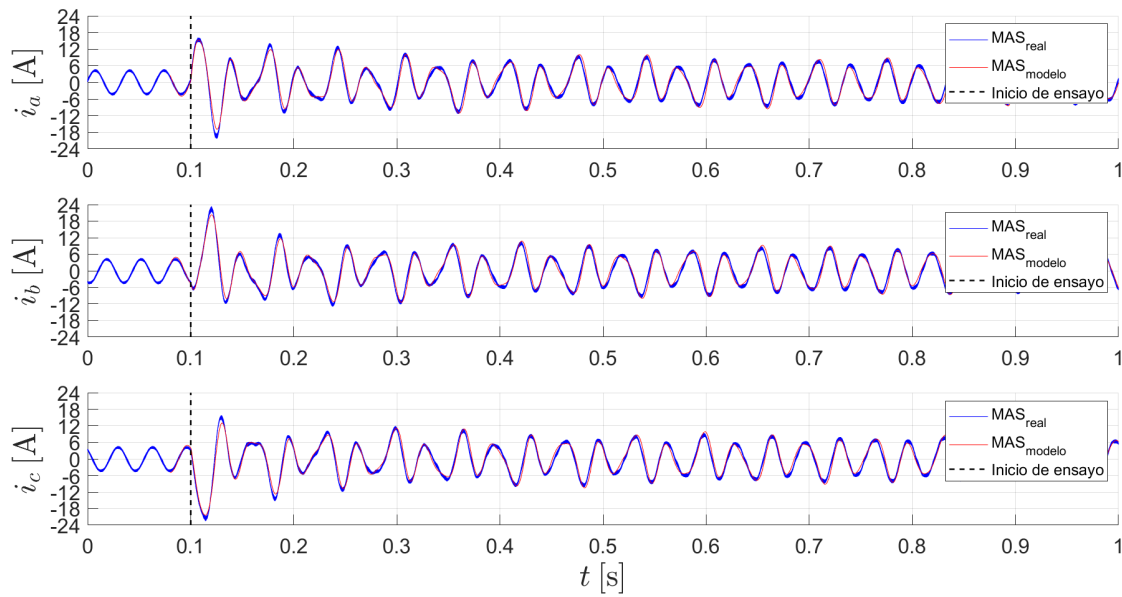


Figura 4.36: Corrientes de fases de máquina real vs modelo de máquina con cambio de referencia de tensión de 0,5 pu a 0,7 pu, frecuencia constante de 30 Hz y frecuencia de conmutación de 5000 Hz.

Al comparar estos resultados con los obtenidos utilizando el control V/f , se pueden observar sutiles diferencias en términos de magnitud y dinámica. Sin embargo, en una evaluación general, se constata que, a fin de implementar un esquema de control más avanzado y complejo, estas diferencias son menores y, por lo tanto, los resultados son lo suficientemente sólidos y confiables. La Fig. 4.37 muestra el comportamiento dinámico de la velocidad de la máquina real (en azul) y el comportamiento dinámico de la velocidad y torque electromagnético del modelo de máquina (en rojo) del respectivo ensayo. En primera instancia se puede observar que el modelo presenta un seguimiento lo suficientemente preciso al inicio del ensayo, perdiendo ligeramente la dinámica luego de transcurrido 0,1 s.

Al incrementar significativamente la tensión mientras se mantiene la frecuencia constante, el flujo magnético en la máquina aumenta. Como resultado, la máquina tiende a acelerar, como se refleja en la Fig. 4.37. Este efecto se intensifica debido a la disminución de la inercia de la máquina a bajas velocidades de giro, lo que reduce su capacidad para resistir perturbaciones. Esta es una razón parcial para la mayor aceleración observada en comparación con el ensayo a 50 Hz con un cambio de tensión de 0,8 pu a 1 pu, ver Fig. 4.31. Además, en ese ensayo, el flujo magnético alcanza su valor nominal, mientras que en el presente ensayo, aumenta en un 16,7 %, lo que también contribuye.

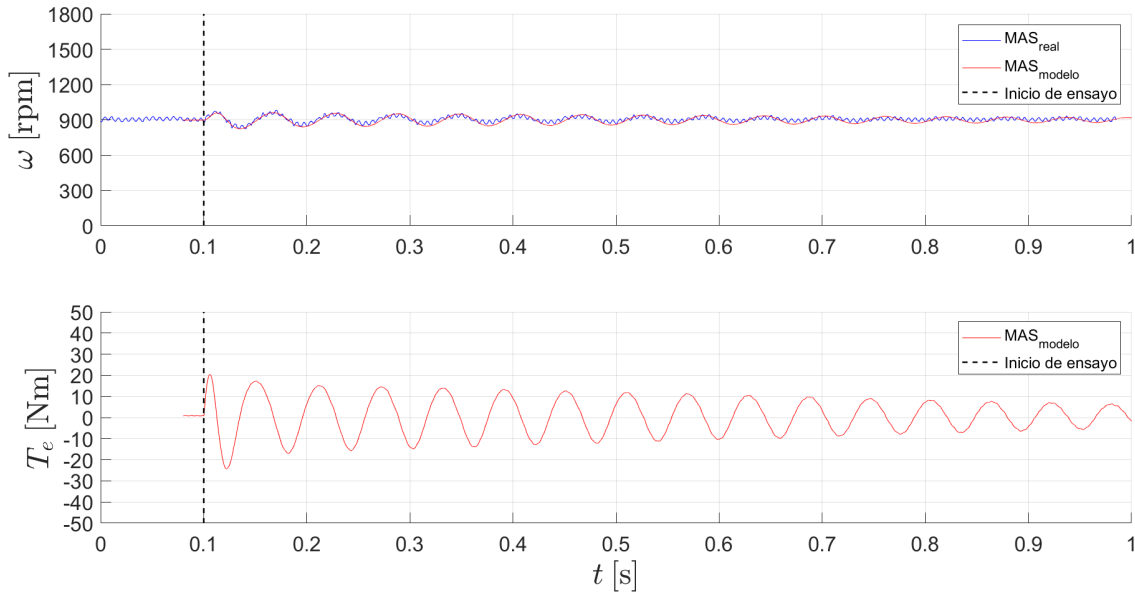


Figura 4.37: Velocidad de máquina real vs modelo de máquina y torque electromagnético del modelo de máquina con cambio de referencia de tensión de 0,5 pu a 0,7 pu, frecuencia constante de 30 Hz y frecuencia de conmutación de 5000 Hz.

A partir del instante de tiempo 0,2 s, se observa una ligera pérdida de dinámica en el comportamiento de la máquina. Esta disminución en la respuesta dinámica puede atribuirse a varios factores. Por un lado, es importante considerar la precisión en la estimación del torque de carga, que depende de la velocidad de la máquina. La carga inherente en la máquina, influenciada por factores como la ventilación y las fricciones en los rodamientos, exhibe un comportamiento cuadrático distintivo. Como resultado, el torque electromagnético tiende a converger a un valor alrededor del 36 % del momento de carga nominal propio de la máquina (debido a pérdidas de roce y ventilación) cuando la velocidad de giro se establece cerca de 1500 rpm.

Por otro lado, esta pérdida de dinámica también puede ser atribuida a variaciones en la resistencia del rotor y la inductancia del rotor. Estos parámetros determinan el tiempo que tarda la máquina en alcanzar la estabilidad luego de una perturbación, lo que se conoce como la constante de tiempo del rotor. Esta constante de tiempo es directamente proporcional a la resistencia del rotor e inversamente proporcional a la inductancia del rotor.

Es importante considerar que un aumento en la tensión manteniendo la frecuencia constante resulta en un incremento del flujo magnético y, en consecuencia, en un mayor nivel de saturación. Como resultado, la corriente real en la máquina podría ser mayor que la predicha por el modelo. Para compensar esta diferencia, es necesario ajustar el valor de la inductancia del rotor, lo que a su vez afecta la constante de tiempo del rotor. Una inductancia menor conlleva a una constante de tiempo mayor.

La interacción de todos estos factores en conjunto contribuye a lograr un comportamiento dinámico más preciso en el modelo en comparación con la máquina real. Ajustar la precisión del torque de carga, considerar las variaciones en la resistencia del rotor y realizar modificaciones en la inductancia son pasos esenciales para lograr una concordancia más cercana entre el comportamiento simulado y el real de la máquina.

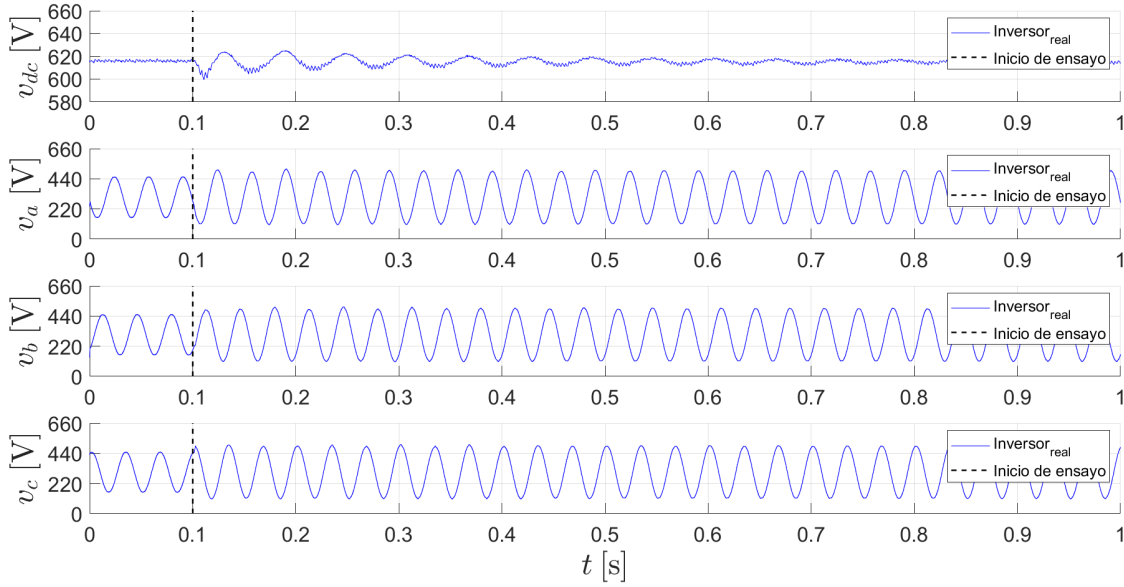


Figura 4.38: Tensión del dc-link y tensiones de fase a la salida del inversor real con cambio de referencia de tensión de 0,5 pu a 0,7 pu, frecuencia constante de 30 Hz y frecuencia de conmutación de 5000 Hz.

La Fig. 4.38 ilustra las variaciones en la tensión del dc-link como resultado de las inyecciones y el consumo de energía durante el ensayo. Es importante notar que estas variaciones están directamente relacionadas con los cambios en el torque electromagnético requerido para lograr la estabilidad de la máquina. Además, se puede observar claramente que las aplicaciones de tensión a los bornes de la máquina ocurren a una frecuencia constante y se manifiesta un aumento en la magnitud de la tensión al inicio del ensayo. Estos patrones son evidentes en la representación de la tensión media móvil para cada fase.

La Fig. 4.39 exhibe la respuesta dinámica de las corrientes de fase en la máquina real (representada en azul) y en el modelo de máquina (representada en rojo) ante un cambio de tensión de 0,7 pu a 0,5 pu, manteniendo una frecuencia fija de 30 Hz.

Siguiendo la tendencia observada en otros ensayos, se destaca que una vez que la máquina logra la estabilidad electromecánica, a partir del instante de tiempo 0,7 s, la corriente en el modelo tiende a ser ligeramente superior a la de la máquina real. Este fenómeno tiene un efecto en la reducción del flujo magnético por debajo de su valor nominal en un 16,7%. Posteriormente, estas diferencias

en el comportamiento dinámico de las corrientes impactan en lo mencionado previamente. Para lograr una mayor concordancia entre las predicciones del modelo de máquina y el comportamiento real de la máquina, es necesario considerar las variaciones en los parámetros, de acuerdo con las condiciones del ensayo. Esto implica contemplar cambios en la resistencia del rotor debido al calentamiento en el rotor y ajustes en la inductancia debido al nivel de saturación de la máquina.

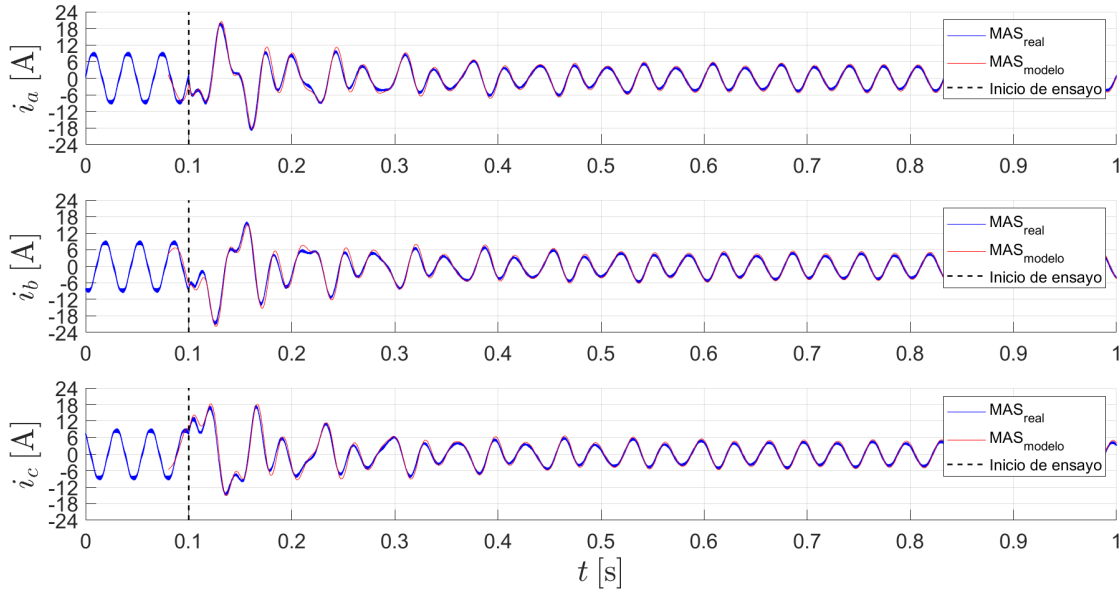


Figura 4.39: Corrientes de fases de máquina real vs modelo de máquina con cambio de referencia de tensión de 0,7 pu a 0,5 pu, frecuencia constante de 30 Hz y frecuencia de conmutación de 5000 Hz.

La Fig. 4.40 muestra la respuesta dinámica de la velocidad en la máquina real (representada en azul) y la respuesta dinámica de la velocidad y el torque electromagnético en el modelo de máquina (representados en rojo) correspondientes al ensayo en cuestión. Notar que el tiempo que tarda la máquina en alcanzar el equilibrio electromecánico es menor en comparación con el ensayo previo, donde se realiza un cambio de referencia de tensión de 0,5 pu a 0,7 pu, ver Fig. 4.37. Esto se debe a que, al disminuir el flujo magnético, la máquina muestra una tendencia a disminuir la corriente en comparación con lo obtenido en el modelo. Por lo tanto, las inductancias del modelo deben ser mayor y con ello se logra que la constante de tiempo del rotor sea ligeramente menor. A pesar de esto, es evidente que el seguimiento dinámico en este ensayo es más confiable que en el anterior, lo que sugiere que las diferencias en los parámetros no tienen un impacto significativo.

En esta ocasión, la respuesta del torque electromagnético es de mayor magnitud en comparación con el caso anterior, y su duración es también más breve. Este fenómeno es coherente con la naturaleza del cambio de referencia de tensión y sus efectos en la dinámica de la máquina.

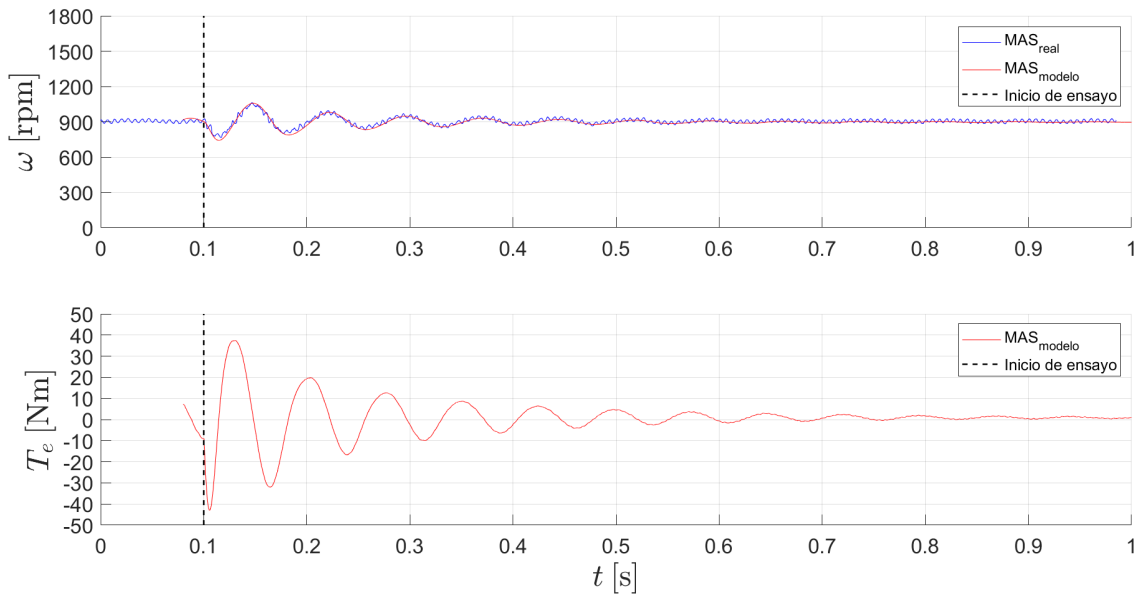


Figura 4.40: Velocidad de máquina real vs modelo de máquina y torque electromagnético del modelo de máquina con cambio de referencia de tensión de 0,7 pu a 0,5 pu, frecuencia constante de 30 Hz y frecuencia de conmutación de 5000 Hz.

En contraste, al reducir la tensión manteniendo la frecuencia constante, el flujo magnético en la máquina disminuye. Como resultado, la máquina experimenta una desaceleración, como se puede apreciar en la Fig. 4.40. Al igual que en el ensayo anterior, este efecto se amplifica debido a la disminución de la inercia de la máquina a bajas velocidades de giro, lo que reduce su capacidad para resistir perturbaciones. Esta es una razón parcial detrás de la mayor desaceleración observada en comparación con el ensayo a 50 Hz con un cambio de tensión de 1 pu a 0,7 pu, ver Fig. 4.34. La Fig. 4.41 presenta las variaciones en la tensión del dc-link como resultado de las inyecciones y el consumo de energía durante el ensayo. Además, es posible observar que las tensiones medias móviles de cada fase mantienen una frecuencia constante y exhiben una disminución en la magnitud de la tensión.

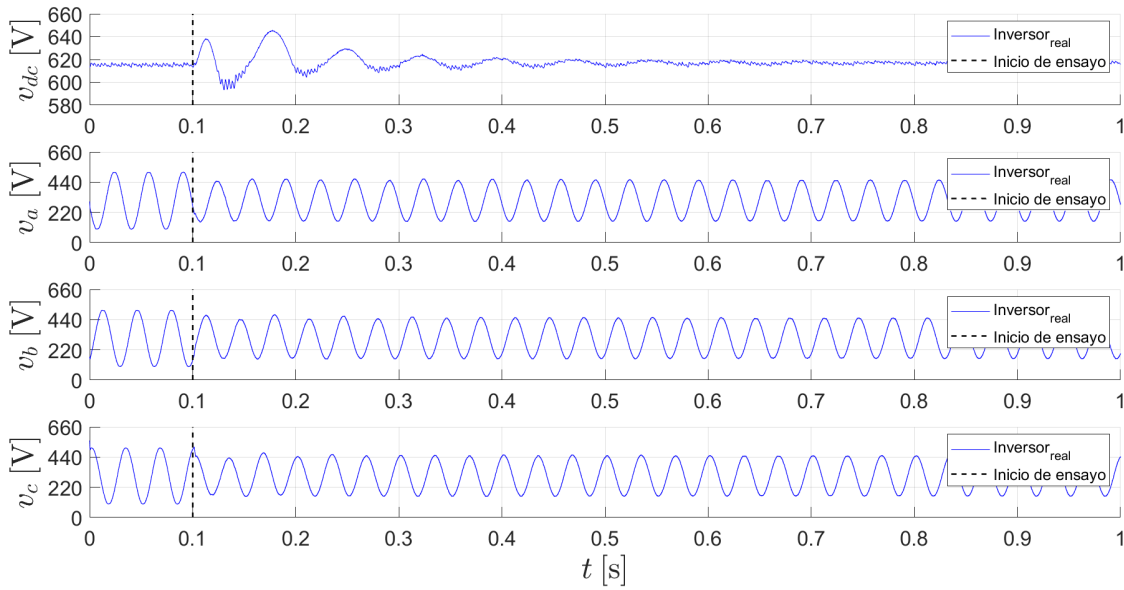


Figura 4.41: Tensión del dc-link y tensiones de fase a la salida del inversor real con cambio de referencia de tensión de 0,7 pu a 0,5 pu, frecuencia constante de 30 Hz y frecuencia de conmutación de 5000 Hz.

4.4 Ensayos de carga y descarga

Antes que nada, es crucial aclarar que los ensayos que se presentarán no involucran la ejecución simultánea del modelo de la máquina y la máquina real. En su lugar, se basan en mediciones de corriente, tensiones y velocidad de la máquina real para determinar el momento preciso en que se lleva a cabo cada ensayo. Luego, se realiza una simulación del mismo ensayo utilizando el modelo, y los resultados se comparan.

Para lograr esto, se proporciona al modelo del convertidor un valor promedio de la tensión del dc-link, considerando las caídas de tensión que surgen al aplicar una carga mecánica al eje.

Por otra parte, para imponer carga en la máquina, se realiza un acoplamiento mecánico con otra máquina. Esta última se alimenta externamente para aplicar cargas a nuestra máquina de interés. El acoplamiento mecánico altera parámetros como las pérdidas por fricción, las pérdidas de ventilación y la inercia, ya que ahora estaríamos tratando con parámetros del conjunto de máquinas acopladas.

Es esencial considerar que debido al aumento en la inercia resultante del acoplamiento, es plausible esperar una mejor respuesta electromecánica ante perturbaciones. Esto significa que las oscilaciones serían menores y las respuestas mecánicas más lentas en comparación con la configuración sin acoplamiento.

Es importante también considerar otro aspecto relevante: al aplicar cargas a la máquina, se produce

un significativo aumento en la resistencia del rotor. Si bien esta resistencia ha sido estimada y ajustada, es importante mencionar que se mantiene constante para todos los ensayos. Esta constante en la resistencia del rotor puede llevar a diferencias entre las predicciones del modelo y el comportamiento observado en la máquina real.

Por último, los ensayos de carga y descarga que se presentarán a continuación se realizan bajo el método de control escalar. En este enfoque, la corriente magnetizante se mantiene constante. La tensión y frecuencia aplicada a los bornes se mantiene invariante a 50 Hz y tensión máxima de acuerdo a lo que se obtiene en el dc-link mediante el variac disponible en el laboratorio. La frecuencia de conmutación empleada es de 2500 Hz y, dado que las interrupciones se realizan en los puntos máximos y mínimos del portador, la precisión de los resultados del modelo es de $200 \mu\text{s}$. Además, las aplicaciones y desconexiones de carga se realizan de manera instantánea..

4.4.1 Carga 12 Nm

La Fig. 4.42 ilustra el comportamiento dinámico de la corriente en la máquina real (representada en azul) y en el modelo de máquina (representada en rojo) en respuesta a una aplicación de carga de 12 Nm al eje de la máquina.

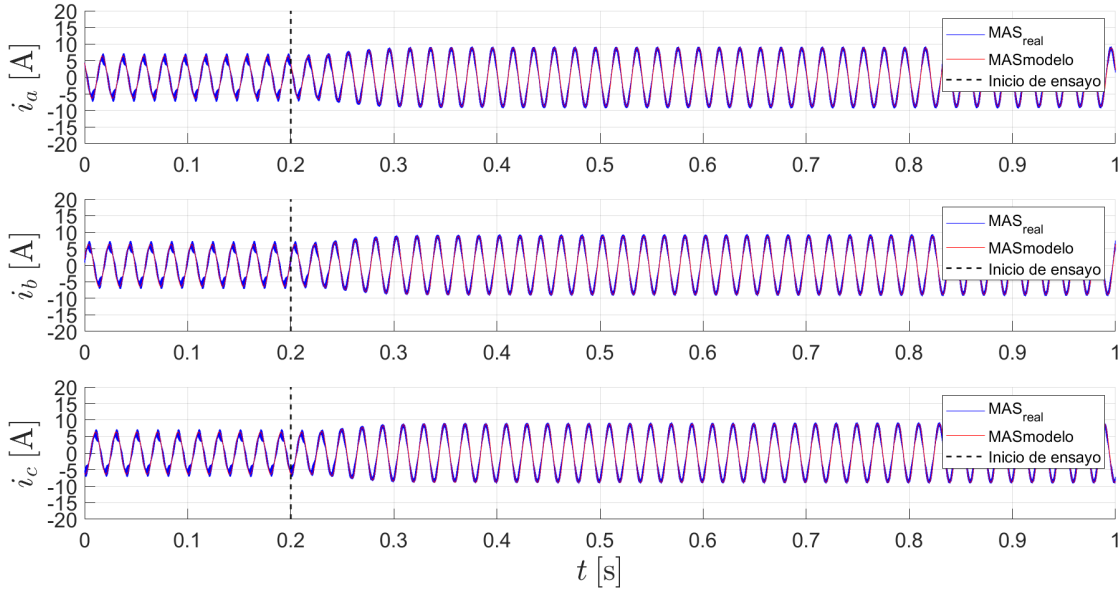


Figura 4.42: Corrientes de fases de máquina real vs modelo de máquina con aplicación de carga de 12 Nm.

Es evidente que la aplicación de carga conlleva un aumento en la magnitud de la corriente. En este evento, se puede notar que el comportamiento dinámico del modelo guarda similitudes con el de la máquina real. Este resultado inicialmente confirma la precisión del ajuste de parámetros

como la inercia y las pérdidas por fricción y ventilación, así como también valida el valor de la carga aplicada mediante la máquina acoplada.

La Fig. 4.43 presenta el comportamiento dinámico de la velocidad en la máquina (representada en azul) y el comportamiento dinámico de la velocidad y el torque electromagnético en el modelo de la máquina (representados en rojo). Se observa una correspondencia cercana en el seguimiento de la velocidad entre ambos. Sin embargo, es importante notar que la velocidad en la que se alcanza el equilibrio electromecánico en el modelo es ligeramente superior a la de la máquina real. Esta disparidad puede atribuirse a varios factores, uno de ellos es el aumento de la resistencia del rotor debido a las corrientes de mayor magnitud que se presentarán en el rotor producto del deslizamiento, la cual es necesaria para mantener el equilibrio electromecánico bajo la influencia de la carga aplicada. Esto a su vez resulta en un torque electromagnético mayor.

En relación al torque electromagnético, se aprecia visualmente que inicialmente es inferior a 9 Nm. Una evaluación más detallada demuestra que se sitúa en torno a los 6 Nm aproximadamente. Tras la aplicación de la carga de 12 Nm, el torque electromagnético del modelo se estabiliza en 18 Nm.

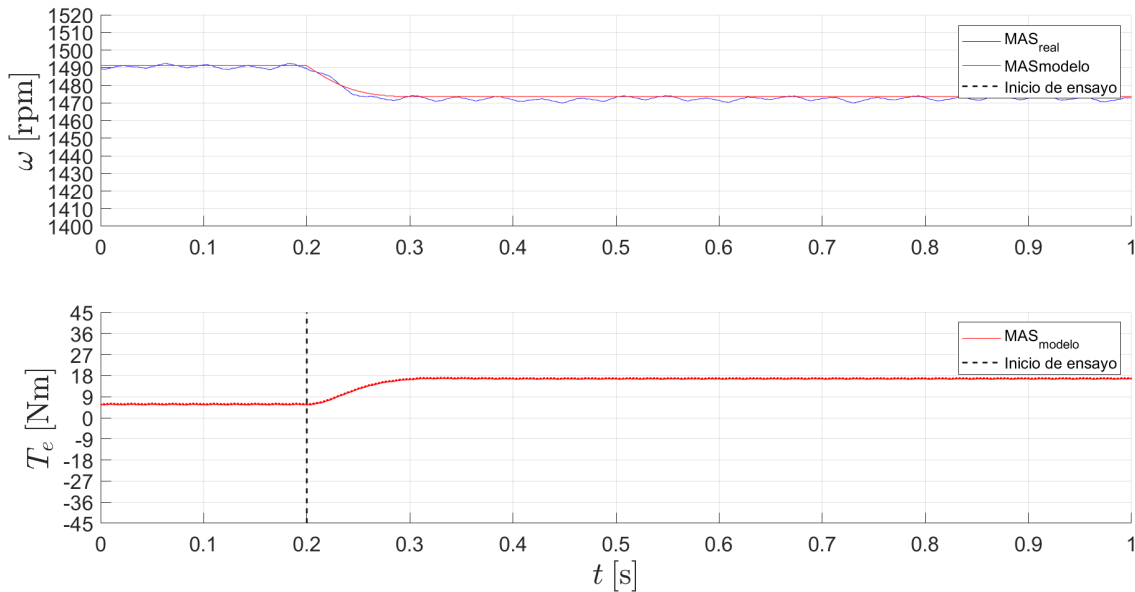


Figura 4.43: Velocidad de máquina real vs modelo de máquina y torque electromagnético del modelo de máquina con aplicación de carga de 12 Nm.

La Fig. 4.44 muestra el comportamiento de la tensión del dc-link en respuesta a la aplicación de una carga de 12 Nm. Inicialmente, se observa que la tensión antes del inicio del ensayo es ligeramente superior a 600 V. Una inspección detallada de las mediciones demuestra que este es en promedio 605 V aproximadamente. Es importante señalar en este punto que no se logra establecer un flujo magnético nominal en la máquina desde el inicio. Posterior al inicio del ensayo, la tensión comienza a disminuir, lo que a su vez causa una disminución en el flujo magnético. Es relevante tener en

mente las observaciones realizadas en ensayos anteriores, donde se detalla cómo la variabilidad en el flujo magnético tiene un impacto en la dinámica y magnitud de la corriente. Además, la magnitud de la tensión del dc-link utilizada como entrada en el modelo del convertidor también influye en los resultados del modelo de máquina. Esto afecta en la magnitud de la corriente obtenida del modelo de la máquina y, por ende, influye en la magnitud y dinámica del torque electromagnético. En el escenario actual, la tensión del dc-link disminuye a alrededor de 595 V cuando se aplica la carga. Una inspección visual confirma que este es ligeramente inferior a los 600 V. Esta disminución de la tensión en comparación con el nivel necesario para mantener una corriente magnetizante constante e igual a su nominal (622 V) representa un 4,3 % de diferencia. Dado este escenario, se podría inferir que los parámetros utilizados son válidos para este nivel de tensión, ya que la disminución del flujo magnético debido a esto es de igual manera un 4,3 % inferior al nominal. Por otra parte, siempre y cuando se mantenga un esquema de control V/f , esta disminución puede pasar desapercibido en los resultados.

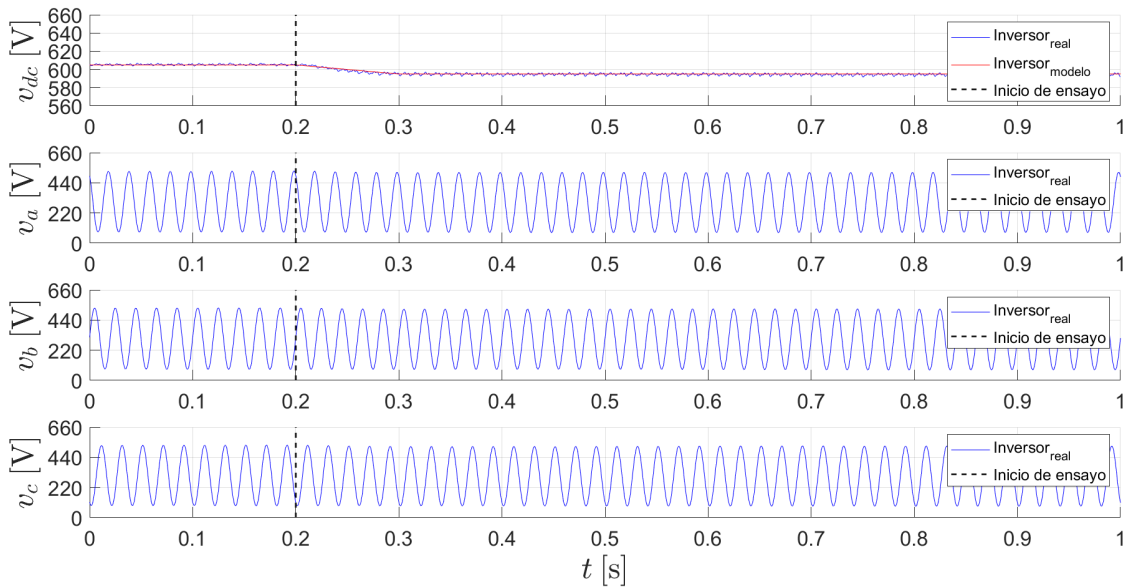


Figura 4.44: Tensión del dc-link y tensiones de fase a la salida del inversor real con aplicación de carga de 12 Nm.

Es relevante mencionar que la entrada de tensión del dc-link al modelo del convertidor presenta una magnitud constante en el tiempo durante el ensayo, con una ligera disminución lineal al inicio del ensayo. Lo anterior se representa en rojo sobre la tensión del dc-link medido. Adicionalmente, la magnitud y frecuencia de las tensiones se ilustran como constantes a 50 Hz en las tensiones medias móviles por fase.

4.4.2 Descarga 12 Nm

La Fig. 4.45 exhibe el comportamiento dinámico de la corriente en la máquina real (representada en azul) y en el modelo de la máquina (representada en rojo) en respuesta a la desconexión de una carga de 12 Nm.

En contraste con el ensayo de carga de 12 Nm, al retirar la carga aplicada, la respuesta de la máquina es una disminución en la magnitud de la corriente. Esta respuesta es predecible y comprensible a partir del análisis del lugar geométrico de la corriente en una máquina asíncrona, para la cual, si se aplica una carga, aumenta el deslizamiento y por ende la magnitud de la corriente. En caso contrario, al quitar una carga, disminuye el deslizamiento y consecuentemente la magnitud de la corriente.

Otro aspecto relevante que se puede inferir del lugar geométrico de la corriente es el desfase de la corriente con respecto a la tensión aplicada. Sin embargo, cabe mencionar que no es el enfoque de este trabajo analizar este aspecto en detalle. No obstante, un análisis minucioso del desfase entre la tensión y corriente podría llevarse a cabo comparando los resultados antes y después de la aplicación o desconexión de la carga.

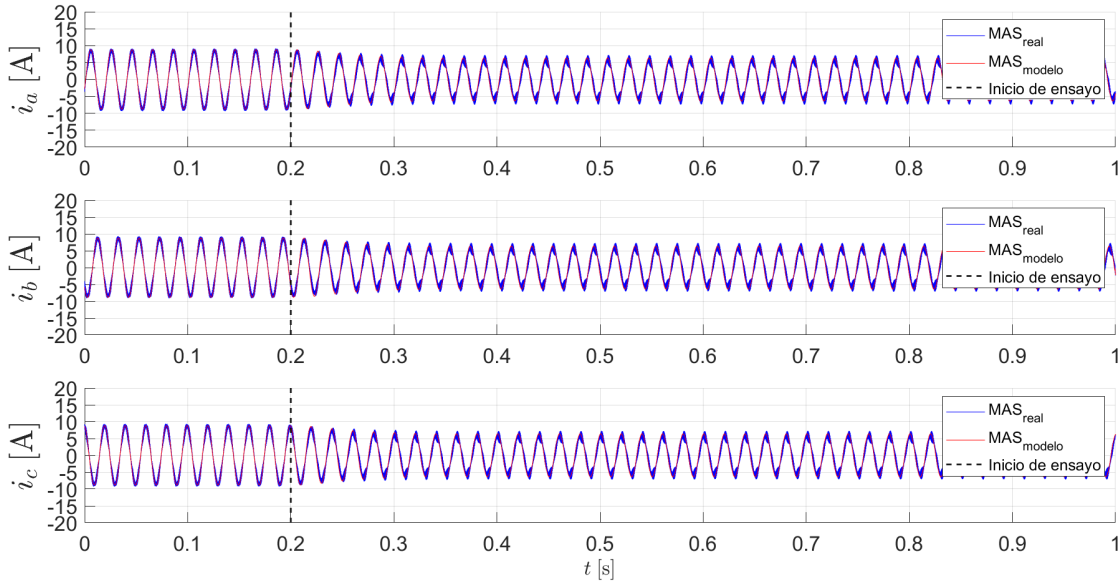


Figura 4.45: Corrientes de fases de máquina real vs modelo de máquina con desconexión de carga de 12 Nm.

La Fig. 4.46 muestra el comportamiento dinámico de la velocidad en la máquina (representada en azul) y el comportamiento dinámico de la velocidad y el torque electromagnético en el modelo de la máquina (representados en rojo). Antes del inicio del ensayo, se puede observar que la velocidad del modelo de la máquina es ligeramente superior a la de la máquina real. Esta diferencia puede

deberse a dos factores fundamentales. Primero, la resistencia del rotor debe ser mayor cuando se opera con una carga aplicada, lo que a su vez afecta el comportamiento de la máquina. Segundo, la precisión en la determinación del torque de carga inherente al sistema es esencial. Esto abarca factores como el rozamiento en los cojinetes, la ventilación, entre otros. Por lo tanto, es crucial para el modelo de máquina que los parámetros sean determinados con precisión, especialmente al considerar la aplicación de carga, que influye en el incremento de la resistencia del rotor. Este cambio en la resistencia del rotor, entre otros efectos, altera el comportamiento transitorio en respuesta a una perturbación.

En este contexto, un aumento en la resistencia del rotor conlleva a una constante de tiempo mayor, lo que a su vez implica un mayor tiempo para alcanzar el equilibrio y ajustar mejor el modelo de la máquina a su comportamiento real.

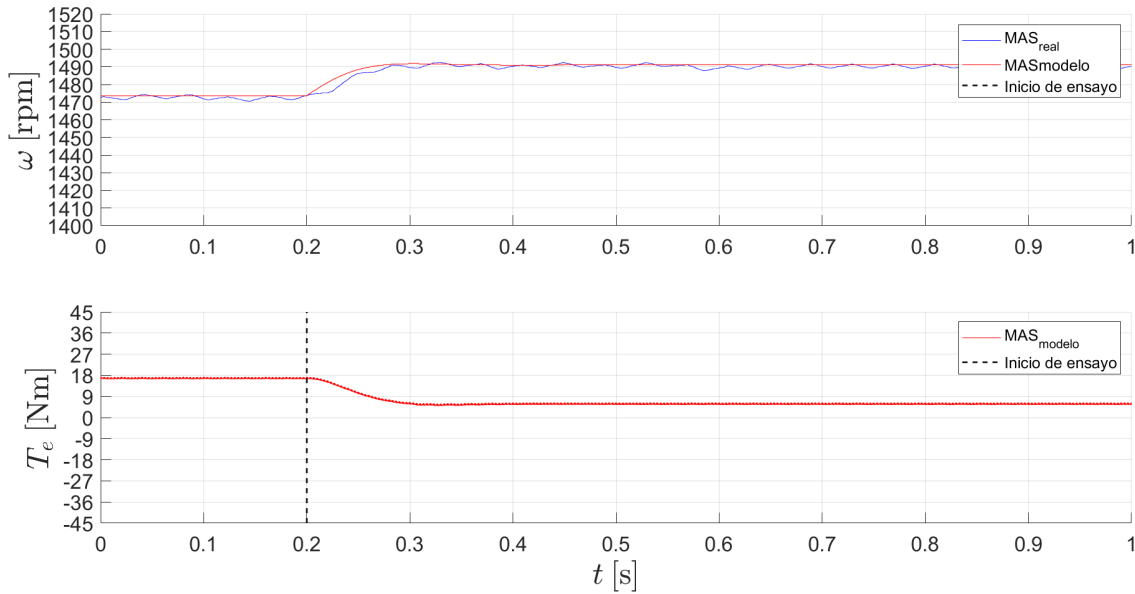


Figura 4.46: Velocidad de máquina real vs modelo de máquina y torque electromagnético del modelo de máquina con desconexión de carga de 12 Nm.

La Fig. 4.47 presenta el comportamiento de la tensión del dc-link al desconectar una carga de 12 Nm. En un primer vistazo, se puede observar que la tensión antes de iniciar el ensayo es ligeramente inferior a 600 V. Una vez que se alcanza la estabilidad electromecánica, la tensión del dc-link se eleva ligeramente por encima de 600 V.

Es importante señalar que esta variación y dinámica en la tensión se reflejan en el modelo del convertidor para simular de manera más precisa las entradas de tensión en el modelo de la máquina. Al igual que en el ensayo anterior, las tensiones medias móviles permanecen constantes en términos de magnitud y frecuencia. Cabe mencionar que existe una pequeña variación en la tensión del dc-

link, que directamente afecta la magnitud de las tensiones de entrada al modelo de la máquina. Sin embargo, esta variación es menor al 2 % en comparación con la tensión inicial del ensayo.

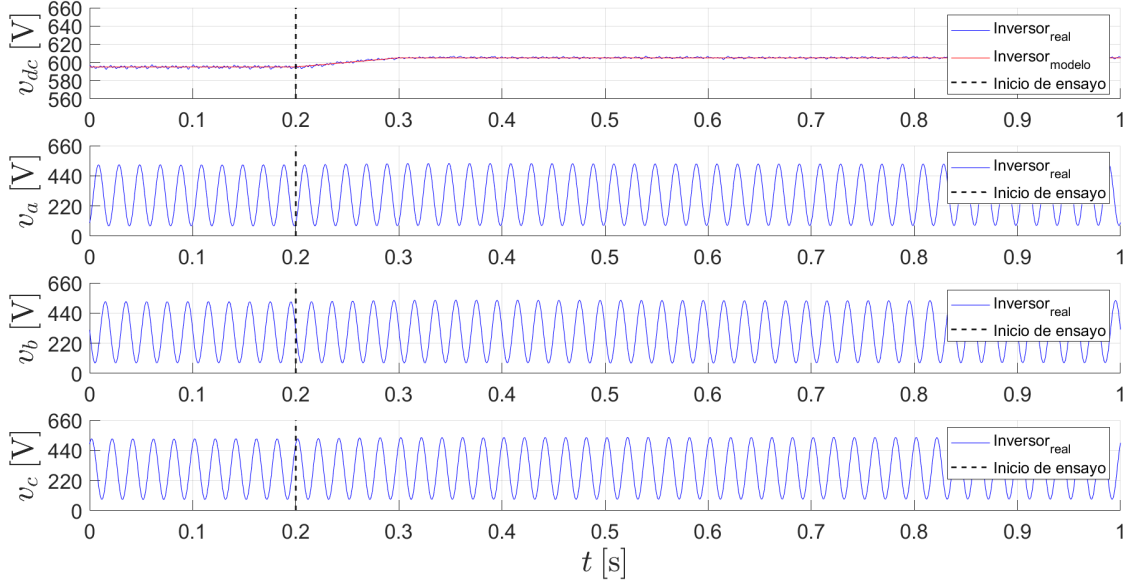


Figura 4.47: Tensión del dc-link y tensiones de fase a la salida del inversor real con desconexión de carga de 12 Nm.

4.4.3 Carga 30 Nm

La Fig. 4.48 muestra el comportamiento dinámico de la corriente en la máquina real (representada en azul) y en el modelo de la máquina (representada en rojo) ante la aplicación de una carga de 30 Nm en el eje de la máquina. De este se puede observar que el seguimiento del modelo en comparación con la máquina real es similar tanto en magnitud como en dinámica.

Notar que antes del inicio del ensayo, la magnitud de la corriente es ligeramente superior a 5 A y, al aplicar la carga, la corriente supera los 15 A. En relación, si se observa la Fig. 4.49, se puede apreciar que el torque electromagnético que desarrolla la máquina y la velocidad de giro en la que establece son cercanos a sus valores nominales, ver Tabla A.1. Por lo que la magnitud de la corriente tiende a ser correlativo a lo que indica la placa, dado que la corriente peak nominal de la máquina es de 16,4 A.

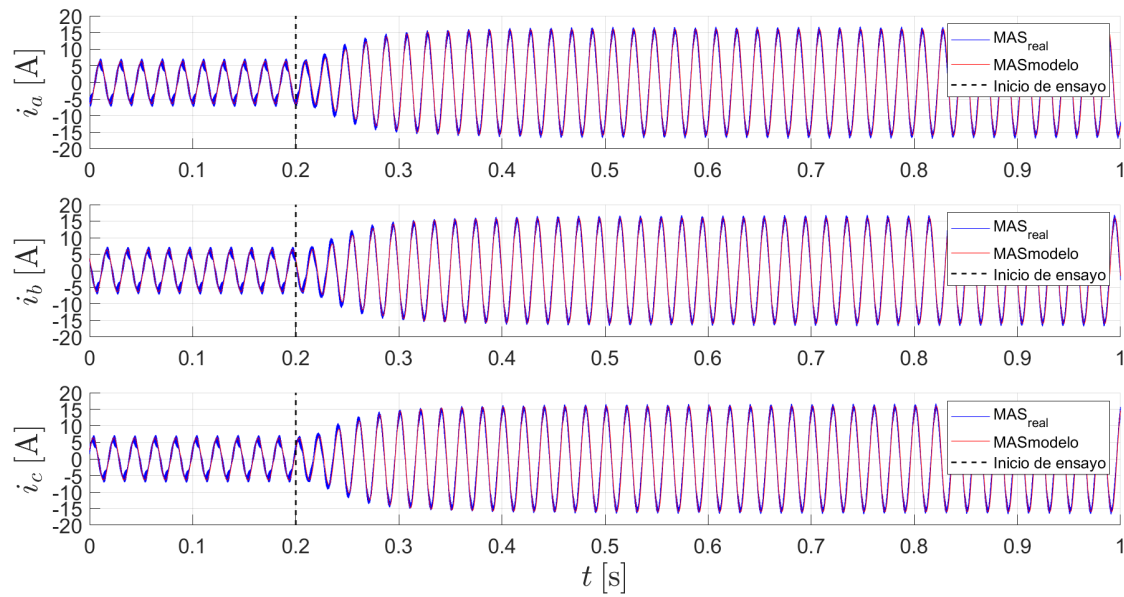


Figura 4.48: Corrientes de fases de máquina real vs modelo de máquina con aplicación de carga de 30 Nm.

La Fig. 4.49 representa el comportamiento dinámico de la velocidad en la máquina (en azul) y el comportamiento dinámico de la velocidad y el torque electromagnético en el modelo de la máquina (en rojo) en respuesta a una aplicación de carga de 30 Nm.

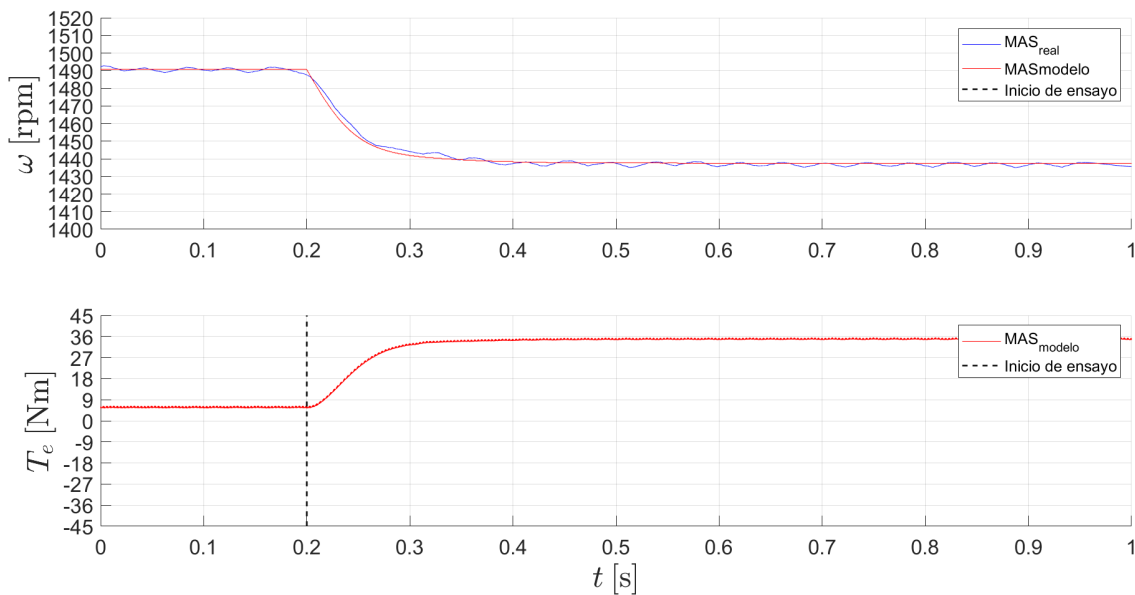


Figura 4.49: Velocidad de máquina real vs modelo de máquina y torque electromagnético del modelo de máquina con aplicación de carga de 30 Nm.

Si bien ambas respuestas de velocidad son similares tanto en el modelo como en la máquina real, se observa que la velocidad del modelo de la máquina se estabiliza ligeramente por encima de la real. Esta discrepancia podría atribuirse al valor de la resistencia del rotor y al torque de carga del conjunto, así como a los parámetros empleados. Específicamente, la diferencia en la magnitud de tensión en el dc-link en comparación con el valor requerido para mantener un flujo magnético nominal es del 6,8 %, como se observa en la Fig. 4.50. Esta variación en la tensión es la causa por la cual la velocidad del conjunto se estabiliza a una velocidad menor a 1440 rpm, la cual corresponde a la velocidad nominal de la máquina según los datos de la placa, detallados en la Tabla A.1.

Además, de acuerdo con la potencia y velocidad nominales, el torque nominal es aproximadamente 36,5 Nm, lo cual es cercano al valor mostrado por el modelo de la máquina en la Fig.4.46. Sin embargo, la velocidad de giro es inferior a la nominal debido a que la excitación de tensión en los bornes es inferior a lo necesario para mantener un flujo magnético nominal.

La Fig. 4.53 presenta el comportamiento de la tensión del dc-link en respuesta a una aplicación de carga de 30 Nm. También se incluyen las tensiones medias móviles de cada fase, las cuales mantienen constantes tanto la magnitud como la frecuencia a 50 Hz.

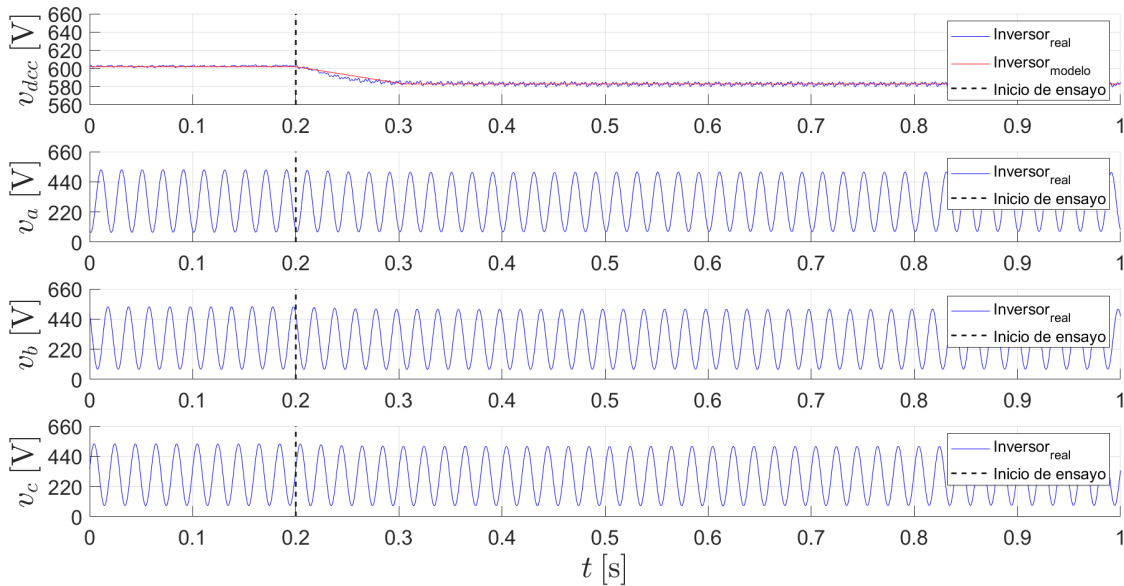


Figura 4.50: Tensión del dc-link y tensiones de fase a la salida del inversor real con aplicación de carga de 30 Nm.

4.4.4 Descarga 30 Nm

La Fig. 4.51 muestra el comportamiento dinámico de la corriente de la máquina real (en azul) y del modelo de máquina (en rojo) durante la desconexión de una carga de 30 Nm. En este ensayo, se observa que al desconectar la carga, la corriente efectivamente disminuye; sin embargo, existen

diferencias más notorias en la magnitud de la corriente, ya que la corriente obtenida en el modelo de máquina es ligeramente superior.

Por otro lado, el comportamiento dinámico de la velocidad en la Fig. 4.52 muestra que la velocidad se establece antes en el modelo. Estos resultados sugieren que las diferencias pueden atribuirse al cálculo de la inercia del conjunto, que podría tener ciertos errores, así como al cálculo del torque de carga en relación con la velocidad. Además, de acuerdo con el lugar geométrico de la corriente en una máquina asincrónica, si el deslizamiento disminuye, la corriente también disminuye, lo que indica que los parámetros del modelo también influyen en esta dinámica. Una posible explicación para estas discrepancias podría ser el calentamiento de la máquina debido a un funcionamiento prolongado con carga nominal.

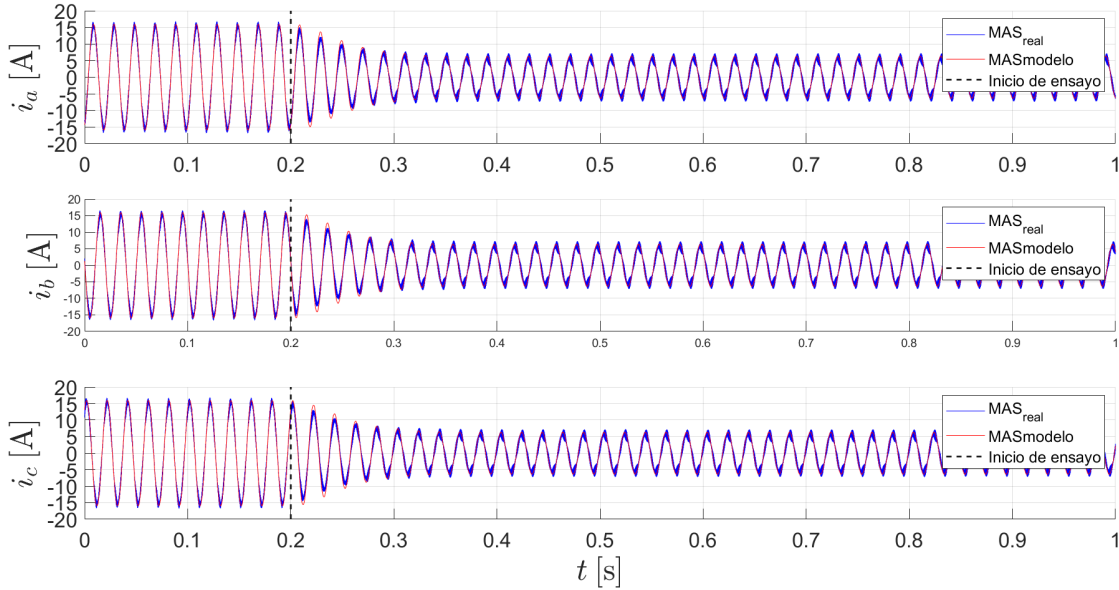


Figura 4.51: Corrientes de fases de máquina real vs modelo de máquina con desconexión de carga de 30 Nm.

La Fig.4.52 muestra el comportamiento dinámico de la velocidad de la máquina (en azul) y el comportamiento dinámico de la velocidad y el torque electromagnético del modelo de máquina (en rojo) durante la desconexión de una carga de 30 Nm. Se puede apreciar que al desconectar la carga, el torque electromagnético disminuye de aproximadamente 36 Nm a alrededor de 6 Nm, y esta disminución ocurre de manera suave, sin oscilaciones notables. Esta dinámica puede atribuirse a la mayor inercia del conjunto, que a pesar de la perturbación causada por la desconexión de la carga, contribuye a una respuesta más estable y sin fluctuaciones abruptas.

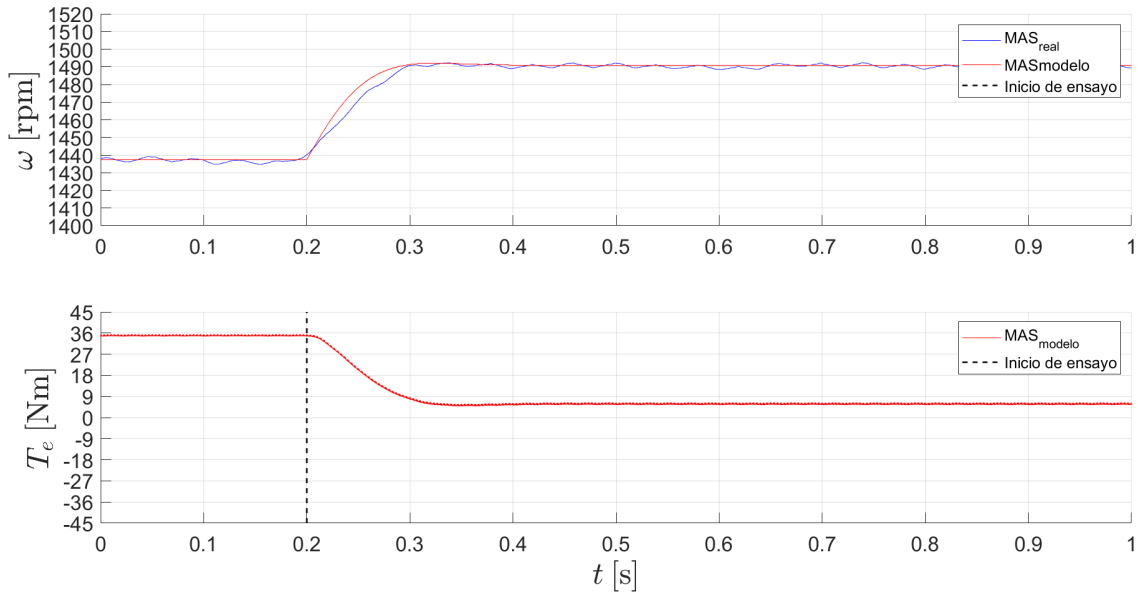


Figura 4.52: Velocidad de máquina real vs modelo de máquina y torque electromagnético del modelo de máquina con desconexión de carga de 30 Nm.

La Fig. 4.47 muestra el comportamiento de la tensión en el dc-link durante la desconexión de una carga de 30 Nm. Además, se presentan las tensiones medias móviles de cada fase, las cuales mantienen constantes tanto la magnitud como la frecuencia a 50 Hz.

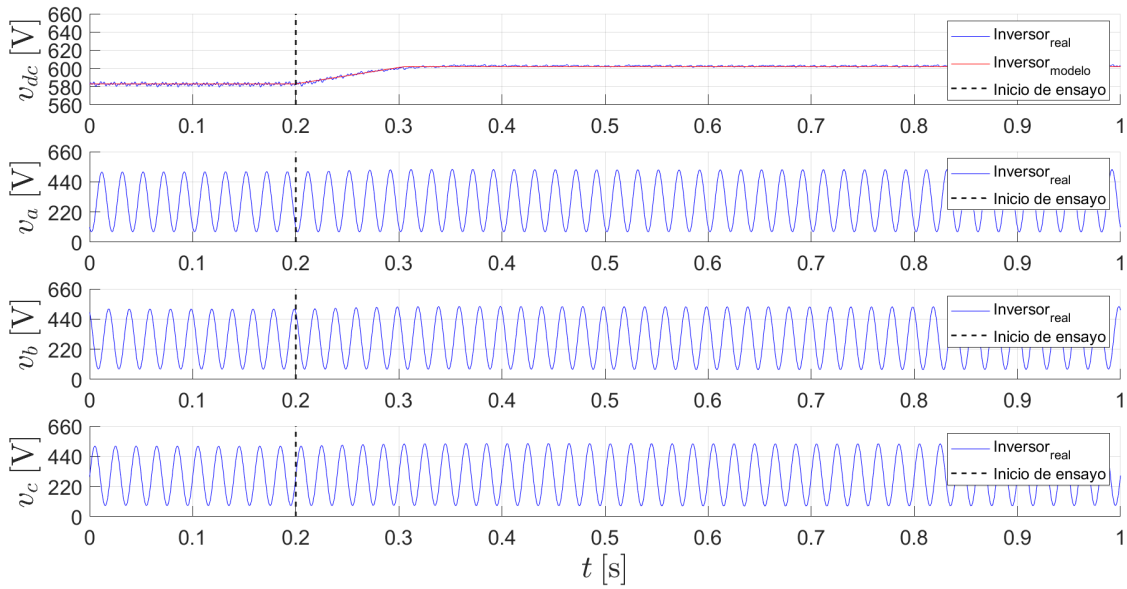


Figura 4.53: Tensión del dc-link y tensiones de fase a la salida del inversor real con desconexión de carga de 30 Nm.

Capítulo 5

Conclusiones y Recomendaciones

En este trabajo se implementaron las ecuaciones del modelo de una Máquina Asíncrona con rotor isotrópico, sin devanado de campo y devanado de rotor simétrico, en una FPGA, con el fin de emular su funcionamiento desde el punto de vista de un dispositivo digital de control (DSP). En este caso específico, tanto la FPGA como el DSP están incorporadas en la plataforma digital BRAIn.

A partir de los análisis realizados se determinó que, para tener una correcta operación del modelo, el paso de la discretización, h , debía ser menor a $1\mu s$. Por otra parte, en base a los resultados experimentales realizados para comprobar la calidad del modelo implementado, se constató que es extremadamente importante tener un buen modelo del convertidor que alimenta la MAS. En este sentido, el modelo incluyó las caídas de tensión en los semiconductores y el efecto del tiempo muerto. Además, se constató que las fluctuaciones en el voltaje del dc-link pueden tener efectos importantes, sobre todo en los transitorios.

Los resultados experimentales de la sección 4.1, revelan que el modelo discreto de la MAS arroja resultados similares tanto en magnitud como en dinámica, tanto en las corrientes de fase como en la velocidad de giro en comparación con la máquina real. Esta concordancia se logra cuando se mantiene la corriente magnetizante de vacío constante y en su valor nominal. Sin embargo, al trabajar en condiciones de magnetización distintas a la nominal como por ejemplo 70% y 120% del valor nominal, se ha observado que existen pequeñas diferencias. Esto resalta la necesidad de mejorar el modelo MAS, posiblemente mediante la introducción del efecto del nivel de saturación en los parámetros de la MAS. Para lograr esto, es necesario tener una idea de cómo varían estos parámetros en función del nivel de saturación, lo cual puede resultar complejo y requerir un estudio exhaustivo del comportamiento de la máquina y evaluar los efectos de estas modificaciones en el tiempo de cálculo requerido por la FPGA. En caso de que esto último sea significativo, una opción sería tener almacenadas tablas con valores de las constantes en función de la magnetización.

En lo que respecta al desarrollo del modelo e implementación de esta en la FPGA de la plataforma

digital BRAIn, se utilizan dos software: Vitis HLS y Vivado design. Vitis HLS permite diseñar una gran variedad de aplicaciones en lenguaje de programación C++, lo cual facilita en gran medida la implementación de modelos complejos, comparado con lenguajes de nivel inferior como Verilog. Por otra parte, dado los recursos con los que dispone la FPGA de la plataforma, esta puede realizar una gran cantidad de cálculos en paralelo. En este caso, debido al uso de un tipo de dato doble, el tiempo requerido para realizar una iteración es de 25 ciclos, lo que corresponde a 250 ns. Sin embargo, es posible realizar el cálculo en menor tiempo y con una menor cantidad de recursos si se utiliza un tipo de dato flotante a coste de precisión. Como se detalla en la Tabla 3.4, el modelo requiere el 90% de los recursos DSP disponibles en la FPGA, un 55% de los recursos LUT y sólo el 1% de los recursos LUTRAM, debido a la cantidad de cálculos realizados y al tipo de dato empleado, por lo que en el caso de realizar cambios significativos en el modelo probablemente deba modificarse el tiempo de muestreo o se deba utilizar la versión BRAIn que utiliza una FPGA de mayor capacidad.

A Máquina asincrónica Marellimotori

A.1 Datos de la placa

Tabla A.1: Datos de placa de la máquina asincrónica.

Parámetro	Notación	Valor	Unidad
Tensión nominal	V_n	380	V
Corriente nominal	I_n	11	A
Potencia nominal	P_n	5,5	kW
Factor de potencia	FP_n	0,84	-
Frecuencia nominal	f_n	50	Hz
Velocidad nominal	ω_n	1440	rpm
Número de pares de polos	p	2	-

A.2 Parámetros de la máquina

- Resistencia del estator: $R_s = 0,9106 \Omega \implies r_s = 0,0482 \text{ pu}$
- Resistencia del rotor: $R_r = 0,6801 \Omega \implies r_r = 0,0360 \text{ pu}$
- Inductancia del estator: $L_s = 0,1605 \text{ H} \implies l_s = 2,6683 \text{ pu}$
- Inductancia del rotor: $L_r = 0,1605 \text{ H} \implies l_r = 2,6683 \text{ pu}$
- Inductancia mutua: $L_m = 0,1532 \text{ H} \implies l_m = 2,5462 \text{ pu}$
- Momento de inercia: $J = 0,0318 \text{ kgm}^2 \implies H = 0,0228 \text{ pu}$

B Código C++ de modelo de máquina asincrónica y convertidor

```
1 #include "Modelo_mas_conv.h"
2
3 void mas_conv(data_type_in Vdc, data_type_in Tc Tc, data_type_in_vgx ta,
4               data_type_in_vgx Sap, data_type_in_vgx Sbp, data_type_in_vgx Scp,
5               data_type_in_vgx San, data_type_in_vgx Sbn, data_type_in_vgx Scn,
6               data_type_out &ia, data_type_out &ib, data_type_out &ic,
7               data_type_out &w, data_type_out &Te, data_type_out &Vcc_out) {
8 #pragma HLS INTERFACE mode=ap_ctrl_hs port=return
9 #pragma HLS INTERFACE mode=ap_none port = Sap
10 :
11 :
12 :
13 :
14 :
15 :
16 :
17 :
18 :
19 :
20 :
21 :
22 :
23 #pragma HLS INTERFACE mode=ap_none port = Vcc_out
24 #pragma HLS LATENCY max=25
25 #pragma HLS PIPELINE II=25
26
27 //Variables estáticas
28 static data_type Vcc_calcD_k = VdD;
29 static data_type Vcc_calcIGBT_k = VdIGBT;
30
31 static data_type ialpha_k = 0.0;
32 static data_type ibeta_k = 0.0;
33 static data_type iDr_k = 0.0;
34 static data_type iQr_k = 0.0;
35 static data_type w_k = 0.0;
36 static data_type Tc_k = 0.0;
37 :
38 :
39 :
40 :
41 :
42 :
43 :
44 :
45 :
46 :
47 :
48 :
49 :
50 :
51 :
52 :
53 :
54 :
55 :
56 :
57 :
58 :
59 :
60 :
61 :
62 :
63 // Variables temporales/locales
64 data_type_in_vgx Sap_a = 1.0;
65 data_type_in_vgx San_a = 0.0;
66 :
67 :
68 :
69 :
70 :
71 :
72 :
73 :
74 :
75 :
76 :
77 :
78 :
79 :
80 :
81 :
82 :
83 :
84 :
85 :
86 :
87 :
88 :
89 :
90 :
91 :
92 :
93 :
94 :
95 :
96 :
97 :
98 :
99 :
100 :
101 :
102 :
103 :
104 :
105 :
106 :
107 :
108 :
109 :
110 :
111 :
112 :
113 :
114 :
115 :
116 :
117 :
118 :
119 :
120 :
121 :
122 :
123 :
124 :
125 :
126 :
127 :
128 :
129 :
130 :
131 :
132 :
133 :
134 :
135 :
136 :
137 :
138 :
139 :
140 :
141 :
142 :
143 :
144 :
145 :
146 :
147 :
148 :
149 :
150 :
151 :
152 :
153 :
154 :
155 :
156 :
157 :
158 :
159 :
160 :
161 :
162 :
163 :
164 :
165 :
166 :
167 :
168 :
169 :
170 :
171 :
172 :
173 :
174 :
175 :
176 :
177 :
178 :
179 :
180 :
181 //Cálculo de variables del modelo de convertidor.
182 //Cálculo de medición del DC-link.
183 Vcc_calc = static_cast<data_type>(Vdc) * Vdc_dsp_mul;
184 Vcc_calcIGBT = Vcc_calc - VIGBT;
185 Vcc_calcD = Vcc_calc + VD;
186 VccD = Vcc_calcD_k;
187 VccIGBT = Vcc_calcIGBT_k;
188 if (ta==1){
189     Sap_a = (Sap == Vg0)? ((Sap_k == Vg1)? Vg1 : Sap) : Sap;
190     San_a = (San == Vg0)? ((San_k == Vg1)? Vg1 : San) : San;
191 :
192 :
193 :
194 :
195 :
196 :
197 :
198 :
199 :
200 :
201 :
202 :
203 :
204 :
205 :
206 :
207 :
208 :
209 :
210 :
211 :
212 :
213 :
214 :
215 :
216 :
217 :
218 :
219 :
220 :
221 :
222 :
223 :
224 :
225 :
226 :
227 :
228 :
229 :
230 :
231 :
232 :
233 :
234 :
235 :
236 :
237 :
238 :
239 :
240 :
241 :
242 :
243 :
244 :
245 :
246 :
247 :
248 :
249 :
250 :
251 :
252 :
253 :
254 :
255 :
256 :
257 :
258 :
259 :
260 :
261 :
262 :
263 :
264 :
265 :
266 :
267 :
268 :
269 :
270 :
271 :
272 :
273 :
274 :
275 :
276 :
277 :
278 :
279 :
280 :
281 :
282 :
283 :
284 :
285 :
286 :
287 :
288 :
289 :
290 :
291 :
292 :
293 :
294 :
295 :
296 :
297 :
298 :
299 :
300 :
301 :
302 :
303 :
304 :
305 :
306 :
307 :
308 :
309 :
310 :
311 :
312 :
313 :
314 :
315 :
316 :
317 :
318 :
319 :
320 :
321 :
322 :
323 :
324 :
325 :
326 :
327 :
328 :
329 :
330 :
331 :
332 :
333 :
334 :
335 :
336 :
337 :
338 :
339 :
340 :
341 :
342 :
343 :
344 :
345 :
346 :
347 :
348 :
349 :
350 :
351 :
352 :
353 :
354 :
355 :
356 :
357 :
358 :
359 :
360 :
361 :
362 :
363 :
364 :
365 :
366 :
367 :
368 :
369 :
370 :
371 :
372 :
373 :
374 :
375 :
376 :
377 :
378 :
379 :
380 :
381 :
382 :
383 :
384 :
385 :
386 :
387 :
388 :
389 :
390 :
391 :
392 :
393 :
394 :
395 :
396 :
397 :
398 :
399 :
400 :
401 :
402 :
403 :
404 :
405 :
406 :
407 :
408 :
409 :
410 :
411 :
412 :
413 :
414 :
415 :
416 :
417 :
418 :
419 :
420 :
421 :
422 :
423 :
424 :
425 :
426 :
427 :
428 :
429 :
430 :
431 :
432 :
433 :
434 :
435 :
436 :
437 :
438 :
439 :
440 :
441 :
442 :
443 :
444 :
445 :
446 :
447 :
448 :
449 :
450 :
451 :
452 :
453 :
454 :
455 :
456 :
457 :
458 :
459 :
460 :
461 :
462 :
463 :
464 :
465 :
466 :
467 :
468 :
469 :
470 :
471 :
472 :
473 :
474 :
475 :
476 :
477 :
478 :
479 :
480 :
481 :
482 :
483 :
484 :
485 :
486 :
487 :
488 :
489 :
490 :
491 :
492 :
493 :
494 :
495 :
496 :
497 :
498 :
499 :
500 :
501 :
502 :
503 :
504 :
505 :
506 :
507 :
508 :
509 :
510 :
511 :
512 :
513 :
514 :
515 :
516 :
517 :
518 :
519 :
520 :
521 :
522 :
523 :
524 :
525 :
526 :
527 :
528 :
529 :
530 :
531 :
532 :
533 :
534 :
535 :
536 :
537 :
538 :
539 :
540 :
541 :
542 :
543 :
544 :
545 :
546 :
547 :
548 :
549 :
550 :
551 :
552 :
553 :
554 :
555 :
556 :
557 :
558 :
559 :
560 :
561 :
562 :
563 :
564 :
565 :
566 :
567 :
568 :
569 :
570 :
571 :
572 :
573 :
574 :
575 :
576 :
577 :
578 :
579 :
580 :
581 :
582 :
583 :
584 :
585 :
586 :
587 :
588 :
589 :
590 :
591 :
592 :
593 :
594 :
595 :
596 :
597 :
598 :
599 :
600 :
601 :
602 :
603 :
604 :
605 :
606 :
607 :
608 :
609 :
610 :
611 :
612 :
613 :
614 :
615 :
616 :
617 :
618 :
619 :
620 :
621 :
622 :
623 :
624 :
625 :
626 :
627 :
628 :
629 :
630 :
631 :
632 :
633 :
634 :
635 :
636 :
637 :
638 :
639 :
640 :
641 :
642 :
643 :
644 :
645 :
646 :
647 :
648 :
649 :
650 :
651 :
652 :
653 :
654 :
655 :
656 :
657 :
658 :
659 :
660 :
661 :
662 :
663 :
664 :
665 :
666 :
667 :
668 :
669 :
670 :
671 :
672 :
673 :
674 :
675 :
676 :
677 :
678 :
679 :
680 :
681 :
682 :
683 :
684 :
685 :
686 :
687 :
688 :
689 :
690 :
691 :
692 :
693 :
694 :
695 :
696 :
697 :
698 :
699 :
700 :
701 :
702 :
703 :
704 :
705 :
706 :
707 :
708 :
709 :
710 :
711 :
712 :
713 :
714 :
715 :
716 :
717 :
718 :
719 :
720 :
721 :
722 :
723 :
724 :
725 :
726 :
727 :
728 :
729 :
730 :
731 :
732 :
733 :
734 :
735 :
736 :
737 :
738 :
739 :
740 :
741 :
742 :
743 :
744 :
745 :
746 :
747 :
748 :
749 :
750 :
751 :
752 :
753 :
754 :
755 :
756 :
757 :
758 :
759 :
760 :
761 :
762 :
763 :
764 :
765 :
766 :
767 :
768 :
769 :
770 :
771 :
772 :
773 :
774 :
775 :
776 :
777 :
778 :
779 :
780 :
781 :
782 :
783 :
784 :
785 :
786 :
787 :
788 :
789 :
790 :
791 :
792 :
793 :
794 :
795 :
796 :
797 :
798 :
799 :
800 :
801 :
802 :
803 :
804 :
805 :
806 :
807 :
808 :
809 :
810 :
811 :
812 :
813 :
814 :
815 :
816 :
817 :
818 :
819 :
820 :
821 :
822 :
823 :
824 :
825 :
826 :
827 :
828 :
829 :
830 :
831 :
832 :
833 :
834 :
835 :
836 :
837 :
838 :
839 :
840 :
841 :
842 :
843 :
844 :
845 :
846 :
847 :
848 :
849 :
850 :
851 :
852 :
853 :
854 :
855 :
856 :
857 :
858 :
859 :
860 :
861 :
862 :
863 :
864 :
865 :
866 :
867 :
868 :
869 :
870 :
871 :
872 :
873 :
874 :
875 :
876 :
877 :
878 :
879 :
880 :
881 :
882 :
883 :
884 :
885 :
886 :
887 :
888 :
889 :
890 :
891 :
892 :
893 :
894 :
895 :
896 :
897 :
898 :
899 :
900 :
901 :
902 :
903 :
904 :
905 :
906 :
907 :
908 :
909 :
910 :
911 :
912 :
913 :
914 :
915 :
916 :
917 :
918 :
919 :
920 :
921 :
922 :
923 :
924 :
925 :
926 :
927 :
928 :
929 :
930 :
931 :
932 :
933 :
934 :
935 :
936 :
937 :
938 :
939 :
940 :
941 :
942 :
943 :
944 :
945 :
946 :
947 :
948 :
949 :
950 :
951 :
952 :
953 :
954 :
955 :
956 :
957 :
958 :
959 :
960 :
961 :
962 :
963 :
964 :
965 :
966 :
967 :
968 :
969 :
970 :
971 :
972 :
973 :
974 :
975 :
976 :
977 :
978 :
979 :
980 :
981 :
982 :
983 :
984 :
985 :
986 :
987 :
988 :
989 :
990 :
991 :
992 :
993 :
994 :
995 :
996 :
997 :
998 :
999 :
1000 :
```

```

196     if (ta==0){
197         Sap_a = Sap;
198         San_a = San;
199     }
200     v_fa = ((Sap_a == Vg0) & (San_a == Vg0)) ? (ia_k >= 0 ? -VD : VccD) : (
201         Sap_a == Vg1 ? (ia_k >= 0 ? VccIGBT : VccD) : (ia_k > 0 ? -VD : VIGBT));
202     }
203 //Cálculo de variables del modelo de MAS.
204
205     vfbc_suma = v_fb + v_fc; //5
206     vfbc_resta = v_fb - v_fc; //5
207
208 //Corrientes alpha/beta y DQ.
209
210     id_sum1 = alpha_s * ialpha_k + beta_s * iDr_k; //9
211     id_sum2 = wkk1s_k * iQr_k + wkk2s_k * ibeta_k; //9
212     id_mul = nu_s_dos_tres * v_fa - nu_s_uno_tres * vfbc_suma; //14
213     id_suma = id_sum1 + id_sum2; //14
214     ialpha = id_suma + id_mul; //19
215
216 //Torque electromagnético.
217
218     Te_mod = Te_ibeta_k * iDr_k - Te_iQr_k * ialpha_k; //9
219
220     Te_iq_sum1 = alpha_s_lm * ibeta_k + beta_s_lm * iQr_k; //9
221     Te_iq_sum2 = Te_wkk1s_k * iDr_k + Te_wkk2s_k * ialpha_k; //9
222     Te_iq_mul = nu_s_raiz3_3_lm * vfbc_resta; //9
223     Te_iq_suma = Te_iq_sum1 - Te_iq_sum2; //14
224     Te_ibeta = Te_iq_suma + Te_iq_mul; //19
225
226 //Torque carga.
227
228     w_k2 = w_k * w_k;
229     tc_prop_sum = k2 * w_k + T_roce;
230     Tc_prop = k1 * w_k2 + tc_prop_sum;
231     Tc_propio = (w_k > 0)? (Tc_prop) : ((w_k == 0) ? 0 : -Tc_prop);
232
233     w_mod_suma = -KB1 * Tc_pu + w_k; //9
234     w_mod = KB1 * Te_mod + w_mod_suma; //18
235
236     w_sum1 = -KB1_gamma_s * Tc_pu + gamma_s * w_k; //9
237     w_sum2 = -KB1_eps_s * Tc_pu + eps_s * w_k; //9
238     w_sum3 = -KB1_gamma_r * Tc_pu + gamma_r * w_k; //9
239     w_sum4 = -KB1_eps_r * Tc_pu + eps_r * w_k; //9
240
241     wkk1s = KB1_gamma_s * Te_mod + w_sum1; //18
242     wkk2s = KB1_eps_s * Te_mod + w_sum2; //18

```

```

279 | wkk1r = KB1_gamma_r * Te_mod + w_sum3; //18
280 | wkk2r = KB1_eps_r * Te_mod + w_sum4; //18
281 | :
283 | Te_w_sum1 = -KB1_gamma_s_lm * Tc_pu + gamma_s_lm * w_k; //9
284 | Te_w_sum2 = -KB1_eps_s_lm * Tc_pu + eps_s_lm * w_k; //9
285 | Te_w_sum3 = -KB1_gamma_r_lm * Tc_pu + gamma_r_lm * w_k; //9
286 | Te_w_sum4 = -KB1_eps_r_lm * Tc_pu + eps_r_lm * w_k; //9
287 |
288 | Te_wkk1s = KB1_gamma_s_lm * Te_mod + Te_w_sum1; //18
289 | Te_wkk2s = KB1_eps_s_lm * Te_mod + Te_w_sum2; //18
290 | :
293 | // Salida de corrientes de fase.
294 |
295 | id_kk = uno_dos * ialpha_k; //4
296 | iq_kk = raiz3_2 * ibeta_k; //4
297 | ia_mod = ialpha_k; //4
298 | ib_mod = -id_kk + iq_kk; //9
299 | ic_mod = -id_kk - iq_kk; //9
300 | ia_dsp_suma = (static_cast<data_type_cal_i_suma>(ia_mod) + i_dsp_suma);
301 | ib_dsp_suma = (static_cast<data_type_cal_i_suma>(ib_mod) + i_dsp_suma);
302 | ic_dsp_suma = (static_cast<data_type_cal_i_suma>(ic_mod) + i_dsp_suma);
303 | ia_dsp_mul = (static_cast<data_type_cal_i_mul>(ia_dsp_suma) * i_dsp_mul);
304 | ib_dsp_mul = (static_cast<data_type_cal_i_mul>(ib_dsp_suma) * i_dsp_mul);
305 | ic_dsp_mul = (static_cast<data_type_cal_i_mul>(ic_dsp_suma) * i_dsp_mul);
306 | ia = static_cast<data_type_out>(ia_dsp_mul);
307 | ib = static_cast<data_type_out>(ib_dsp_mul);
308 | ic = static_cast<data_type_out>(ic_dsp_mul);
309 | :
324 | //Actualización de las variables estáticas.
325 | ialpha_k = ialpha;
326 | ibeta_k = ibeta;
327 | iQr_k = iQr;
328 | iDr_k = iDr;
329 | Tc_k = Tc_mod;
330 | w_k = w_mod;
331 |
332 | wkk1s_k = wkk1s; //alpha_s * w_k
333 | wkk2s_k = wkk2s; // ep_s * w_k
334 | wkk1r_k = wkk1r; //alpha_r * w_k
335 | wkk2r_k = wkk2r; // eps_r * w_k
336 |
337 | Te_wkk1s_k = Te_wkk1s; //alpha_s * w_k * lm
338 | Te_wkk2s_k = Te_wkk2s; // ep_s * w_k * lm
339 | Te_wkk1r_k = Te_wkk1r; //alpha_r * w_k * lm

```

```

340     Te_wkk2r_k = Te_wkk2r;           //  eps_r * w_k * lm
341
342     Te_ibeta_k = Te_ibeta;           //lm * ibeta
343     Te_iQr_k   = Te_iQr;             //lm * iQr
344
345     ia_k = ia_mod;
346     ib_k = ib_mod;
347     ic_k = ic_mod;
348
349     Sap_k = Sap;
350     San_k = San;
351     Sbp_k = Sbp;
352     Sbn_k = Sbn;
353     Scp_k = Scp;
354     Scn_k = Scn;
355 }

```

Código B.1: Código Vitis Modelo_mas_conv.cpp.

```

1 #pragma once
2 #include <ap_int.h>
3 #include <ap_fixed.h>
4 #include <cmath>
5
6 #define data_type_in_vgx bool
7 #define data_type_dsp ap_uint<14>
8 #define data_type_in_Tc data_type_dsp
9 #define data_type_out data_type_dsp
10 #define data_type_in data_type_dsp
11 #define data_type double
12
13 //Se compara con Vgx = 0 porque los pulsos de disparo entran con lógica
    negativa.
14 const data_type_in_vgx      Vg1          = 0.0;
15 const data_type_in_vgx      Vg0          = 1.0;
16 const data_type_cal_i_suma    i_dsp_suma    = 2.0;
17 const data_type_cal_i_mul     i_dsp_mul     = 4096.0;
18 :
61 const data_type lm           = 2.540913037721243217248456858214922249317;
62 const data_type k1           = 0.01069075508909557783998600655195332365111;
63 const data_type k2           = 0.04276302035638231135994402620781329460442;
64 const data_type T_roce       = 0.07430526404633244763608956873213173821568;
65 :
79 //Las constantes de abajo dependen de h.
80 const data_type alpha_s      = 0.9999847779358178589959038617962505668402;
81 const data_type alpha_r      = 0.999987796939542095131514543027151376009;
82 :
120 const data_type KB1_eps_r_lm =
    -0.0000000006061337298109778817493370084315638252059;

```

Código B.2: Código Vitis Modelo_mas_conv.h.

C Resultados experimentales

La Fig. C.1 muestra la diferencia en magnitud de corriente entre la máquina real y el modelo de máquina en respuesta a un cambio de referencia de velocidad de 0 Hz a 50 Hz. Este cambio se lleva a cabo con una frecuencia de conmutación de 2500 Hz y sin considerar el tiempo de apagado en los IGBT. En este caso, se observa que las diferencias alcanzan aproximadamente los 2 A durante el transitorio, lo que representa una diferencia mayor que cuando se considera el tiempo de apagado de los IGBT.

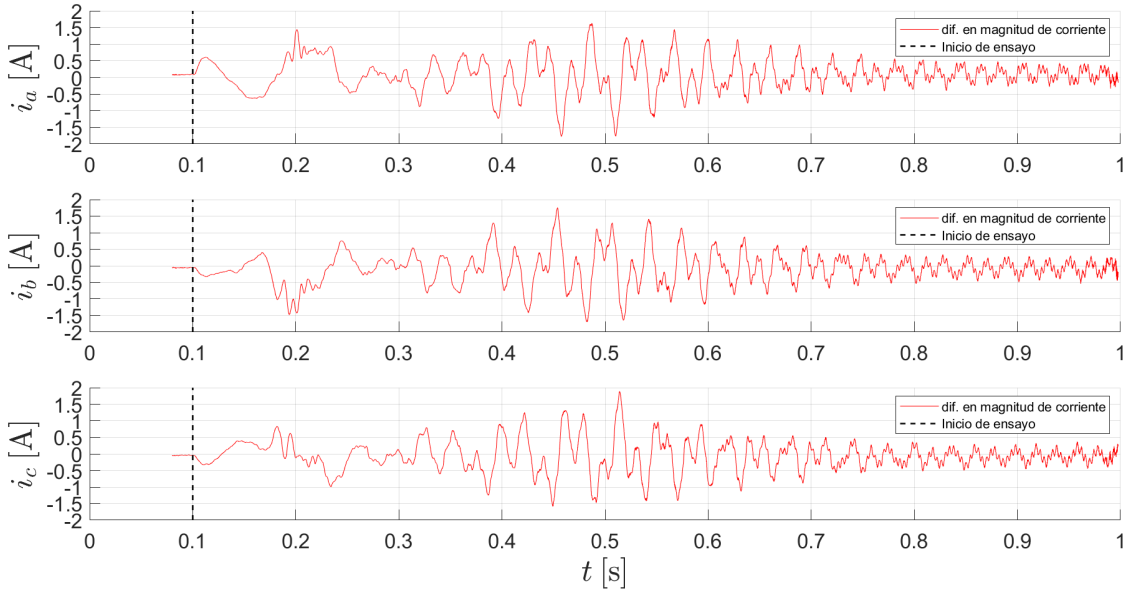


Figura C.1: Diferencia en magnitud de corriente de la máquina real y el modelo de máquina con cambio de referencia de velocidad de 0 Hz a 50 Hz y frecuencia de conmutación de 2500 Hz sin considerar tiempo de apagado en los IGBT.

Referencias

- [1] J. Müller. Apuntes para la asignatura Conversión Electromecánica de Energía. 2004.
- [2] J. Müller. Apuntes para la asignatura Máquinas Eléctricas I. 2006.
- [3] A. Mora. Fundamento Teórico de la Máquina de Inducción. 2021.
- [4] P. Lezana. Manejo de la Plataforma Digital DSP+FPGA para el control de Accionamientos. Departamento de Electricidad Universidad Técnica Federico Santa María, Valparaiso, Chile, 2020.
- [5] Xilinx, Inc. Vitis HLS 2022 User Guide. 2022.
- [6] Xilinx, Inc. Vivado Design Suite 2022.1 User Guide. 2022.