



**CONTROL PREDICTIVO DE UNA MÁQUINA DE
INDUCCIÓN ALIMENTADA POR UN INVERSOR
FUENTE DE VOLTAJE**

**Memoria para optar al título de
Ingeniero Civil Mecatrónico**

Profesor Guía: Prof. Dr. Marco Rivera

Comité Evaluador: Prof. Dr. Carlos Baier
Prof. Dr. Carlos Restrepo

CONSTANCIA

La Dirección del Sistema de Bibliotecas a través de su encargado Biblioteca Campus Curicó certifica que el autor del siguiente trabajo de titulación ha firmado su autorización para la reproducción en forma total o parcial e ilimitada del mismo.



Two circular official stamps and handwritten signatures. The left stamp is from the 'DIRECCIÓN SISTEMA DE BIBLIOTECAS UNIVERSIDAD DE TALCA' and the right stamp is from the 'SISTEMA DE BIBLIOTECAS CAMPUS CURICO'.

Curicó, 2022

**CONTROL PREDICTIVO DE UNA
MÁQUINA DE INDUCCIÓN
ALIMENTADA POR UN INVERSOR
FUENTE DE VOLTAJE**

Consuelo Carolina Rodríguez Aliaga

Curicó - Chile

Agradecimientos

Agradezco a todas las personas que de una u otra forma estuvieron presentes en esta etapa de formación como profesional y que me brindaron su apoyo durante todos estos años:

- A mis Padres y Hermana, por ser mi pilar fundamental en este proceso, especialmente a mi madre por su trabajo, sacrificio y por darme la oportunidad de formarme como profesional.
- A mi pololo Francisco Riquelme, por acompañarme todos estos años, por su paciencia y por ayudarme en los momentos más difíciles .
- A mi profesor guía Marco Rivera por ser una guía fundamental para el desarrollo de este proyecto.
- A José Riveros y Sebastián Rojas por su ayuda en mi trabajo presencial en el LCEEP.
- A mis compañeros de laboratorio por su compañía, buena disposición y constante ayuda.
- Al proyecto Fondecyt Regular 1191028 y SERC Chile

Índice

1. Introducción General	2
1.1. Introducción	2
1.2. Objetivos	5
1.2.1. Objetivo General	5
1.2.2. Objetivos Específicos	5
1.3. Alcances del Proyecto	6
1.4. Metodología	6
1.5. Revisión Bibliográfica	8
2. Inversor Fuente de Voltaje	12
2.1. Topología del Inversor Fuente de Voltaje	12
2.2. Estados Válidos de Conmutación del Inversor Fuente de Voltaje	13
2.3. Modelo Matemático del Inversor Fuente de Voltaje con Carga Resistiva	14
3. Máquina de Inducción	16
3.1. Transformación del Eje de Referencia y Análisis de Estado Transiente .	16
3.2. Modelo Matemático	18
4. Control Predictivo en un VSI	20
4.1. Principios del Control Predictivo en Convertidores de Potencia	20
4.2. Control Predictivo de Corriente Clásico	20
4.2.1. Esquema de Control para el VSI	21
4.2.2. Modelo de Predicción	21
4.2.3. Función de Costos (g)	23
4.2.4. Resultados	24
5. Control Predictivo de Corriente de una Máquina de Inducción Ali-	
mentada por un VSI Utilizando Control por Campo Orientado	30
5.1. Esquema de Control	30
5.2. Principio de Funcionamiento	31
5.3. Ecuación de Predicción	32

5.4. Función de Costo	34
5.5. Resultados de Simulación	36
5.5.1. Estado Estacionario	39
5.5.2. Estado Transiente	42
6. Control Predictivo de Torque de una Máquina de Inducción Alimen-	
tada por un VSI	43
6.1. Esquema de Control	43
6.2. Ecuación de Predicción	44
6.3. Función de Costo	46
6.4. Resultados de Simulación	47
6.4.1. Estado Estacionario	49
6.4.2. Estado Transiente	51
7. Control Predictivo de Torque Operando a Frecuencia Fija de Conmu-	
tación de una Máquina de Inducción Alimentada por un VSI	52
7.1. Esquema de Control para el VSI	52
7.2. Ecuación de Predicción	52
7.3. Función de Costo	54
7.4. Resultados de Simulación	58
7.4.1. Estado Estacionario	60
7.4.2. Estado Transiente	62
8. Comparación de Resultados	63
8.1. Control de Velocidad	63
8.2. Control de Torque	64
8.3. Estado Estacionario	65
8.4. Estado Transiente	67
8.5. Distorsión Armónica THD	69
9. Implementación Experimental	74
9.1. Introducción	74
9.2. Construcción y Armado del Convertidor	74
9.3. Medición y Acondicionamiento de Señales	75

9.3.1. Sensor de Voltaje	75
9.3.2. Sensor de Corriente	77
9.3.3. Sensor de Posición Encoder Incremental	78
9.3.4. Simulación	79
9.3.5. Circuito de Disparo	86
9.3.6. Circuito para Switch de Conmutación IGBT	87
10. Conclusiones	88
10.1. Trabajos Futuros	91
11. Anexos	92
11.1. Ecuación THD	92
11.2. Simulación PCC con FOC	93
11.3. Simulación PTC	95
11.4. Simulación FPTC	96
11.5. Esquemático Circuito Acondicionador	97
11.6. Motor Inducción	98
11.7. Algoritmo Control Predictivo de Torque en DSP	99

Índice de Figuras

1.	Topología del inversor fuente de voltaje con carga $R-L$	12
2.	Corrientes expresadas en un marco de referencia de tres ejes.	16
3.	Corrientes expresadas en un marco de referencia estacionario $\alpha \beta$	16
4.	Corrientes expresadas en un marco de referencia rotatorio $d - q$	17
5.	Esquema de control para control predictivo de corriente clásico.	21
6.	Resultado de simulación de control predictivo de corriente con una frecuencia de 50 [Hz] y 1 [A].	24
7.	Comportamiento de voltaje de fase v_{an} para control predictivo de corriente con carga $R - L$ con frecuencia de 50 [Hz] y 1 [A].	25
8.	Resultado de simulación de control predictivo de corriente con una frecuencia de 50 [Hz] y 0.5 [A].	25
9.	Comportamiento de voltaje de fase v_{an} para control predictivo de corriente con carga $R - L$ con frecuencia de 50 [Hz] y 0.5 [A].	25
10.	Resultado de simulación de control predictivo de corriente con una frecuencia de 50 [Hz] y cambio de referencia de 0.5 [A] a 1 [A].	26
11.	Resultado de simulación de control predictivo de corriente con una frecuencia de 50 [Hz] y cambio de referencia de 0.5 [A] a 1 [A].	26
12.	Voltaje en enlace DC para el control predictivo de corriente con carga $R - L$	26
13.	Espectro de armónicos de corriente de fase (i_a), para el control predictivo de corriente, con una referencia de 50[Hz] y 0.5[A].	27
14.	Espectro de armónicos de corriente de fase (i_a), para el control predictivo de corriente, con una referencia de 50[Hz] y 1[A].	28
15.	Espectro de armónicos de voltaje de fase (v_{an}), para el control predictivo de corriente, con una referencia de 50[Hz] y 0.5[A].	28
16.	Espectro de armónicos de voltaje de fase (v_{an}), para el control predictivo de corriente, con una referencia de 50[Hz] y 1[A].	29
17.	Esquema de control predictivo de corriente utilizando FOC para la máquina de inducción alimentado por un VSI.	30
18.	Resultados de simulación de Control PCC de la máquina utilizando FOC.	37
19.	Comportamiento de velocidad aplicando PCC a la máquina utilizando FOC.	38
20.	Comportamiento de torque aplicando PCC a la máquina utilizando FOC.	38

21.	Medición ángulo de rotor aplicando PCC a la máquina utilizando FOC.	39
22.	Comportamiento de corriente aplicando PCC a la máquina utilizando FOC.	39
23.	Comportamiento de corriente aplicando PCC a la máquina utilizando FOC.	40
24.	Comportamiento de voltaje de fase v_{an} aplicando control PCC a la máquina utilizando FOC.	40
25.	Voltaje en enlace DC aplicando control PCC a la máquina utilizando FOC.	40
26.	Espectro de armónicos de corriente de fase i_a , para 3 ciclos de la fundamental.	41
27.	Espectro de armónicos de voltaje de salida v_{an} , para 3 ciclos de la fundamental.	42
28.	Comportamiento de corriente en estado transiente aplicando Control PCC a la máquina utilizando FOC.	42
29.	Esquema de control para control predictivo de torque.	43
30.	Resultados de simulación de control predictivo de torque.	47
31.	Comportamiento de velocidad aplicando control predictivo de torque.	48
32.	Comportamiento de Torque aplicando control predictivo de torque.	48
33.	Resultados de simulación de control de flujo en PTC.	49
34.	Comportamiento de corriente en estado estacionario aplicando control predictivo de torque a la máquina.	49
35.	Resultados de simulación voltaje v_{an}	49
36.	Resultados de simulación voltaje en enlace v_{DC}	50
37.	Espectro de armónicos de corriente de fase i_a , para 3 ciclos de la fundamental.	50
38.	Espectro de armónicos de voltaje de salida v_{an} , para 3 ciclos de la fundamental.	51
39.	Resultados de simulación voltaje v_{aN}	51
40.	Esquema de control predictivo a frecuencia fija para un motor de inducción.	52
41.	Representación vectorial para voltajes del convertidor.	54
42.	Patrón de conmutación para control predictivo a frecuencia fija.	57
43.	Resultados de simulación de control predictivo a frecuencia fija aplicado al VSI.	58
44.	Resultados de simulación de control de velocidad a frecuencia fija.	59
45.	Resultados de simulación de control de torque a frecuencia fija.	59
46.	Resultados de simulación de control de flujo a frecuencia fija.	60
47.	Resultados de simulación, corrientes de fase en estado estacionario.	60
48.	Resultados de simulación voltaje de fase v_{an}	60
49.	Resultados de simulación voltaje en enlace DC	61

50.	Espectro de armónicos de corriente de fase i_a , para 3 ciclos de la fundamental.	61
51.	Espectro de Armónicos de voltaje de salida v_{an} , para 3 ciclos de la fundamental.	62
52.	Resultados de simulación, corrientes de fase en estado estacionario.	62
53.	Respuesta a escalón de velocidad para control predictivo de corriente utilizando FOC.	63
54.	Respuesta a escalón de velocidad para control predictivo de torque.	63
55.	Respuesta a escalón de velocidad para control predictivo a frecuencia fija.	64
56.	Respuesta a escalón de torque para control predictivo de corriente utilizando FOC.	64
57.	Respuesta a escalón de torque para control predictivo de torque.	65
58.	Respuesta a escalón de torque para control predictivo a frecuencia fija.	65
59.	Control predictivo de corriente utilizando FOC, estado estacionario.	66
60.	Control predictivo de torque, estado estacionario.	66
61.	Control predictivo de torque a frecuencia fija, estado estacionario.	67
62.	Control predictivo de corriente utilizando FOC, estado transiente.	68
63.	Control predictivo de torque, estado transiente.	68
64.	Control predictivo de torque a frecuencia fija, estado transiente.	69
65.	Espectro de armónicos de voltaje v_{an} y corriente i_o , para 3 ciclos de la fundamental, con $T_s = 20[\mu s]$ para PCC	70
66.	Espectro de armónicos de voltaje v_{an} y corriente i_o , para 3 ciclos de la fundamental, con $T_s = 80[\mu s]$ para PCC	70
67.	Espectro de armónicos de voltaje v_{an} y corriente i_o , para 3 ciclos de la fundamental, con $T_s = 20 [\mu s]$ para PTC	71
68.	Espectro de armónicos de voltaje v_{an} y corriente i_o , para 3 ciclos de la fundamental, con $T_s = 80 [\mu s]$ para PTC	71
69.	Espectro de armónicos de voltaje v_{an} y corriente i_o , para 3 ciclos de la fundamental, con $T_s = 20 [\mu s]$ para FPTC	71
70.	Espectro de armónicos de voltaje v_{an} y corriente i_o , para 3 ciclos de la fundamental, con $T_s = 80 [\mu s]$ para FPTC	72
71.	Sensores de voltaje y corriente impresos	74
72.	Sensores de voltaje y corriente impresos	75
73.	Sensores de voltaje línea a	76
74.	Sensores de voltaje línea b	76
75.	Sensores de voltaje línea c	76

76.	Sensores de corriente línea a	77
77.	Sensores de corriente línea b	77
78.	Sensores de corriente línea c	78
79.	Disco encoder óptico	79
80.	Simulación circuito encoder.	79
81.	Primera parte simulación circuito encoder.	80
82.	Señales simulación circuito encoder.	80
83.	Circuito Schmitt Trigger.	81
84.	Resultados de señal de encoder acondicionada entre 0 y 3.3 [v].	82
85.	Prototipo 3D de placa.	82
86.	Placa final impresa.	83
87.	Seguidor de voltaje para nueva tarjeta acondicionadora.	84
88.	Señal A de encoder acondicionada.	85
89.	Señal B de encoder acondicionada.	85
90.	Placa tarjeta de disparo.	86
91.	Circuito IGBT utilizado para VSI.	87
92.	Simulación PCC etapa de control FOC en Simulink.	93
93.	Simulación control PCC etapa de predicción de corriente en Simulink.	94
94.	Simulación PCC etapa de control FOC en Simulink.	95
95.	Simulación control FPTC en Simulink.	96
96.	Diseño placa PCB Altium.	97
97.	Motor de inducción con encoder.	98
98.	Motor de inducción con encoder.	98

Índice de Tablas

1.	Estados válidos de conmutación para el inversor fuente de voltaje.	13
2.	Parámetros de simulación de control predictivo de corriente de una máquina de inducción alimentada por un VSI utilizando FOC.	36
3.	Distorsión armónica total de i_o y v_{an} para PCC, PTC y FPTC.	69
4.	Distorsión armónica total de i_o y v_{an} para PCC, PTC y FPTC.	72

Nomenclatura

i_a, i_b, i_c	Corrientes de salida del convertidor.
v_{an}, v_{bn}, v_{cn}	Voltajes de fase.
v_{ab}, v_{bc}, v_{ac}	Voltajes entre líneas.
S_a, S_b, S_c	Señales de conmutación.
T_m	Tiempo muerto.
v_n	Voltaje de salida del convertidor.
L	Inductancia de carga.
R	Resistencia de carga.
T_s	Tiempo de muestreo.
v_{dc}	Voltaje en el enlace DC.
i^p	Corriente predicha.
i_k	Corriente medida.
i^*	Corriente de referencia.
v_R	Voltaje en la resistencia.
v_L	Voltaje en el inductor.
g	Función de costo.
i_α, i_β	Corrientes en coordenadas α y β .
i_d, i_q	Corrientes en coordenadas d y q .
ψ_s, ψ_r	Flujo de estator y rotor.
ψ_s^*, ψ_r^*	Flujo de referencia estator y rotor.
T_{ref}	Torque de referencia.
T_e^p	Predicción de torque.
v_n^{opt}	Vectores óptimos.
ω_{ref}	velocidad de referencia.
ω_{mec}	velocidad medida.
d_0, d_1, d_2	Ciclos de trabajo para aplicación de vectores óptimos.
T_0, T_1, T_2	Tiempos de aplicación para vectores óptimos.

Abreviaciones

VSI	Inversor Fuente de Voltaje (Voltage Source Inverter).
DSP	Procesador Digital de Señales (Digital Signal Processor).
LCEEP	Laboratorio de Conversión de Energías y Electrónica de Potencia.
IGBT	Transistor Bipolar de Compuerta Aislada (Insulated-Gate Bipolar Transistor).
PI	Controlador Proporcional Integral (Proportional Integral Controller).
FPGA	Arreglo de Compuertas Lógicas Programables (Field Programmable Gate Array).
AC	Corriente Alterna (Alternate Current).
DC	Corriente Continua (Direct Current).
IEEE	Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos (Institute of Electrical and Electronics Engineers).
MPC	Control Predictivo Basado en Modelos (Model Predictive Control).
FOC	Control por Campo Orientado.
PCC	Control Predictivo de Corriente.
PTC	Control Predictivo de Torque.
FPTC	Control Predictivo de Torque con Frecuencia Fija.
THD	Distorsión Armónica Total (Total Armonic Distortion).
ADC	Conversor Análogo a Digital (Analog to Digital Converter).

1. Introducción General

1.1. Introducción

Desde hace algunas décadas el mundo está viviendo una verdadera revolución eléctrica, es por esto que cada vez se busca generar nuevas tecnologías de mayor eficiencia y rentabilidad. Dada esta necesidad los convertidores de potencia juegan un rol fundamental en este proceso, ya que son equipos robustos, eficientes y confiables, que permiten realizar un manejo efectivo de la energía eléctrica [1]. Hoy en día los convertidores de potencia son ampliamente utilizados en el área de electrónica de potencia, fuentes de energías renovables y principalmente a nivel industrial para el control de sistemas que requieren una máquina de inducción como: cintas transportadoras, bombas, elevadores, vehículos eléctricos e innumerables tecnologías que requieren un control de velocidad y posición para un óptimo funcionamiento [2].

Chile desde el año 2015 cuenta con una política energética denominada Energía 2050, que se basa en cuatro pilares: Seguridad y Calidad de Suministro, Energía como Motor de Desarrollo, Compatibilidad con el Medio Ambiente y Eficiencia y Educación Energética, a partir de los cuales se plantean diversas metas y propósitos energéticos para Chile al año 2050 [3]. Una de las metas que se plantea es que al año 2050 los vehículos eléctricos particulares en Chile abarquen el 40 % y transporte público un 100 % a nivel nacional. El transporte es un sector intensivo en el uso de energía, representando el 35 % del consumo final de energía según el Balance Nacional de Energía 2019, por lo que las acciones que se puedan realizar en este ámbito tienen gran impacto en el consumo energético del país [4].

Ya que el medio de transporte más utilizado tanto público como privado a nivel mundial son los vehículos motorizados, es que los vehículos eléctricos podrían ser fundamentales para contribuir en la reducción de emisiones y consumo de energía, por lo que requieren una gran cantidad de características, las cuales son alta densidad de potencia, alta eficiencia, alto torque de arranque, operación de potencia constante a alta velocidad, robustez y bajo requerimiento en mantenimiento [5]. Dado estos requerimientos, es que varios tipos de motores de corriente alterna han sido utilizados en

electromovilidad utilizando para su control tecnologías de Inversores Fuente de Voltaje con diversas estrategias de control que hasta el día de hoy buscan ser mejoradas.

Pese a la gran cantidad de técnicas de control para estas máquinas de inducción alimentadas por convertidores de potencia, se presentan frecuentemente fallas asociadas al convertidor, las cuales podrían ser detectadas con anticipación y así prevenir la detención del proceso.

Una estrategia de control avanzada que desde hace algunos años se ha utilizado exitosamente a nivel industrial es el control predictivo basado en modelos (MPC), el cual consiste principalmente en utilizar el modelo matemático del inversor para predecir el comportamiento futuro de las variables para cada estado de conmutación del VSI. Para llevar a cabo la selección del estado de conmutación correcto que se aplicará, es necesario utilizar una función de costo que será la encargada de evaluar los posibles estados de conmutación del VSI, seleccionando el estado que minimiza la función de costo, es decir, se seleccionará el estado que produzca el menor error posible entre la referencia y la predicción [5,6] .

La técnica de control predictivo clásica tiene una rápida respuesta dinámica, algoritmos de fácil implementación, además de incluir sistemas no lineales como motores de inducción, presenta una compensación robusta de retardo de tiempo, entre otros [7]. Pese a las múltiples ventajas del control predictivo, existen algunas desventajas, ya que al trabajar con una frecuencia de conmutación variable se produce un espectro armónico más distribuido, lo que disminuye el rendimiento del sistema en términos de calidad de potencia [8] .

Es por esto que en esta memoria, se realiza la comparación de 3 técnicas de control predictivo, en donde 2 de ellas operan con una frecuencia variable, las cuales son el control predictivo de corriente (PCC) utilizando control por campo orientado (FOC), control predictivo de torque (PTC), mientras que la tercera estrategia que se propone una estrategia de control predictivo operando a frecuencia fija de conmutación de una máquina de inducción alimentada por un VSI (FPTC).

El control predictivo operado a frecuencia fija, se propone debido a que permite reducir el ruido y mejorar la eficiencia del convertidor, lo cual la hace aun más atractiva para el control de máquinas de inducción o para implementar en diversas áreas de la electrónica de potencia enfocadas principalmente en energías renovables.

1.2. Objetivos

1.2.1. Objetivo General

Estudiar el comportamiento de una máquina de inducción alimentada por un inversor fuente de voltaje operando con diferentes técnicas de control predictivo.

1.2.2. Objetivos Específicos

Los objetivos específicos que abordará esta memoria se describen a continuación:

1. Proponer y desarrollar diferentes técnicas de control predictivo para el control de una máquina de inducción alimentada por un VSI, tales como:
 - Control Predictivo de Corriente de una Máquina de Inducción Alimentada por un VSI Utilizando Control por Campo Orientado.
 - Control Predictivo de Torque de una Máquina de Inducción Alimentada por un VSI.
 - Control Predictivo de Torque Operando a Frecuencia Fija de Conmutación de una Máquina de Inducción Alimentada por un VSI.
2. Desarrollar un estudio teórico del modelo de una máquina de inducción.
3. Implementación de las técnicas desarrolladas en simulación.

1.3. Alcances del Proyecto

Los alcances que abordará esta memoria se describen a continuación:

1. El trabajo y resultados de esta memoria serán enfocados netamente en trabajo por simulación de las tres técnicas de control propuestas.
2. Llevar a cabo una investigación teórica para posteriormente poder desarrollar las técnicas de control predictivo propuestas.
3. Se incluirán avances de trabajo experimental realizado en el LCEEP.

1.4. Metodología

■ Estudio y análisis teórico.

Para comenzar el proyecto, se realiza la búsqueda de información acerca del funcionamiento del inversor fuente de voltaje, principalmente dirigido a comprender su topología, modelo matemático, modulación y control. Además se hará una revisión bibliográfica de técnicas de control predictivo aplicadas al control de una máquina de inducción, considerando principalmente sus ventajas y desventajas. Se incluirá, además, un análisis de las aplicaciones de estos sistemas. Todo este estudio y búsqueda será mediante libros y la librería digital del Instituto de Ingeniería Eléctrica y Electrónica IEEE sobre estrategias de control de máquinas de inducción alimentadas por un VSI.

■ Propuesta, análisis y validación por simulaciones.

Se proponen 3 técnicas de control de corriente y torque utilizando control predictivo. Para comprender el comportamiento de los sistemas a implementar, se desarrollarán las simulaciones de las estrategias de control predictivo para el control de la máquina de inducción utilizando Matlab y Simulink. Mediante estas simulaciones se realizarán diversas pruebas para verificar y validar el correcto funcionamiento de los controles.

- **Diseño y montaje de tarjetas electrónicas.**

En los trabajos experimentales que se alcanzaron a realizar antes de comenzar a implementar el control de torque del motor, fue necesario realizar la puesta en marcha del encoder incremental, el cual es el sensor encargado de medir la velocidad del motor. Primero que todo, se realizó el diseño, para posteriormente armar y poner en marcha el acondicionador de señales para adaptarlo a la DSP 28335. Además de esto se realizó montaje y puesta en marcha de tarjetas acondicionadoras de sensores de voltaje y corriente.

- **Pruebas de funcionamiento tarjetas electrónicas.**

Para que el sistema funcione correctamente, es necesario realizar diversas pruebas sectorizadas, en donde cada componente que integra el sistema debe funcionar con los requisitos mínimos planteados con anterioridad.

- **Familiarización con tarjeta DSP.**

Otro de los aspectos claves para poner en marcha el sistema de accionamiento eléctrico es conocer la programación de la DSP 28335 ya que a través de esta será implementado el control del sistema.

1.5. Revisión Bibliográfica

El estudio de nuevas técnicas de control para el Inversor Fuente de Voltaje (VSI) ha ido creciendo con el paso del tiempo debido a la versatilidad, eficiencia y gran variedad de aplicaciones en las que se puede implementar un VSI. El inversor fuente de voltaje es una de las topologías más difundidas a lo largo del tiempo, ya que presenta una estructura y principio operativo que puede extenderse fácilmente a otras topologías de convertidores [9]. El VSI puede ser controlado por voltaje o corriente, siendo el control de corriente el más utilizado debido a su capacidad de seguimiento instantáneo de la corriente y su simplicidad en la implementación [10].

Hoy en día los inversores son ampliamente utilizados en las industrias, principalmente para el control de motores. Gran parte de las aplicaciones industriales tales como cintas transportadoras, bombas, elevadores, vehículos eléctricos, etc. requieren un control de velocidad y posición para un óptimo funcionamiento [11], es por esto que cada vez se busca implementar mejores técnicas de control para el control de máquinas de inducción (IM), ya que son sistemas robustos, simples y económicos [12, 13] .

Actualmente una de las técnicas de control más populares y de fácil implementación para el VSI en el accionamiento de una máquina de inducción es el control de corriente por histéresis debido a que presenta una rápida respuesta dinámica, baja perturbación ante el cambio de parámetros de la carga y presenta una capacidad máxima de limitación de corriente [14] . Pese a las ventajas que presenta esta estrategia de control, el control por histéresis presenta una variación en la frecuencia de conmutación, generando mayor ruido en las variables controladas, además de generar una mayor distorsión en el espectro armónico, es por esto que se han desarrollado nuevas estrategias para mejorar estos inconvenientes [15].

Otra de las estrategias de control más aplicada en el control de máquinas de inducción a nivel industrial es el control por campo orientado (FOC). Esta técnica de control fue propuesta alrededor del año 1972 [16] y tiene como ventaja que proporciona una capacidad de torque total a baja velocidad, presenta un mejor rendimiento dinámico en comparación a otras estrategias, tiene un control preciso de velocidad y torque, además

de presentar una mayor eficiencia y amplio rango de control de velocidad, es de bajo costo y de bajo mantenimiento [17]. El control por campo orientado busca tener un desempeño similar a un motor de corriente continua, por lo que para llevar a cabo su objetivo, trabaja en coordenadas rotatorias $d - q$ con el fin de controlar la velocidad y torque del motor AC de manera independiente, además el control FOC, puede ser empleado utilizando un inversor controlado por corriente o por voltaje con modulación de ancho de pulso en tiempo real [18].

Junto al control FOC, el control directo de torque DTC propuesto en el año 1986 [19], es una de las estrategias de control más implementadas en las industrias. Este control buscaba reemplazar el control de corriente mediante controladores PI utilizados en FOC por comparadores por histéresis y una tabla de conmutación para la selección de vectores de voltaje, además de no requerir una transformación de coordenadas [20]. Pese a que el control DTC presenta ciertas ventajas ante el control FOC, tiene como principal desventaja que al utilizar el método de comparador por histéresis genera un mayor ruido en el torque y flujo, además de ondulaciones en las corrientes de salida [21]. En [22, 23] se proponen diversas técnicas para mejorar los principales problemas de ondulación de DTC, obteniendo mejoras en cuanto a ondulación en las salidas de torque y flujo para la máquina de inducción.

Pese a la gran cantidad de técnicas de control para máquinas de inducción alimentadas por un VSI, en los procesos industriales se presentan frecuentemente fallas asociadas al inversor, las cuales podrían ser detectadas con anticipación y así prevenir la detención del proceso. Dada la necesidad de poder predecir posibles fallas en el sistema, es que nace la estrategia de control predictivo basado en modelos (MPC). Este control consiste en utilizar el modelo matemático del inversor para predecir el comportamiento futuro del estado a aplicar, en esta estrategia de control siempre será aplicado el estado del inversor que genere el error con menor valor. [24].

Hoy en día el MPC es una de las técnicas de control más estudiadas, ya que es una de las técnicas que puede ser implementada en el control de dispositivos electrónicos de potencia [25]. Es un control que presenta una respuesta dinámica rápida, al trabajar con un modelo de predicción presenta una mayor precisión en la variable a controlar, puede ser utilizado para controlar corriente, velocidad, torque o flujo de una máquina de inducción, entre otras [26].

Dentro de las estrategias de control MPC, las más utilizadas actualmente son el control predictivo de corriente (PCC) y el control predictivo de torque (PTC). Ambas estrategias de control fueron propuestas alrededor del año 2007 [27, 28], las cuales han ido tomando fuerza con el paso de los años. Tanto el PCC y PTC, trabajan en base a una función de costo para evaluar el estado del VSI que produzca el menor error posible. Para el PCC se evalúa el error entre la corriente de referencia y la corriente predicha, mientras que para el PTC se evaluará el error de torque y flujo del motor [29, 30].

En [31] se muestra una comparación experimental de tres de las estrategias mencionadas anteriormente: DTC, PCC y PTC, en donde principalmente se comprueba lo antes mencionado para cada control. DTC presenta una mayor ondulación en el torque de salida, mientras que PTC y PCC presentan una ondulación mucho menor debido al uso de una función de costo para seleccionar el vector óptimo a aplicar.

Pese a que la técnica de control MPC como lo son el PTC y PCC, presenta grandes ventajas, al trabajar con una frecuencia de conmutación variable producen un amplio espectro de distorsión armónica, lo que por consecuencia disminuye el rendimiento del sistema en términos de calidad de potencia. Otro de los principales problemas del método MPC es que el control solo puede elegir un número limitado de estados de conmutación válidos debido a la ausencia de un modulador, lo que genera ruido y grandes ondulaciones de voltaje y corriente [32, 33].

Debido a los inconvenientes que presenta la estrategia MPC es que se presenta una nueva técnica de control predictivo a frecuencia fija [34]. En este proyecto se implementará el control predictivo de torque a frecuencia fija (FPTC), la cual es una estrategia

control que está recientemente siendo estudiada, por lo que a la actualidad no hay resultados que respalden la eficiencia de control a frecuencia fija para torque de un motor de inducción, no obstante, se ha implementado el control predictivo de corriente a frecuencia fija, el cual sigue la misma lógica que FPTC [35–37].

Al igual que las técnicas de control predictivo mencionadas anteriormente, la técnica de control FPTC tiene como objetivo minimizar la función de costo del algoritmo predictivo para los estados válidos de conmutación del convertidor [38]. La diferencia radica en que se utilizan dos vectores óptimos y un vector cero que serán aplicados al inversor utilizando un patrón de conmutación determinado para obtener así la frecuencia de conmutación fija. Esta estrategia de control, permite reducir el ruido y mejorar la eficiencia del convertidor, lo cual la hace aún más atractiva para el control de máquinas de inducción o para implementar en diversas áreas de la electrónica de potencia [39].

2. Inversor Fuente de Voltaje

En este capítulo se describe la topología y lógica de funcionamiento del VSI basado en [40].

2.1. Topología del Inversor Fuente de Voltaje

El Inversor Fuente de Voltaje está compuesto principalmente por 3 etapas: la primera de ellas corresponde a un enlace DC , que se encarga de alimentar al Inversor Fuente de Voltaje con una alimentación externa. Luego se encuentra la etapa de potencia que se conforma por 6 switches IGBTs que se agrupan en 3 piernas conformadas por 2 IGBTs cada una. Por último se encuentra la etapa conformada por una carga $R-L$ o un motor eléctrico que será la carga utilizada en esta memoria, en esta etapa se realizan mediciones de corriente en el caso de una carga $R-L$ y mediciones velocidad y flujo para el motor de inducción.

A continuación se muestra la topología del Inversor Fuente de Voltaje para una carga $R-L$:

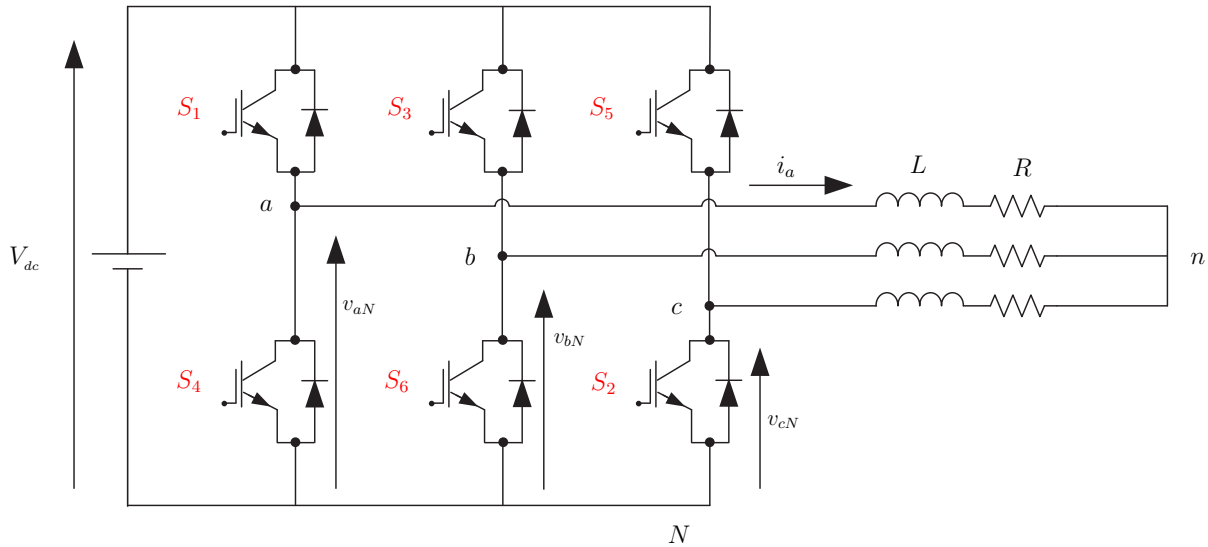


Figura 1: Topología del inversor fuente de voltaje con carga $R-L$.

2.2. Estados Válidos de Conmutación del Inversor Fuente de Voltaje

El Inversor Fuente de Voltaje está compuesto por 6 switches IGBTs agrupados en 3 piernas de 2 IGBTs cada una. Para el correcto funcionamiento del VSI es necesario que los 2 switches que componen cada pierna del inversor funcionen de manera complementaria, esto quiere decir que cuando uno de los switches se encuentra encendido el otro debe estar apagado, evitando así que ambos conduzcan corriente y se produzca el cortocircuito en la fuente DC . Otra restricción para un óptimo funcionamiento del Inversor Fuente de Voltaje, es que ambos IGBTs de cada pierna no pueden estar abiertos en el mismo instante por la naturaleza inductiva de la carga. Es por esto que existen 8 estados de conmutación válidos para el VSI, los cuales se muestran en la Tabla 1.

<i>Estado</i>	s_1	s_2	s_3	s_4	s_5	s_6	v_{ab}	v_{bc}	v_{ca}	i_{DC}
1	1	1	0	0	0	1	v_{DC}	0	$-v_{DC}$	i_a
2	1	1	1	0	0	0	0	v_{DC}	$-v_{DC}$	$i_a + i_b$
3	0	1	1	1	0	0	$-v_{DC}$	v_{DC}	0	i_b
4	0	0	1	1	1	0	$-v_{DC}$	0	v_{DC}	$i_b + i_c$
5	0	0	0	1	1	1	0	$-v_{DC}$	v_{DC}	i_c
6	1	0	0	0	1	1	v_{DC}	$-v_{DC}$	0	$i_a + i_c$
7	1	0	1	0	1	0	0	0	0	0
8	0	1	0	1	0	1	0	0	0	0

Tabla 1: Estados válidos de conmutación para el inversor fuente de voltaje.

Como se mencionó anteriormente, los switches que conforman cada pierna del inversor deben funcionar de manera complementaria, es decir si s_1, s_2 y s_3 están en estado alto, s_4, s_5 y s_6 deben estar obligatoriamente en estado bajo y así evitar posibles fallas en el VSI. Los estados de conmutación del inversor mostrados en la 1, pueden ser representados por 3 señales definidas como S_a, S_b y S_c :

$$S_a = \begin{cases} 1 & \text{si } S_1 \text{ encendido y } S_4 \text{ apagado} \\ 0 & \text{si } S_1 \text{ apagado y } S_4 \text{ encendido} \end{cases} \quad (1)$$

$$S_b = \begin{cases} 1 & \text{si } S_3 \text{ encendido y } S_6 \text{ apagado} \\ 0 & \text{si } S_3 \text{ apagado y } S_6 \text{ encendido} \end{cases} \quad (2)$$

$$S_c = \left\{ \begin{array}{l} 1 \text{ si } S_5 \text{ encendido y } S_2 \text{ apagado} \\ 0 \text{ si } S_5 \text{ apagado y } S_2 \text{ encendido} \end{array} \right\} \quad (3)$$

A partir de estas tres señales, es posible definir los valores en los voltajes de salida (v_{aN} , v_{bN} , v_{cN}) del Inversor Fuente de Voltaje, los cuales quedan definidos por las siguientes ecuaciones:

$$v_{aN} = S_a \cdot v_{DC} \quad (4)$$

$$v_{bN} = S_b \cdot v_{DC} \quad (5)$$

$$v_{cN} = S_c \cdot v_{DC} \quad (6)$$

2.3. Modelo Matemático del Inversor Fuente de Voltaje con Carga Resistiva

Para llevar a cabo el control predictivo a frecuencia fija, es de suma importancia conocer el modelo matemático que describe el comportamiento del VSI. En el modelo matemático del sistema, las fases de salida se encuentran conectadas en estrella, además se trabaja con una carga $R - L$ balanceada, por lo cual se simplifica el modelo matemático.

Utilizando Ley de Kirchoff, se obtienen un modelo genérico del sistema en el cual se describen las salidas del VSI.

$$v_{xN} = v_L + v_R + v_{nN} \quad (7)$$

$$v_{xN} - v_{nN} = v_L + v_R \quad (8)$$

$$v_{xn} = v_L + v_R \quad (9)$$

$$v_{xN} = v_{xn} + v_{nN} \quad (10)$$

Además es necesario considerar la relación del voltaje en la resistencia e inductancia:

Voltaje en el inductor (v_L)

$$v_L = L \frac{di_x}{dt} \quad (11)$$

Voltaje en la resistencia (v_{Rx})

$$v_{Rx} = Ri_x \quad (12)$$

Reemplazando (11) y (12) en (7) se obtiene:

$$v_{xN} = L \frac{d i_x}{d t} + Ri_x + v_{nN} \quad (13)$$

A partir de la ecuación (13), es posible obtener una estimación del voltaje que circula por el sistema. Aplicando (13) en las salidas del inversor se obtienen los voltajes de línea v_{aN} , v_{bN} y v_{cN} :

$$v_{aN} = L \frac{d i_a}{d t} + Ri_a + v_{nN} \quad (14)$$

$$v_{bN} = L \frac{d i_b}{d t} + Ri_b + v_{nN} \quad (15)$$

$$v_{cN} = L \frac{d i_c}{d t} + Ri_c + v_{nN} \quad (16)$$

3. Máquina de Inducción

3.1. Transformación del Eje de Referencia y Análisis de Estado Transiente

En esta propuesta se considerará un motor de inducción de tres fases como carga. El modelo de la máquina puede ser representado en un marco de referencia de tres fases abc como se muestra en (2), no obstante, si se considera el motor de inducción como una carga balanceada, es posible transformar a un marco de referencia estacionario de coordenadas $\alpha\beta$ (3) mediante la transformada de Clarke o en un marco de referencia rotatorio $d-q$ (4) mediante transformada de Park, reduciendo así el número de ecuaciones de la máquina de inducción y simplificando el modelo [41, 42].

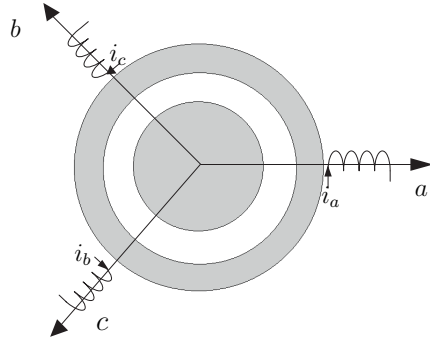


Figura 2: Corrientes expresadas en un marco de referencia de tres ejes.

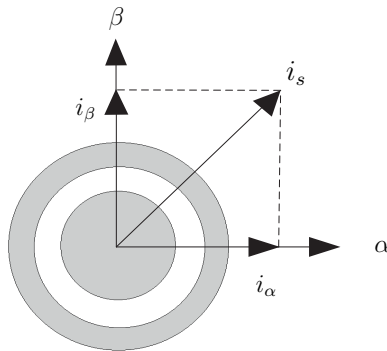


Figura 3: Corrientes expresadas en un marco de referencia estacionario $\alpha\beta$

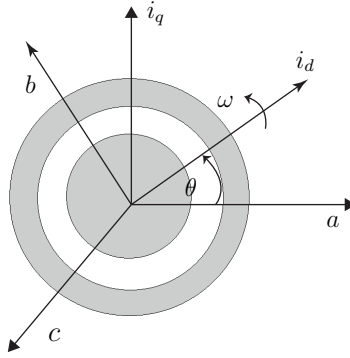


Figura 4: Corrientes expresadas en un marco de referencia rotatorio $d - q$.

Como se mencionó anteriormente, el sistema de coordenadas abc puede ser transformado a un sistema bifásico $\alpha\beta$, esta transformación es posible mediante la transformada de clarke [43], la cual se muestra a continuación:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}$$

Para la transformación del sistema de coordenadas abc a un sistema bifásico rotatorio $d - q$, se utiliza la transformada de Park [43], la cual se muestra a continuación:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} \cos \theta & \frac{2}{3} (\cos(\theta - \frac{2\pi}{3})) & \frac{2}{3} \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\frac{2}{3} \sin \theta & -\frac{2}{3} \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\frac{2}{3} \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}$$

El ángulo θ queda definido como:

$$\theta = \int_0^t \omega_e dt \quad (17)$$

donde ω_e corresponde a la velocidad de giro de los ejes $d - q$.

3.2. Modelo Matemático

Las ecuaciones del motor de inducción en un marco de referencia de coordenadas $\alpha\beta$ queda representado por:

$$v_s = R_s i_s + d \frac{d\psi_s}{dt} + j\omega\psi_s \quad (18)$$

Para la ecuación (19) el voltaje del rotor es igual a 0, ya que se considera un motor jaula de ardilla.

$$0 = R_r i_r + d \frac{d\psi_r}{dt} + j(\omega - \omega_r)\psi_r \quad (19)$$

Donde:

- R_s y R_r , corresponden a las resistencias del estator y rotor.
- i_s y v_s , son los vectores de corriente y voltaje en el estator respectivamente.
- i_r , es el vector de corriente en el rotor.
- ψ_s , ψ_r , son los vectores de flujo del estator y rotor.
- ω corresponde a la velocidad de rotación en un marco de referencia arbitrario y ω_r , corresponde a la velocidad angular del rotor.

El flujo del estator y rotor de la máquina se definen por:

$$\psi_s = L_s i_s + L_m i_r \quad (20)$$

$$\psi_r = L_m i_s + L_r i_r \quad (21)$$

Donde L_s , L_r y L_m , corresponden a las inductancias del estator, rotor e inductancia de magnetización.

El torque del motor se define como:

$$T = \frac{3}{2} p \operatorname{Re} \psi_s^* i_s = -\frac{3}{2} p \operatorname{Re} \psi_r^* i_r \quad (22)$$

Donde:

- T y p , corresponden al torque electromagnético y al número de pares de polos.
- ψ^* , es el complejo conjugado de ψ .

Las ecuaciones obtenidas se utilizan para estimar el flujo del estator y rotor, además son utilizadas para calcular las predicciones de las corrientes y flujo del estator y torque eléctrico utilizando las ecuaciones en tiempo discreto como se mostrará más adelante en el capítulo 6. Las ecuaciones de la máquina en función de las variables de estado según [41] quedan definidas como:

$$\dot{\mathbf{i}}_s + \tau_\sigma \frac{d\mathbf{i}_s}{dt} = -j\omega\tau_\sigma \mathbf{i}_s + \frac{K_r}{R_\sigma} \left(\frac{1}{\tau_r} - j\omega_r \right) \psi_r + \frac{\mathbf{v}_s}{R_\sigma} \quad (23)$$

$$\psi_r + \tau_r \frac{d\psi_r}{dt} = -j(\omega - \omega_r)\tau_r \psi_r + L_m \mathbf{i}_s \quad (24)$$

Donde:

- $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$
- $\tau_\sigma = \sigma \frac{L_s}{R_\sigma}$
- $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$
- $K_r = \frac{L_m}{L_r}$
- $K_s = \frac{L_m}{L_s}$
- $R_\sigma = R_s + R_k K_R^2$

El modelo matemático de la máquina de inducción en coordenadas $d - q$ se describe en [42, 44, 45].

4. Control Predictivo en un VSI

En esta sección se describe conceptualmente el Control Predictivo de Corriente Clásico para una carga $R - L$ basado en [46, 47], el cual sigue la misma lógica de control que los controles PTC y FPTC pero en este caso considera la carga $R - L$ a diferencia de los 3 controles propuestos.

4.1. Principios del Control Predictivo en Convertidores de Potencia

Entre las técnicas de control avanzadas, el control predictivo ha sido uno de los más exitosos. Considerando el desarrollo de microprocesadores más rápidos y potentes el interés en la aplicación de control predictivo a nivel industrial y electrónica de potencia ha crecido considerablemente.

La técnica de control predictivo es ampliamente utilizada en los VSI. Esta estrategia se basa en el modelo matemático del sistema para predecir el comportamiento futuro de las variables para cada estado de conmutación que se genere en el convertidor. Para la selección del estado de conmutación apropiado a aplicar es necesario definir un criterio de selección el cual consiste en una función de costo que se encarga de evaluar los posibles estados de conmutación del VSI. La predicción del valor futuro de estas variables se calcula para cada posible estado de conmutación para luego seleccionar el estado que minimiza la función de costo. Para llevar a cabo esta estrategia de control es necesario construir el modelo del VSI y sus posibles estados de conmutación, además se debe construir un modelo de la carga para la predicción ya sea para una carga RL o una máquina de inducción.

4.2. Control Predictivo de Corriente Clásico

En esta estrategia de control, se busca predecir la corriente de salida en el sistema, para lo cual es necesario evaluar los estados de conmutación válidos del VSI. Para llevar a cabo este proceso se requiere principalmente conocer el modelo matemático del VSI, realizando su discretización y así predecir los valores futuros de los estados del VSI hasta un tiempo $(k + 1)$.

4.2.1. Esquema de Control para el VSI

El control predictivo, realiza el control de corriente en las tres fases de salida del VSI; en las fases *a* y *b* se consideran las variables de corriente, mientras que en la etapa *DC* es considerada la variable de voltaje, obteniendo datos a través de sensores de corriente y voltaje. En la Figura 5 se muestra el diagrama de bloques que describe el proceso mencionado anteriormente.

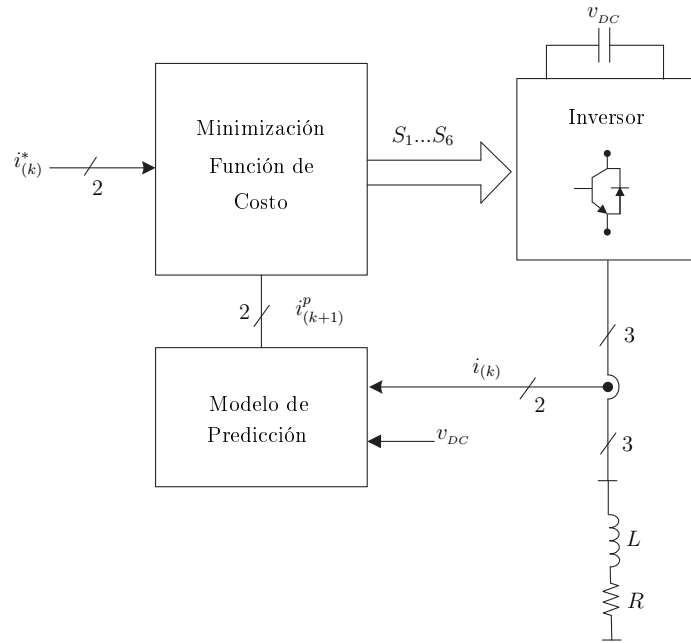


Figura 5: Esquema de control para control predictivo de corriente clásico.

4.2.2. Modelo de Predicción

Como se mencionó anteriormente, para realizar el control predictivo es necesario el modelo matemático del inversor trabajando con las ecuaciones en tiempo discreto, el modelo de tiempo discreto que se utilizará para predecir el valor futuro de la corriente de carga a partir de voltajes y corrientes medidas. Para este modelo, además es necesario considerar la carga $R-L$ que se encuentra a la salida del VSI. En esta memoria, la carga $R-L$ será reemplazada por un motor de inducción, por lo que es necesario realizar un nuevo modelo de predicción considerando la nueva carga.

La ecuación que describe el comportamiento del sistema considerando la carga R - L es la siguiente:

$$v_{xN} = L \frac{d i_x}{d t} + R i_x + v_{nN} \quad (25)$$

Luego se realiza la discretización de la ecuación (25) a través del método de Euler obteniendo la siguiente ecuación:

$$\frac{d i_x}{d t} \approx \frac{i_{k+1} - i_k}{T_s} \quad (26)$$

Donde:

- i_k , corresponde a la corriente en el tiempo actual.
- i_{k+1} , es la predicción de corriente en el tiempo siguiente ($k + 1$).
- T_s , tiempo de muestreo.

Si se reemplaza la ecuación (26) en la ecuación (25) se obtiene lo siguiente:

$$v_k = L \left[\frac{i_{k+1} - i_k}{T_s} \right] + R i_k + v_{nN} \quad (27)$$

En un principio el voltaje de modo común (v_{nN}) será considerado como nulo, por lo cual la ecuación queda representada de la siguiente manera:

$$v_k = L \left[\frac{i_{k+1} - i_k}{T_s} \right] + R i_k \quad (28)$$

Despejando i_{k+1} de la ecuación anterior, se obtiene:

$$v_k - R i_k = L \left[\frac{i_{k+1} - i_k}{T_s} \right] \quad (29)$$

$$v_k \left[\frac{T_s}{L} \right] - R i_k \left[\frac{T_s}{L} \right] = i_{k+1} - i_k \quad (30)$$

Despejando la expresión anterior en función de la corriente del siguiente estado, es posible obtener una estimación de la corriente de carga en el VSI en el siguiente tiempo de muestreo.

$$i_{k+1} = v_k \left[\frac{T_s}{L} \right] + i_k \left[1 - \frac{T_s R}{L} \right] \quad (31)$$

4.2.3. Función de Costos (g)

El objetivo del control predictivo de corriente es minimizar el error entre las corrientes medidas y los valores de referencia, lo cual se logra a través de una función de costos. Las corrientes de referencia son consideradas como coordenadas vectoriales i_α^* e i_β^* según la transformada de Clarke representada por la matriz:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha^* \\ i_\beta^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \\ \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a^* \\ i_b^* \\ i_c^* \end{bmatrix}$$

Si se considera un sistema de carga balanceada con corrientes de fase desfasadas 120 grados entre sí se obtiene:

$$i_a^* + i_b^* + i_c^* = 0 \quad (32)$$

Por lo que es posible obtener i_c^* a partir de i_a^* y i_b^* . Considerando lo anterior las ecuaciones de i_α^* e i_β^* quedan representadas por (33) (34) obteniendo dos señales de referencia desfasadas 90 grados.

$$i_\alpha^* = \frac{[2i_a^* - i_b^* - i_c^*]}{3} \quad (33)$$

$$i_\beta^* = \frac{[i_b^* - i_c^*]}{\sqrt{3}} \quad (34)$$

El estado válido se obtiene al aplicar la siguiente ecuación a cada uno de los vectores.

$$g = [i_\alpha^* - i_\alpha^p]^2 + [i_\beta^* - i_\beta^p]^2 \quad (35)$$

Donde: i_α^* , corresponde a la corriente de referencia y i_α^p , corresponde a la corriente predicha.

4.2.4. Resultados

Para realizar la simulación de la técnica de control se utilizó el entorno Matlab-Simulink considerando los parametros de la siguiente tabla:

Parámetros	VARIABLES	Valor
T_s	Tiempo de muestreo	100 $[\mu s]$
R	Resistencia de carga	10 $[\Omega]$
L	Inductancia de carga	10 $[\Omega]$
v_{dc}	Voltaje de alimentación	30 [v]
i^*	Corrientes de referencia	0.5 [A] y 1 [A]
f^*	Frecuencia de referencia	50 [A]
	Tiempo de simulación	0.1 [s]

En la simulación de control predictivo de corriente clásico se realizaron variaciones en la amplitud de la señal de corriente de referencia para analizar el comportamiento de la estrategia de control.

En las Figuras (6) y (7) se muestra el comportamiento de la corriente i_o y voltaje de fase v_{an} para una frecuencia de 50 [Hz] y una corriente de referencia de 1 [A], se puede observar que la corriente de salida tiene una amplitud de 1 [A] con frecuencia de muestreo de 10 [Khz], presentando un leve rizado en las corrientes de fase.

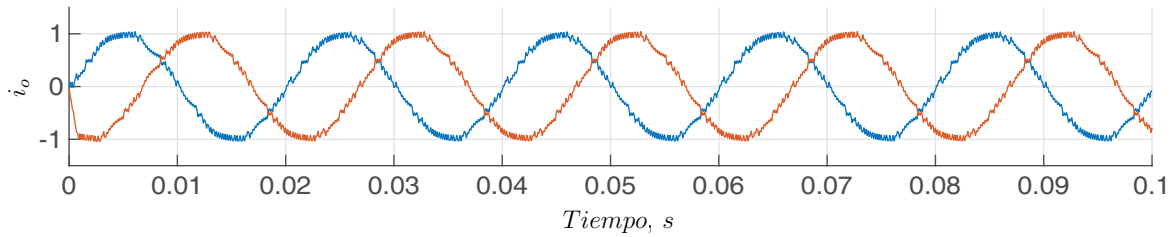


Figura 6: Resultado de simulación de control predictivo de corriente con una frecuencia de 50 [Hz] y 1 [A].

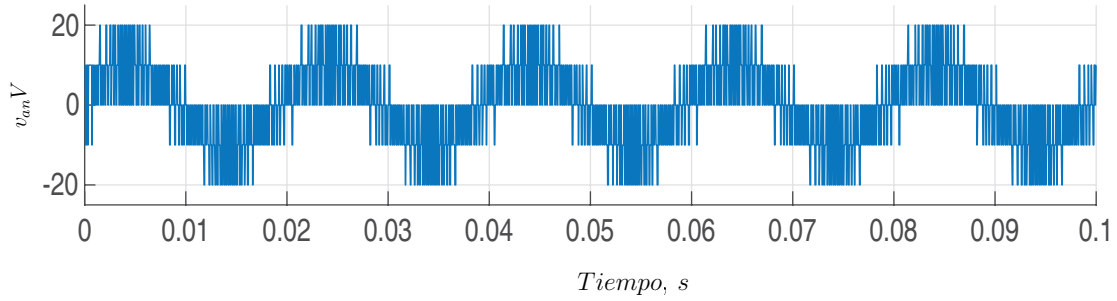


Figura 7: Comportamiento de voltaje de fase v_{an} para control predictivo de corriente con carga $R-L$ con frecuencia de 50 [Hz] y 1 [A].

En las Figuras (8) y (9) se muestra el comportamiento de la corriente i_o y voltaje de fase v_{an} para una frecuencia de 50 [Hz] y una corriente de referencia de 0.5 [A], se puede observar que la corriente de salida tiene una amplitud de 0.5 [A] presentando un mayor rizado en la corriente de fase que el control con corriente de 1 [A].

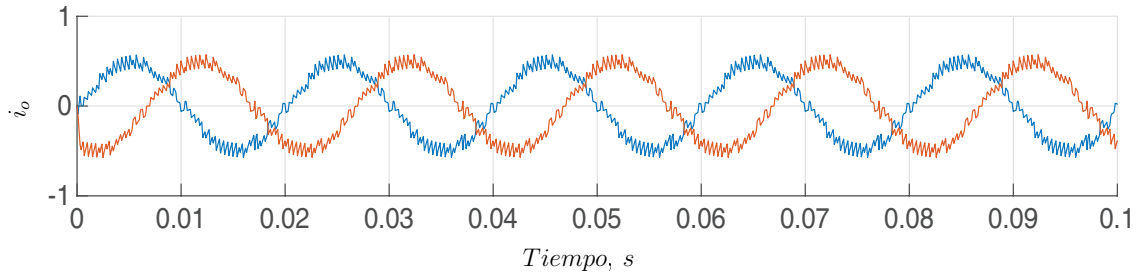


Figura 8: Resultado de simulación de control predictivo de corriente con una frecuencia de 50 [Hz] y 0.5 [A].

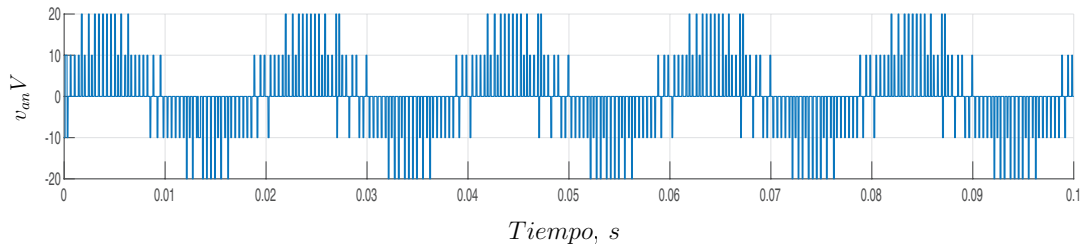


Figura 9: Comportamiento de voltaje de fase v_{an} para control predictivo de corriente con carga $R-L$ con frecuencia de 50 [Hz] y 0.5 [A].

En estado transiente se realizó un cambio en la corriente de referencia de 0.5 [A] a 1 [A], como se puede ver en la Figura (10), el control presenta una buena respuesta

ante el cambio de amplitud de corriente cambiando su amplitud de 0.5 [A] a 1 [A] tardando aproximadamente 1 [ms] en seguir nuevamente la referencia de corriente como se muestra en la Figura (11).

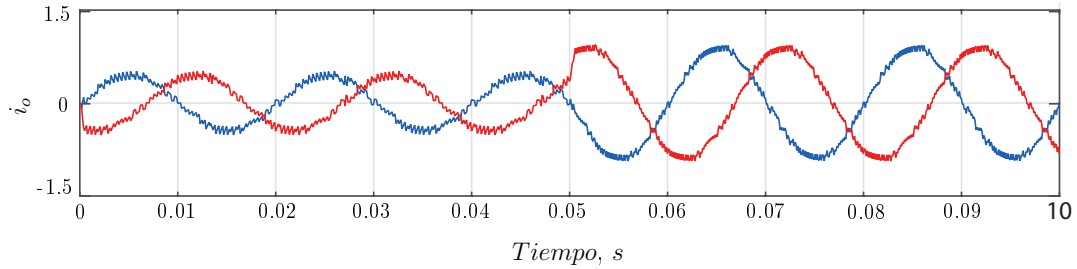


Figura 10: Resultado de simulación de control predictivo de corriente con una frecuencia de 50 [Hz] y cambio de referencia de 0.5 [A] a 1 [A].

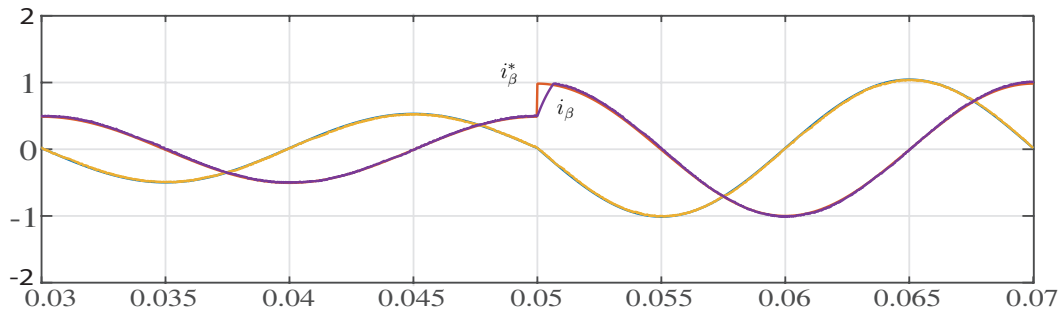


Figura 11: Resultado de simulación de control predictivo de corriente con una frecuencia de 50 [Hz] y cambio de referencia de 0.5 [A] a 1 [A].

En la figura (12) se muestra el voltaje en el enlace DC del inversor, correspondiente a los 30 [v] que se definieron como v_{DC} .

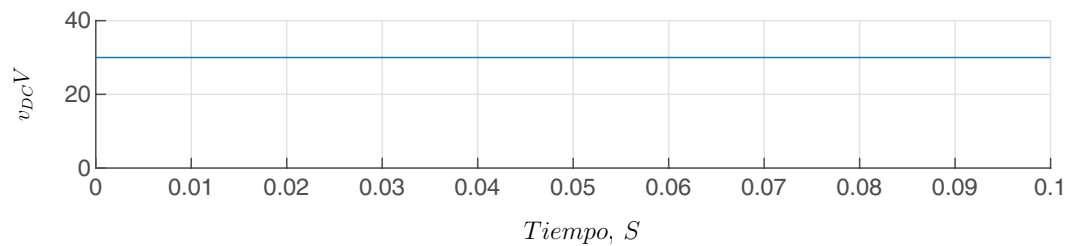


Figura 12: Voltaje en enlace DC para el control predictivo de corriente con carga $R - L$.

En cuanto al porcentaje de distorsión armónica, se puede observar en las Figuras (13) y (14) el THD de corriente para amplitud de 0.5 [A] y 1 [A] respectivamente, siendo el control predictivo de corriente con corriente $i_a = 0.5$ [A] el que presenta una mayor distorsión de la señal, alcanzando un 12.6 % de THD, mientras que para una corriente $i_a = 1$ [A] se reduce considerablemente el THD llegando a un 5.5 %, además se obtuvo el resultado de THD para una corriente de 1.5 [A] la cual redujo aún más la distorsión armónica llegando a un 3.97 %, por lo que se puede ver que a menor amplitud de corriente mayor será la distorsión armónica de la señal controlada.

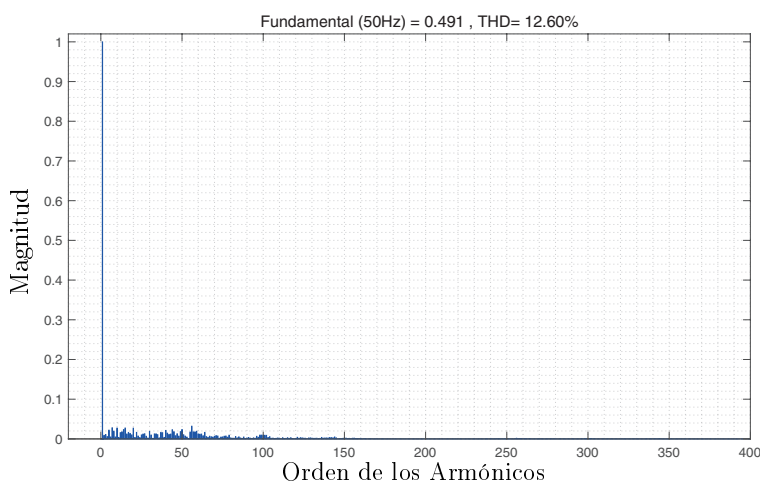


Figura 13: Espectro de armónicos de corriente de fase (i_a), para el control predictivo de corriente, con una referencia de 50[Hz] y 0.5[A].

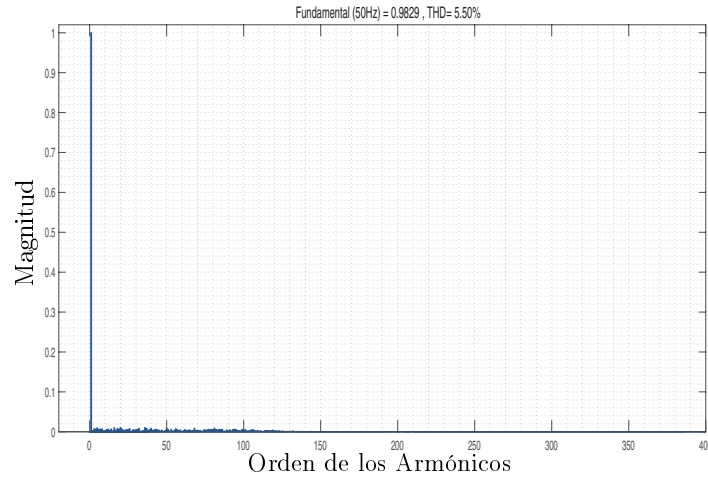


Figura 14: Espectro de armónicos de corriente de fase (i_a), para el control predictivo de corriente, con una referencia de 50[Hz] y 1[A].

En las Figuras (15) y (16) se muestran los porcentajes de distorsión armónica de voltaje v_{an} para corrientes de 0.5 [A] y 1 [A], en donde al igual que el THD de corriente, se puede observar que la corriente de 0.5 [A] es la que presenta el mayor porcentaje de distorsión armónica con un 184.59 %, mientras que para la corriente de 1 [A] el porcentaje de THD de voltaje es de 107.15 %.

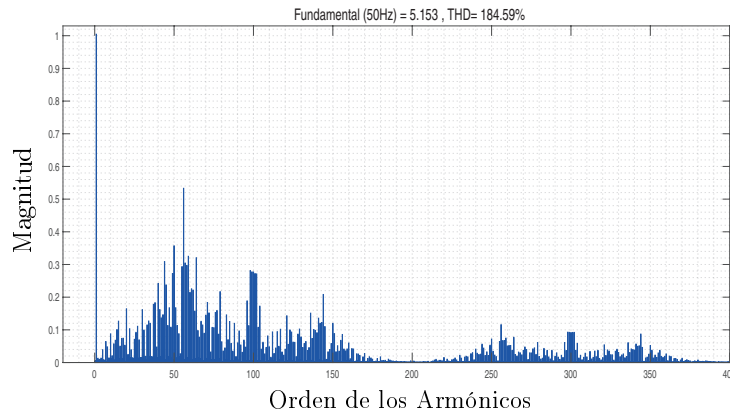


Figura 15: Espectro de armónicos de voltaje de fase (v_{an}), para el control predictivo de corriente, con una referencia de 50[Hz] y 0.5[A].

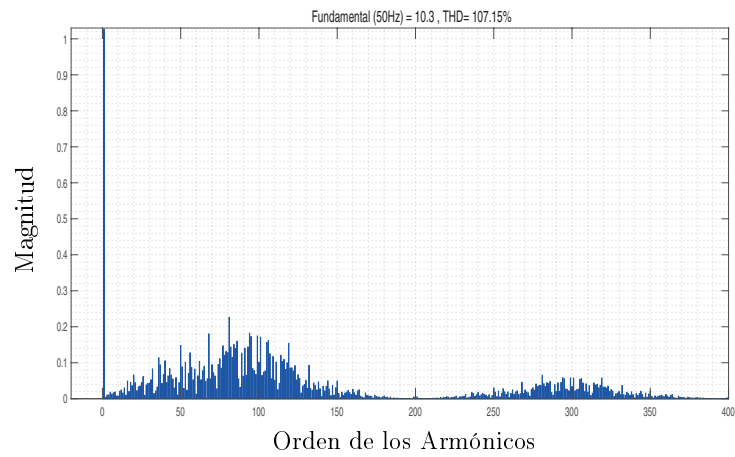


Figura 16: Espectro de armónicos de voltaje de fase (v_{an}), para el control predictivo de corriente, con una referencia de 50[Hz] y 1[A].

5. Control Predictivo de Corriente de una Máquina de Inducción Alimentada por un VSI Utilizando Control por Campo Orientado

5.1. Esquema de Control

El diagrama de bloques que representa la estrategia de control propuesta se presenta en la Figura 17. La estrategia de control para el VSI cuenta con dos etapas, la primera corresponde a un bucle de control interno para la predicción de corriente y la segunda que corresponde a un bucle de control externo en donde se realiza control de velocidad y torque a través de control por campo orientado(FOC), que se encarga de generar las corrientes de referencia i_o^{dq*} para el control predictivo de corriente [48, 49]. Para obtener estas corrientes de referencia es necesario generar previamente un torque y flujo de referencia. Para obtener el torque de referencia se utiliza un controlador proporcional integral (PI) de velocidad, el cual recibe el error de velocidad entre la velocidad medida y velocidad de referencia. El flujo de referencia es considerado como una constante [50].

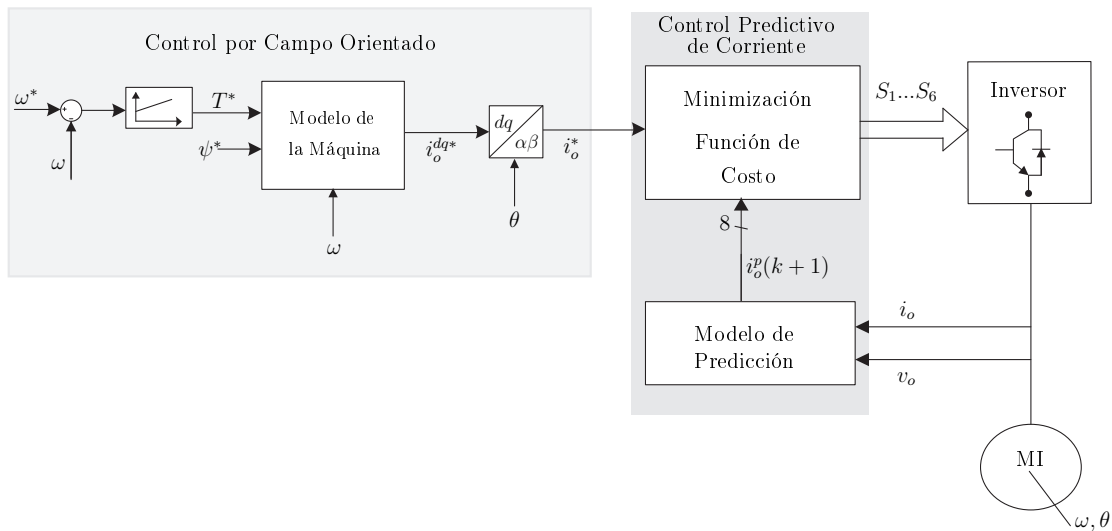


Figura 17: Esquema de control predictivo de corriente utilizando FOC para la máquina de inducción alimentado por un VSI.

5.2. Principio de Funcionamiento

Como se mencionó anteriormente, el principal objetivo del FOC es controlar el motor de inducción como un motor DC, debido a que el motor de corriente continua tiene un excelente rendimiento dinámico. En el motor de corriente continua el torque es desarrollado por la corriente de campo i_f en el devanado del estator y el otro es producido por la corriente de la armadura (rotor) i_a [43, 51]. El torque desarrollado se puede expresar como:

$$T_e = K_a \psi_f i_a \quad (36)$$

Donde K_a corresponde a una constante de armadura y ψ_f corresponde al flujo producido por la corriente i_f .

En el control FOC, la corriente del estator puede descomponerse en una componente d que produce el flujo del rotor y una componente q que produce torque, las cuales se controlan por separado. La orientación del flujo del rotor se logra alineando el eje $d-q$ del marco de referencia síncrono con el vector de flujo del rotor como se mostró en la Figura (4) [48]. De acuerdo al modelo matemático en coordenadas $d-q$ del motor [42, 44, 45], el torque del motor de inducción se define como:

$$T_e = \frac{3PL_m}{2L_r} \psi_r i_{qs} \quad (37)$$

Por lo que si se considera $K_T = \frac{3PL_m}{2L_r}$ se puede observar que la expresión de torque para el motor de inducción es similar a la de un motor de DC.

$$T_e = K_T \psi_r i_{qs} \quad (38)$$

En el control por campo orientado es de suma importancia poder determinar con exactitud el ángulo de flujo del rotor para la orientación del campo, ya que mediante (θ) es posible expresar las componentes eléctricas en el sistema de coordenadas rotatorio y así lograr el control independiente de torque y flujo. Existen varios métodos para determinar el ángulo de rotación, como por ejemplo calcular a partir de los voltajes y corrientes medidos en el estator a través de sensores, o se puede encontrar a partir de [43, 49, 52]:

$$\theta = \theta_r + \theta_{sl} \quad (39)$$

Donde θ_r corresponde a la posición medida en el rotor y θ_{sl} corresponde al ángulo de deslizamiento. El ángulo de deslizamiento puede ser calculado mediante la razón entre la parte imaginaria y la parte real del vector de flujo de rotor como se muestra en (40):

$$\theta_{sl} = \tan^{-1} \frac{\psi_{qr}}{\psi_{dr}} \quad (40)$$

Si el ángulo de flujo del rotor θ_f se obtiene a partir del ángulo de posición del rotor θ_r y calcula el ángulo de deslizamiento θ_{sl} , este método se conoce como control FOC indirecto (IFOC). Como se mencionó anteriormente, el valor del ángulo de posición también puede ser obtenido directamente desde la máquina de inducción a través de dispositivos de detección de flujo integrados dentro del motor o usando voltajes y corrientes terminales del motor medidos, este método se denomina control FOC directo (DFOC) [53]. El uso de este sensor de velocidad está asociado con algunos inconvenientes, como el requisito de extensión del eje, la reducción de la robustez mecánica del accionamiento del motor, reduce la fiabilidad del accionamiento, ya que para medir el ángulo de posición es necesario intervenir el motor, la implementación de DFOC es más costosa que el control IFOC [54]. Cuando son obtenidas las corrientes i_{qs} , i_{ds} y el ángulo θ , es posible transformar el sistema de coordenadas estacionario $\alpha\beta$ en un sistema de eje rotatorio dq mediante la transformada de Park [43]:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}$$

5.3. Ecuación de Predicción

El modelo de predicción para el control, se realiza en base al modelo del VSI y la carga [46]. La dinámica de la corriente de carga se puede describir a partir de la ecuación (41):

$$v = L \frac{di}{dt} + Ri + e \quad (41)$$

Donde v es el vector de voltaje generado por el inversor, i es el vector de corriente

de carga, R y L son la resistencia de carga y la inductancia, respectivamente, y e es el vector de fuerza electromotriz (EMF) de la carga.

Como se mencionó en el capítulo 2, las ecuaciones de voltaje del estator y del rotor del motor de inducción se pueden escribir como:

$$v_o(t) = R_s i_o(t) + d \frac{d\psi_s(t)}{dt} \quad (42)$$

$$v_r(t) = R_r i_r(t) + d \frac{d\psi_r(t)}{dt} + j\omega\psi_r(t) = 0 \quad (43)$$

Donde R_s y R_r son las resistencias del estator y del rotor, ψ_s y ψ_r corresponden al flujo del estator y rotor respectivamente, y ω es la velocidad angular del rotor. Para la ecuación (43) el voltaje del rotor es igual a 0, ya que se considera un motor jaula de ardilla.

Los flujos del estator y del rotor se relacionan con las corrientes del estator y del rotor:

$$\psi_s(t) = L_s i_o(t) + L_m i_r(t) \quad (44)$$

$$\psi_r(t) = L_m i_o(t) + L_r i_r(t) \quad (45)$$

Donde L_s , L_r y L_m son las inductancias propias y mutuas del motor.

Reemplazando (44) en (42) se obtiene:

$$L_s \frac{di_o(t)}{dt} = v_o(t) - R_s i_o(t) - L_m \frac{di_r(t)}{dt} \quad (46)$$

Al comparar (46) con el modelo propuesto en (41), considerando el motor de inducción como carga, se puede definir $L \approx L_s$ que corresponde a la autoinductancia del estator, $R \approx R_s$ es la resistencia del estator y el vector de fuerza electromotriz del motor que se genera mediante la interacción del rotor y la inductancia de magnetización del motor $e(t) \approx L_m \frac{di_r(t)}{dt}$ [46]. Para realizar la predicción de corriente es necesario discretizar la ecuación de corriente de la carga (41) considerando un tiempo de muestreo T_s , el modelo de tiempo discreto será utilizado para predecir el valor futuro de la corriente de carga a partir de los voltajes y corrientes medidas en un instante de muestreo k .

Para realizar la discretización, la derivada de corriente de carga $\frac{di(t)}{dt}$ se reemplaza por una aproximación de Euler hacia adelante [48]. La aproximación de la derivada queda representada en (47):

$$\frac{d_{i_o}(t)}{d_t} \approx \frac{i(k+1) - i(k)}{T_s} \quad (47)$$

Posteriormente se reemplaza la ecuación (47) en (41) para obtener la expresión que permite predecir la corriente futura en un instante $(k+1)$ para cada uno de los siete valores del vector de voltaje $v_o(k)$ generado por el inversor. La ecuación de predicción de corriente se define en (48):

$$i_o^p(k+1) = \left(1 - \frac{RT_s}{L}\right) i_o(k) + \frac{T_s}{L} (v_o(k) - e(k)) \quad (48)$$

Donde $e(k)$ corresponde a el back-emf estimado. Para calcular (e) se utiliza (41) considerando las mediciones de la voltaje y la corriente de carga. El valor futuro del back-emf se puede obtener considerando $e(k) \approx e(k+1)$, por lo que las estimaciones actuales y pasadas de e se pueden obtener de la ecuación de a carga (41) desplazada hacia atrás en el tiempo como:

$$e(k) = v_o(k) + \frac{L}{T_s} i_o(k-1) - \frac{RT_s + L}{T_s} i_o(k) \quad (49)$$

5.4. Función de Costo

El principal objetivo del control predictivo de corriente (PCC) es realizar un seguimiento de las corrientes de referencia, por lo que se necesita obtener una función de costo g que permita realizar este seguimiento. A través de la función de costo se define qué estado de conmutación es el óptimo a aplicar en el siguiente tiempo de muestreo, calculando el error entre las corrientes de referencia y corriente predicha para cada estado de conmutación válido del inversor. El estado óptimo aplicado será el que produzca el error mínimo entre la corriente de referencia y la corriente predicha. La estrategia de control predictivo de corriente a diferencia de FOC utiliza la función de costo basada en errores para sustituir los controladores PI de corriente internos que utiliza el por campo orientado [55–57]. Como se mencionó anteriormente, para el control predictivo de corriente utilizando control orientado al campo es necesario generar corrientes de

referencia para el torque y flujo del motor de inducción.

La relación entre la referencia de flujo del rotor λ_r^* y la referencia de corriente del eje d i_{ds}^* se puede expresar como [51]:

$$i_{ds}^* = \frac{1}{L_m} \psi_r^* \quad (50)$$

La referencia de corriente del eje q i_{qs}^* se puede obtener de la ecuación de torque:

$$i_{qs}^* = \frac{1}{K_T \psi_r^*} T_e^* \quad (51)$$

Donde la referencia de torque T_e^* es generada por un controlador PI y la referencia de Flujo del rotor es considerada como constante ψ_r^* .

Una vez obtenidas las corrientes de referencia se aplica transformada inversa de Park, la cual será utilizada para la transformación de coordenadas dq al sistema de coordenadas $\alpha\beta$, las dos señales de referencia tendrán un desfase 90 grados:

Para realizar la transformación desde i_{qs}^* e i_{ds}^* a $\alpha\beta$ se utiliza transformada inversa de Park, la cual se representa en la siguiente matriz:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}$$

Donde θ corresponde al ángulo de flujo del rotor.

Una vez que las corrientes de referencia y las corrientes medidas están en el mismo sistema de referencia, es posible obtener la función de costo que será evaluada para cada estado de conmutación del VSI, en donde será aplicado el estado que genere el menor error con respecto a la corriente de referencia. La ecuación que representa la función de costo se describe en (52):

$$g = [i_\alpha^* - i_\alpha^p]^2 + [i_\beta^* - i_\beta^p]^2 \quad (52)$$

Donde i_α^* e i_β^* corresponden a las corrientes de referencia, i_α^p e i_β^p corresponden a las corrientes predichas.

5.5. Resultados de Simulación

Para realizar la simulación de las 3 técnicas de control propuestas se utilizó el entorno Matlab-Simulink, en el cual como se mencionó anteriormente, para el PCC utilizando FOC, el control de velocidad, torque y generación de corrientes de referencia se realizó en bloques independientes a través del método de control orientado al campo. En los anexos del documento se muestra el esquema de simulación en Simulink, basado en el diagrama de bloques de la figura (17). En la Tabla se detallan los parámetros eléctricos y mecánicos del motor de inducción para obtener los resultados mediante simulaciones.

Parámetros	Variabes	Valor
T_s	Tiempo de muestreo	50 [μs]
R_s	Resistencia de estator	1.35 [Ω]
R_r	Resistencia de rotor	7.2 [Ω]
L_s	Inductancia de magnetización estator	0.282 [H]
L_r	Inductancia de magnetización rotor	0.282 [H]
L_m	Inductancia mutua	0.286 [H]
J	Inercia	0.062 [Kgm^2]
p	Pares de polos	2
p	Velocidad nominal	1430 [rpm]
T_{nom}	Torque nominal	50 [Nm]
T_l	Torque de carga	40 [Nm]
v_{dc}	Voltaje de alimentación	520 [v]
	Tiempo de simulación	0.9 [s]

Tabla 2: Parámetros de simulación de control predictivo de corriente de una máquina de inducción alimentada por un VSI utilizando FOC.

En la figura (18) se observan las señales resultantes para velocidad, torque, corrientes y ángulo de rotor de la máquina. La simulación contempla un torque de carga de 40 Nm y una velocidad nominal de 1430 rpm con un voltaje en el DC-link de 520 [V].

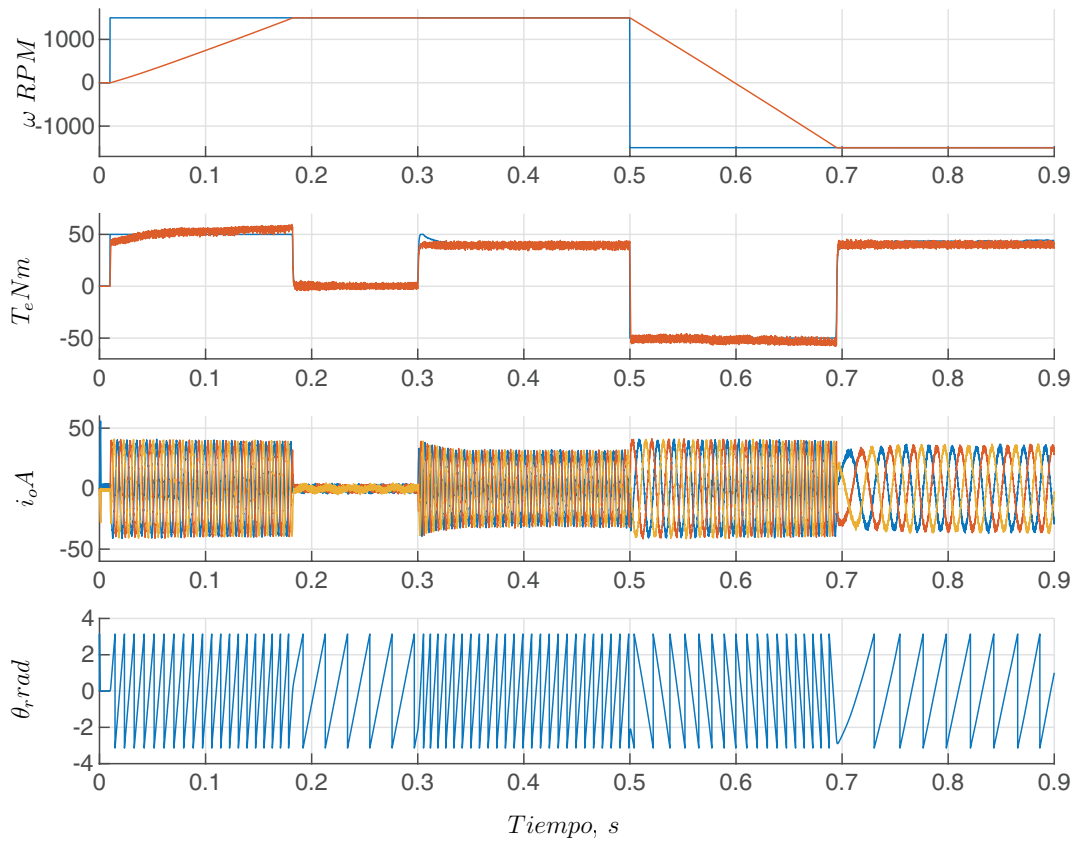


Figura 18: Resultados de simulación de Control PCC de la máquina utilizando FOC.

En la figura (19) se muestran los resultados obtenidos para el control de velocidad de la máquina de inducción. La velocidad de referencia alcanza la velocidad nominal del rotor de 1430 [rpm] en el instante de tiempo $t = 0.02$ [s]. El motor funciona inicialmente a una velocidad del rotor de 0 [rpm] y cuando se aplica el escalón correspondiente a la velocidad de referencia, la velocidad del motor comienza a incrementar alcanzando la velocidad nominal a los 0.18 [s] aproximadamente.

Como se puede ver en la figura (19), la velocidad del motor sigue correctamente la velocidad de referencia

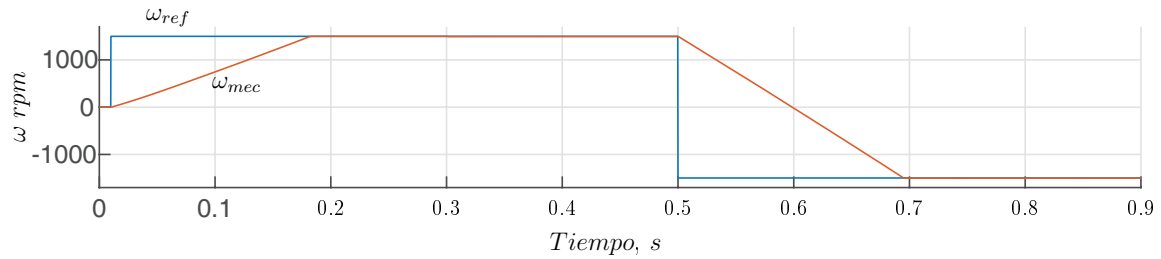


Figura 19: Comportamiento de velocidad aplicando PCC a la máquina utilizando FOC.

Cuando el motor de inducción comienza a acelerar, es aplicado un escalón de torque de referencia, como se puede apreciar en la figura (20) el torque presenta una rápida respuesta ante el escalón aplicado. Mientras el motor está acelerando hasta el tiempo $t=0.18$ [s], el torque medido no se estabiliza completamente con la referencia. Cuando es alcanzada la velocidad de referencia el control genera una referencia de torque nula para mantener la velocidad, en donde se puede ver que el torque medido sigue correctamente la referencia. En el tiempo $t = 0.5$ s cuando el motor comienza a desacelerar se aplica un nuevo torque de carga, en donde también se puede ver que el torque de la máquina presenta una rápida respuesta ante este escalón siguiendo rápidamente el torque de referencia.

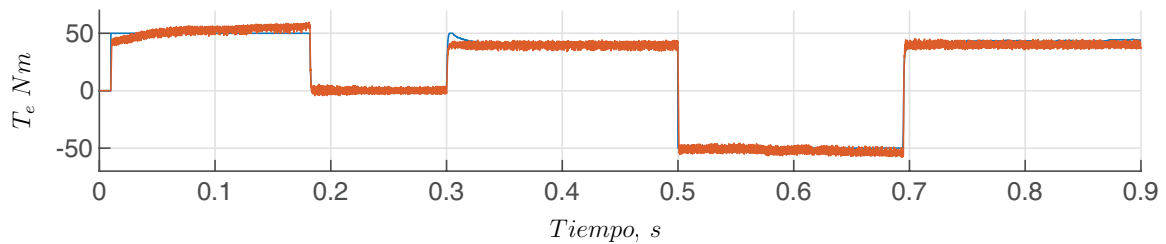


Figura 20: Comportamiento de torque aplicando PCC a la máquina utilizando FOC.

En la figura (21) se muestra el ángulo del flujo de rotor medido.

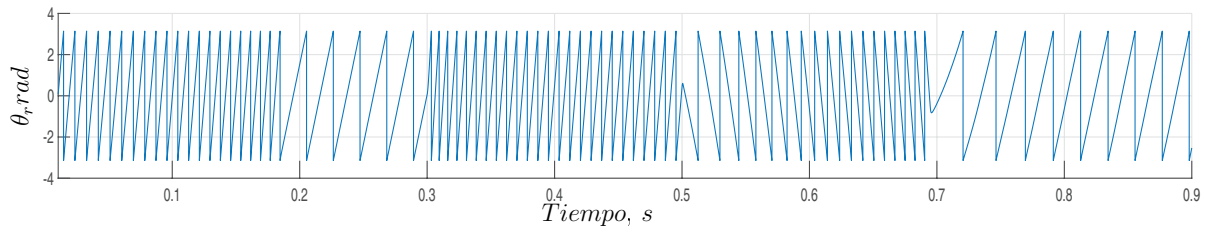


Figura 21: Medición ángulo de rotor aplicando PCC a la máquina utilizando FOC.

5.5.1. Estado Estacionario

En la figura 18 se muestra el comportamiento total de la corriente para el PCC, se puede observar una corriente inicial alta, la que se debe a que la máquina necesita una intensidad de corriente mayor al arranque para proporcionar el torque necesario y así romper la inercia del eje del rotor. Además se puede ver que de acuerdo a la velocidad del motor la amplitud y frecuencia de corriente varían, por ejemplo, cuando no se produce variación en la velocidad del motor y se tiene un torque 0, las corrientes de fase disminuyen y son cercanas a cero, en la figura (22) se muestra con mayor detalle lo mencionado. Cuando se alcanza el estado estacionario, las corrientes de fase bajan a su valor nominal como se observa en la figura(23), además se observa el bajo rizado de corriente obtenido con el control de corriente propuesto.

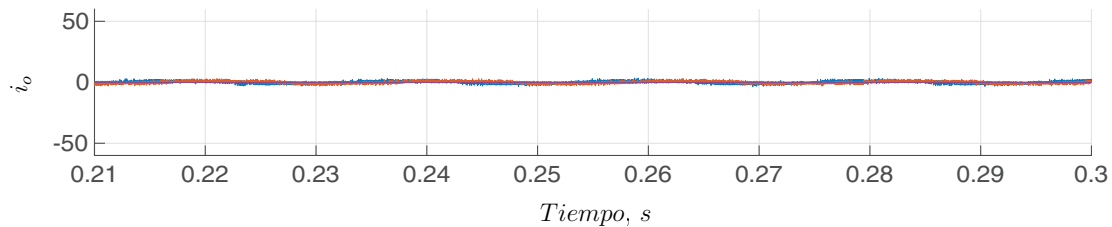


Figura 22: Comportamiento de corriente aplicando PCC a la máquina utilizando FOC.

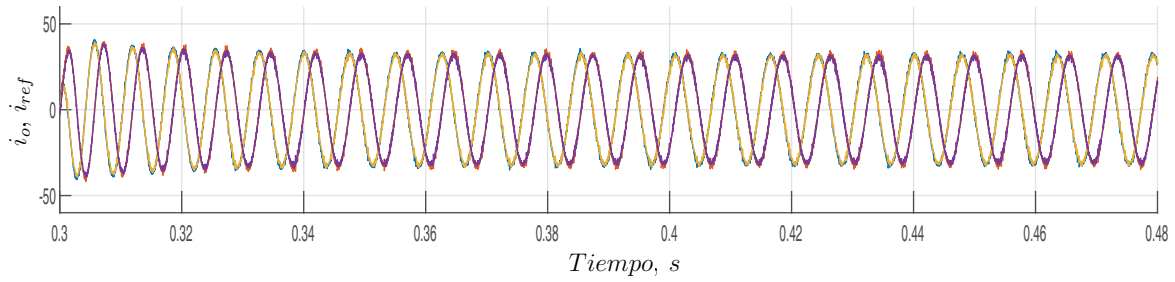


Figura 23: Comportamiento de corriente aplicando PCC a la máquina utilizando FOC.

En la figura (24) se muestra el voltaje v_{an} del inversor en estado estacionario.

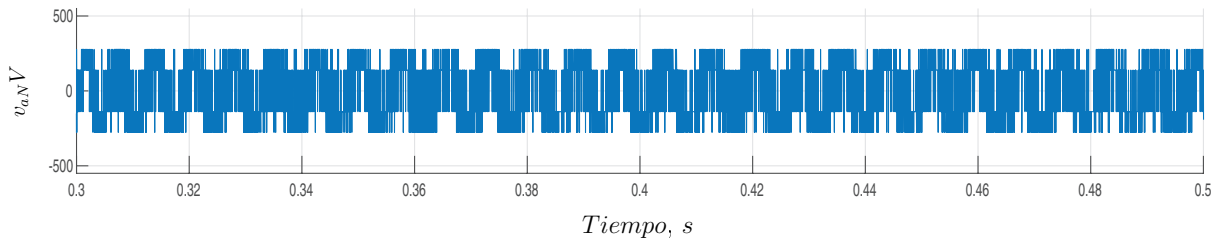


Figura 24: Comportamiento de voltaje de fase v_{an} aplicando control PCC a la máquina utilizando FOC.

En la figura (25) se muestra el voltaje en el enlace DC del inversor, correspondiente a los 520 [v] que se definieron como v_{DC} .

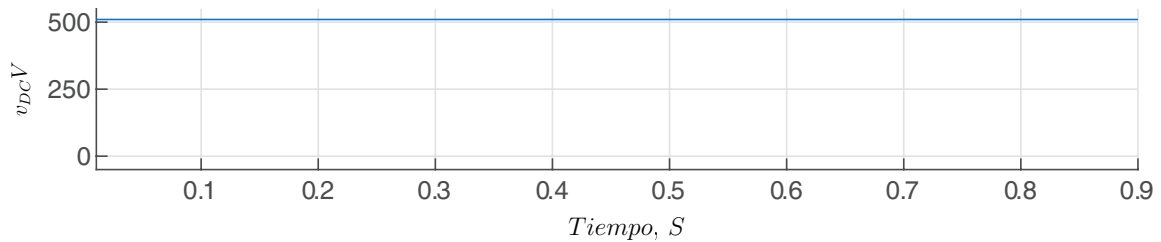


Figura 25: Voltaje en enlace DC aplicando control PCC a la máquina utilizando FOC.

En las figuras (26) y (27) se pueden observar los resultados para los porcentajes de distorsión armónica de corriente y voltaje del control. Cabe mencionar que en el capítulo 8 del documento se dará un mayor énfasis a los resultados obtenidos para las 3 técnicas.

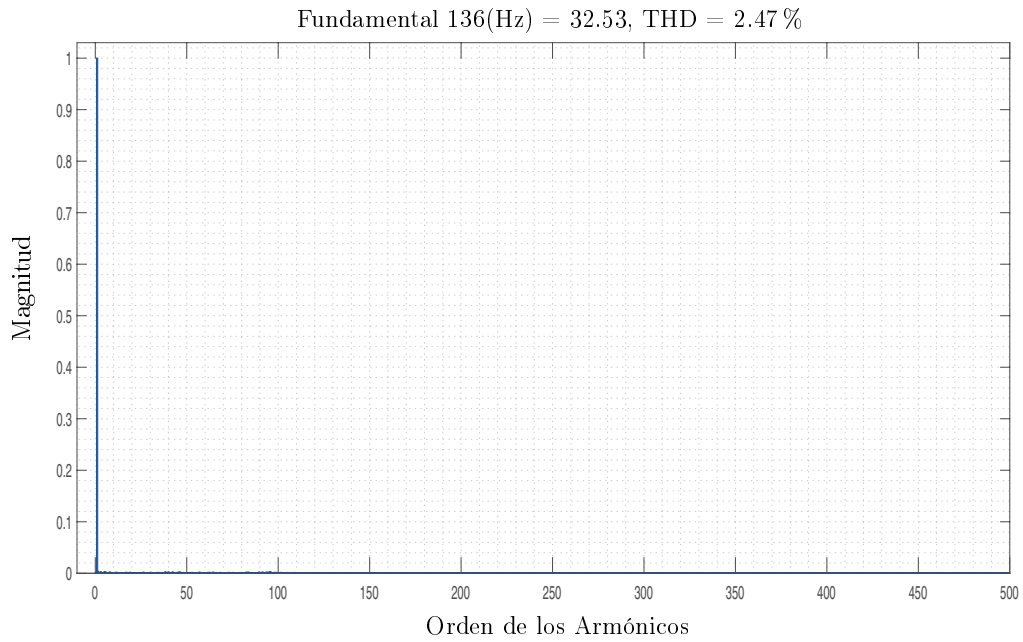


Figura 26: Espectro de armónicos de corriente de fase i_a , para 3 ciclos de la fundamental.

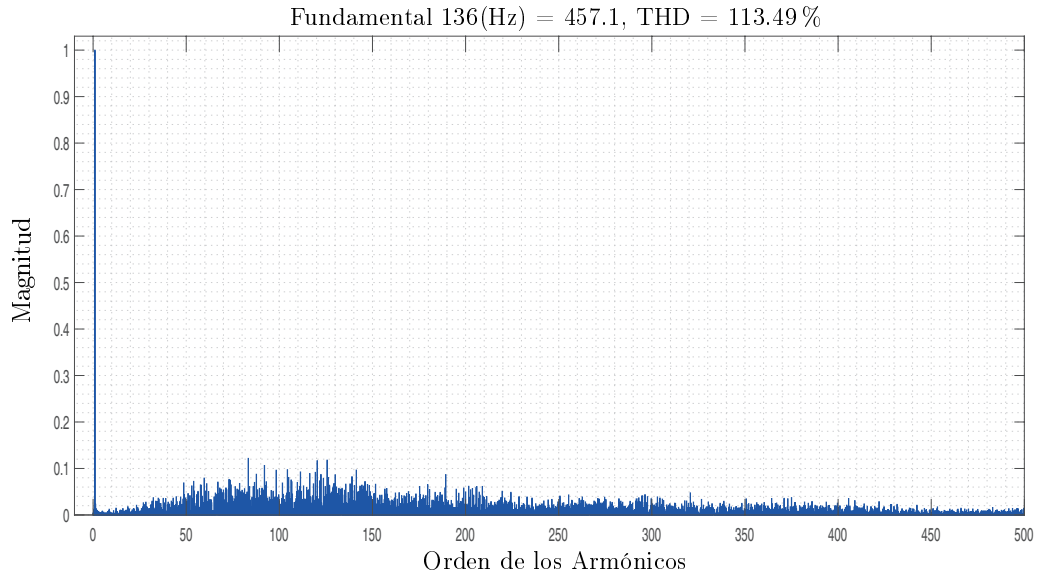


Figura 27: Espectro de armónicos de voltaje de salida v_{on} , para 3 ciclos de la fundamental.

5.5.2. Estado Transiente

En cuanto al comportamiento de la corriente en estado transiente, se puede ver el cambio de frecuencia y amplitud de la señal de corriente ante la inversión de la marcha del motor, como se muestra en la figura (28), se observan tanto las señales de referencia i_{dq}^* como las corrientes i_o , en donde se puede observar que al cambiar las corrientes de referencia generadas por el torque y flujo de referencia inmediatamente cambian las corrientes i_o .

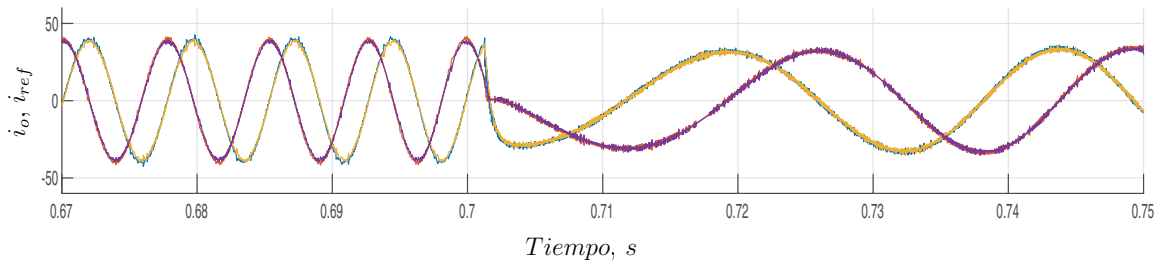


Figura 28: Comportamiento de corriente en estado transiente aplicando Control PCC a la máquina utilizando FOC.

6. Control Predictivo de Torque de una Máquina de Inducción Alimentada por un VSI

6.1. Esquema de Control

Para las máquinas de inducción, es posible demostrar que tanto el flujo como el torque electromagnético del estator T pueden modificarse seleccionando una secuencia de vector de voltaje adecuada que modifique la magnitud del flujo del estator y al mismo tiempo aumente o disminuya el ángulo entre el rotor y el flujo del estator. En el control predictivo de torque (PTC), se utiliza el mismo principio, pero en este esquema se calculan las predicciones para los valores futuros del flujo y torque del estator, es por esto que la condición de referencia, que se implementa mediante una función de costo, considera el futuro comportamiento de estas variables. Las predicciones se calculan para cada posibilidad de activación y la función de costo selecciona el vector de voltaje que optimiza el seguimiento de referencia. En la Figura (29) se observa el diagrama descriptivo para el control predictivo de torque para una máquina de inducción.

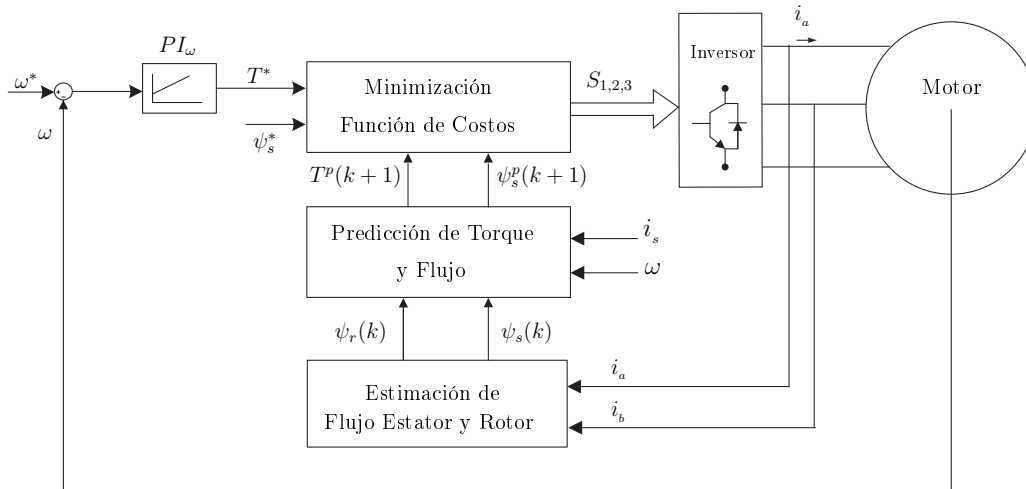


Figura 29: Esquema de control para control predictivo de torque.

6.2. Ecuación de Predicción

El modelo matemático del motor de inducción se obtiene en (18). Por lo tanto, el modelo de la máquina de inducción en la representación del vector espacial queda definido en (53) y (54), donde las ecuaciones de voltaje del estator y rotor en coordenadas fijas se presentan como:

$$v_s = R_s i_o + L_s \frac{d\psi_s}{dt} \quad (53)$$

$$v_r = R_r i_r + L_r \frac{d\psi_r}{dt} - j p \omega \psi_s \quad (54)$$

Donde R_s , R_r y ω corresponden a la resistencia del estator, resistencia del rotor y la frecuencia angular del rotor. Los flujos del estator y rotor están relacionados con sus respectivas corrientes a través de las siguientes ecuaciones:

$$\psi_s = L_s i_o + L_m i_r \quad (55)$$

$$\psi_r = L_r i_r + L_m i_s \quad (56)$$

Para obtener la estimación del flujo del estator y rotor, se discretizan las ecuaciones (53) y (54) utilizando la fórmula general de Euler con diferencia de avance utilizada como la aproximación derivada para estimar el valor de cada función en un tiempo de muestreo futuro.

La estimación del flujo del rotor y estator se definen en (57) y (58) :

$$\psi_s(k) = \psi_s(k-1) + T_s v_o(k) - R_s T_s i_o(k) \quad (57)$$

$$\psi_r = \frac{L_r}{L_m} \psi_s(k-1) + \left(L_m - \frac{L_r L_s}{L_m} \right) i_o(k) \quad (58)$$

Una vez que se han obtenido las estimaciones del flujo del rotor y del estator, es necesario calcular las predicciones para las variables controladas. En el caso de control predictivo de torque, el torque electromagnético T_e y el flujos del estator son precedidos para el siguiente instante de muestreo ($k + 1$). Para la predicción del flujo del estator $\psi_s^p(k + 1)$, se considera la misma ecuación de voltaje del estator utilizada para su estimación [58] . Al aproximar la derivada del flujo del estator, se obtiene la predicción para ψ_s^p :

$$\psi_s^p(k + 1) = \psi_s(k) + T_s v_o(k + 1) - R_s T_s i_o(k + 1) \quad (59)$$

La predicción del torque depende directamente del flujo y la corriente del estator de acuerdo con

$$T_e = \frac{2}{3} p (\psi_s \times i_o) \quad (60)$$

Considerando los valores predichos del flujo y corriente del estator, la predicción del torque se obtiene como:

$$T_e^p(k + 1) = \frac{3}{2} p [\psi_s^p(k + 1) \times i_o^p(k + 1)] \quad (61)$$

De acuerdo a la ecuación para la predicción del torque (61), es necesario obtener una predicción de la corriente del estator $i_o^p(k + 1)$, para calcular una predicción del torque electromagnético. Es por esto que se debe discretizar (23) y reemplazar las derivadas obtenidas por la aproximación basada en Euler [41], obteniendo una predicción para la corriente del estator i_o en un instante ($k + 1$):

$$i_o^p(k + 1) = \left(1 - \frac{T_s r_\sigma}{L_s \sigma}\right) i_o(k) + \frac{T_s}{L_s \sigma} \left[\left(\frac{k_r}{\tau_r} - j k_r \omega(k) \right) \psi_r(k) + v_o(k + 1) \right] \quad (62)$$

Una vez obtenidas las predicciones de flujo de corriente del estator, es posible calcular la predicción del torque electromagnético. Tanto la predicción del torque y flujo del estator se escriben en términos del voltaje del inversor $v_s(k)$. Esto implica que se obtienen siete predicciones diferentes para el torque y el flujo, de acuerdo con el número de vectores de voltaje generados por un inversor de dos niveles.

6.3. Función de Costo

Para realizar la selección del estado de conmutación se debe obtener una función de costo, la cual corresponde a una comparación entre las referencias de torque y flujo a sus valores predichos. La función de costo se evalúa para cada predicción y se selecciona la que produce el error más bajo. De este modo, se generan los pulsos de disparo del inversor.

La función de costos se define como:

$$g = |T_e^* - T_e^p(K + 1)| + \lambda_T |\psi_s^* - \psi_s^p(k + 1)| \quad (63)$$

Donde T_e^* y ψ_s^* corresponden a las referencias de torque y flujo. λ_T , corresponde al factor de peso, este factor aumenta o disminuye la importancia relativa del torque en comparación con el control de flujo y corresponde a la razón entre los valores nominales de torque T_{nom} y el flujo del estator [59]:

$$\lambda_T = \frac{T_{nom}}{\psi_s} \quad (64)$$

6.4. Resultados de Simulación

La estrategia de control predictivo de torque a frecuencia variable para una máquina de inducción se simuló en el software Simulink considerando los parámetros utilizados para el control PCC. En los anexos del documento se muestra el esquema de simulación en Simulink para PTC, basado en el diagrama de bloques de la figura (29).

Los resultados obtenidos para PTC se muestra en la figura (30) en donde se muestran las señales resultantes para control de velocidad, torque, corrientes y voltaje de fase de la máquina. Al igual que la simulación de PCC utilizando control orientado al campo, se contempla un torque de carga de 40 Nm y una velocidad nominal de 1430 [rpm] con un voltaje en el DC-link de 520 [V]:

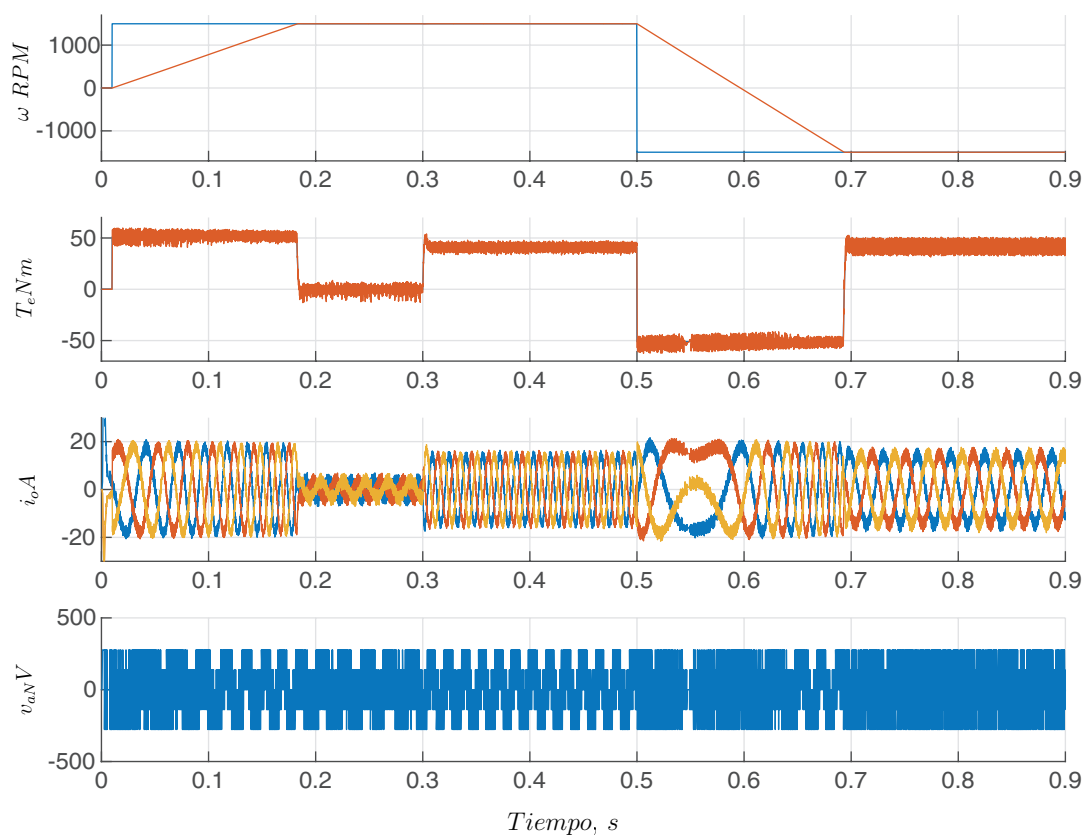


Figura 30: Resultados de simulación de control predictivo de torque.

En cuanto al control de velocidad obtenido para el control predictivo de torque, se puede ver en la figura (31) que la velocidad de referencia alcanza la velocidad nominal del rotor de 1430 [rpm] en el instante de tiempo $t = 0.02$ [s]. Cuando el motor comienza a acelerar, logra alcanzar la velocidad nominal a los 0.18 [s] aproximadamente. La velocidad del motor sigue correctamente la velocidad de referencia.

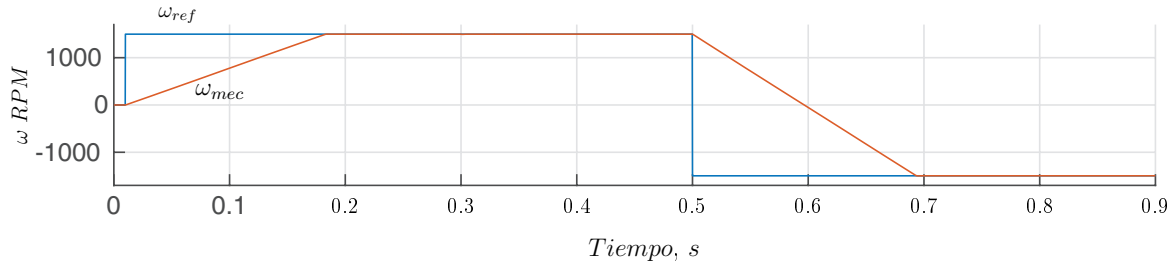


Figura 31: Comportamiento de velocidad aplicando control predictivo de torque.

Mientras el motor está acelerando hasta el tiempo $t=0.18$ [s], el torque medido se estabiliza siguiendo correctamente el torque de referencia. En el tiempo $t = 0.5$ [s] mientras el motor comienza a desacelerar se aplica un torque de carga, presentando una rápida respuesta ante este escalón siguiendo rápidamente el torque de referencia.

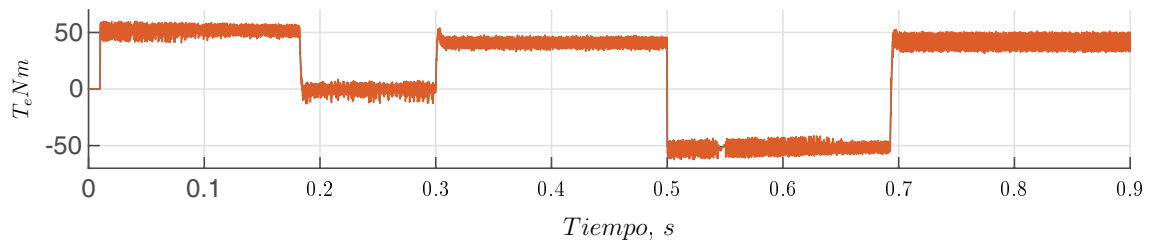


Figura 32: Comportamiento de Torque aplicando control predictivo de torque.

En la figura (33) se muestran las señales para el flujo de referencia y flujo en el estator, en donde se puede observar que el flujo del estator sigue correctamente la referencia.

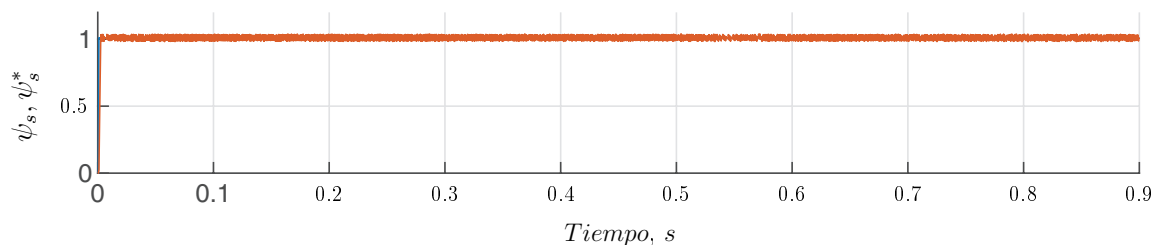


Figura 33: Resultados de simulación de control de flujo en PTC.

6.4.1. Estado Estacionario

En la figura (34) se muestra el comportamiento de las corrientes de fase cuando alcanza un estado estacionario, en donde las corrientes bajan a su valor nominal, además se observa un rizado de corriente en la señal de salida para las corrientes de fase.

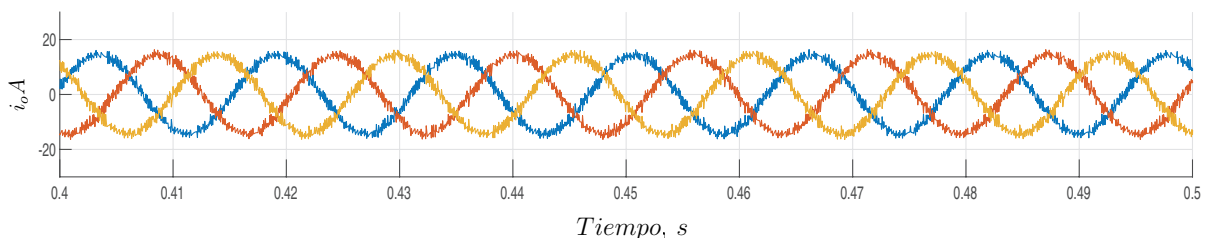


Figura 34: Comportamiento de corriente en estado estacionario aplicando control predictivo de torque a la máquina.

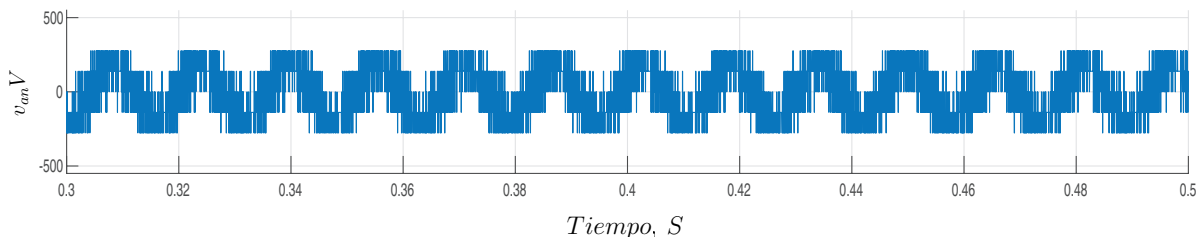


Figura 35: Resultados de simulación voltaje v_{an} .

En la figura (36) se muestra el voltaje en el enlace DC del inversor, correspondiente a los 520 [v] que se definieron como v_{DC} .

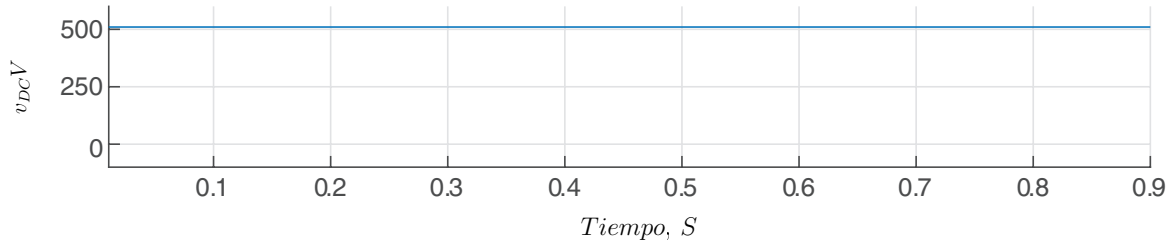


Figura 36: Resultados de simulación voltaje en enlace v_{DC} .

En las figuras (37) y (38) se pueden observar los resultados para los porcentajes de distorsión armónica de corriente y voltaje del control predictivo de torque.

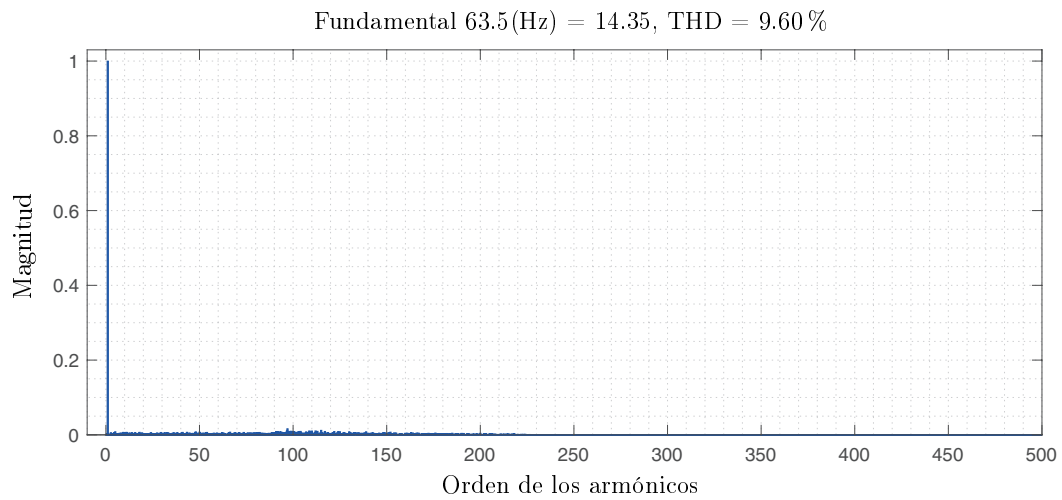


Figura 37: Espectro de armónicos de corriente de fase i_a , para 3 ciclos de la fundamental.

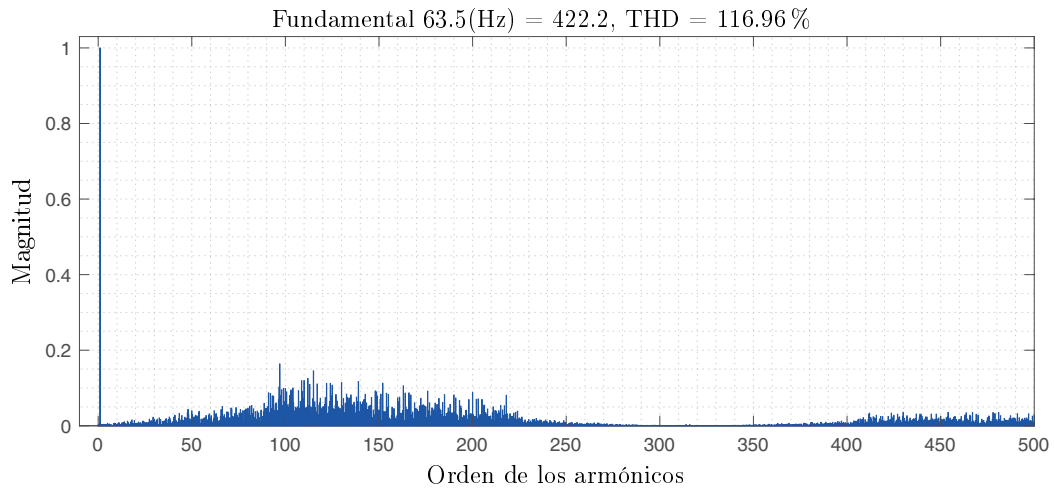


Figura 38: Espectro de armónicos de voltaje de salida v_{an} , para 3 ciclos de la fundamental.

6.4.2. Estado Transiente

Para el comportamiento de la corriente en estado transiente, se puede observar en (39) que ante el cambio en el torque de carga se produce un cambio en la amplitud de la corriente del motor alcanzando aproximadamente 15 [A].

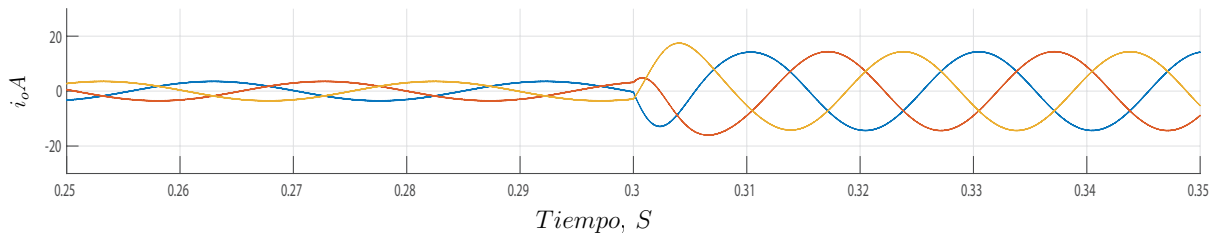


Figura 39: Resultados de simulación voltaje v_{aN} .

7. Control Predictivo de Torque Operando a Frecuencia Fija de Conmutación de una Máquina de Inducción Alimentada por un VSI

7.1. Esquema de Control para el VSI

Para la técnica de control predictivo de corriente a frecuencia fija (FPTC), se utiliza un diagrama similar al control predictivo a frecuencia variable, ya que utiliza la misma predicción de torque, flujo y corriente de estator. A diferencia del diagrama del control predictivo clásico, para el control a frecuencia fija se considera un bloque que corresponde a un patrón de conmutación que es ejecutado de la misma forma para todas las predicciones.

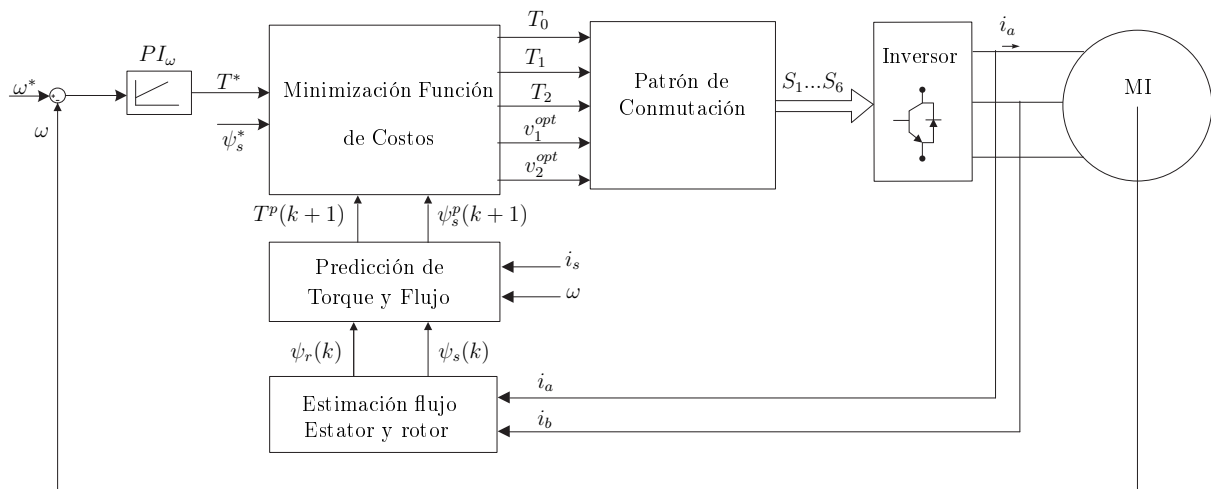


Figura 40: Esquema de control predictivo a frecuencia fija para un motor de inducción.

7.2. Ecuación de Predicción

Como se mencionó anteriormente, el modelo y ecuaciones de predicción para FPTC son las mismas utilizadas en PTC. Para el control predictivo de torque a frecuencia fija (FPTC), al igual que el PTC es necesario predecir el torque electromagnético T y el flujos del estator para el siguiente instante de muestreo ($k + 1$). Para la predicción del flujo del estator $\psi_s^p(k + 1)$, se considera la misma ecuación de voltaje del estator

utilizada para su estimación. Al aproximar la derivada del flujo del estator, se obtiene la predicción para ψ_s^p :

$$\psi_s^p(k+1) = \psi_s(k) + T_s v_o(k+1) - R_s T_s i_o(k+1) \quad (65)$$

La predicción del torque depende directamente del flujo y la corriente del estator de acuerdo con

$$T_e = \frac{2}{3} p (\psi_s \times i_o) \quad (66)$$

Considerando los valores predichos del flujo y corriente del estator, la predicción del torque se obtiene como:

$$T_e^p(k+1) = \frac{3}{2} p [\psi_s^p(k+1) \times i_o^p(k+1)] \quad (67)$$

Luego se debe obtener una predicción de la corriente del estator $i_o^p(k+1)$, y así calcular una predicción del torque electromagnético. Es por esto que se debe discretizar (23) y reemplazar las derivadas obtenidas por la aproximación basada en Euler, obteniendo una predicción para la corriente del estator i_o en un instante $(k+1)$:

$$i_o^p(k+1) = \left(1 - \frac{T_s r_\sigma}{L_s \sigma}\right) i_o(k) + \frac{T_s}{L_s \sigma} \left[\left(\frac{k_r}{\tau_r} - j k_r \omega(k) \right) \psi_r(k) + v_o(k+1) \right] \quad (68)$$

Una vez obtenidas las predicciones de flujo de corriente del estator, es posible calcular la predicción del torque electromagnético. Tanto la predicción del torque y flujo del estator se escriben en términos del voltaje del inversor $v_s(k)$. Esto implica que se obtienen siete predicciones diferentes para el torque y el flujo, de acuerdo con el número de vectores de voltaje generados por el VSI.

7.3. Función de Costo

Para el modelo de predicción se define cada vector disponible para el VSI en el plano $\alpha\beta$, a través del cual se representan los 7 estados válidos del VSI. Se definen 6 sectores conformados por dos vectores adyacentes que representan los voltajes generados por los estados de conmutación del VSI. El primer sector se compone por los vectores 1 y 2, que corresponden al voltaje generado por el estado de conmutación 1 y estado de conmutación 2 del inversor. En la Figura 41 se muestra la representación vectorial descrita anteriormente.

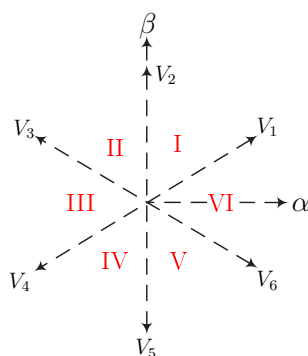


Figura 41: Representación vectorial para voltajes del convertidor.

Pese a que en PTC y FPTC se utiliza el mismo modelo matemático y ecuaciones de predicción de torque y flujo, para el control predictivo a frecuencia fija, se evalúan las predicciones de los dos vectores activos que conforman cada sector del plano $\alpha\beta$ para cada tiempo de muestreo, evaluando la función de costos para cada una de las predicciones, obteniendo así dos funciones de costos g_1 y g_2 , además se obtiene una función de costos g_0 que corresponde a la predicción obtenida cuando el voltaje es cero. Las funciones de costos g_1 y g_2 son evaluadas por separado en cada uno de los vectores que forman una región, la función g_1 es evaluada en el vector 1 y la función g_2 es evaluada en el vector. Los vectores que produzcan el error mínimo en la función de costo (79) serán aplicados en el siguiente estado de conmutación. La función de costo utilizada es la misma que se aplica en el control predictivo clásico, por lo tanto la función de costos con el menor error será utilizada para determinar los periodos de tiempo para la conmutación T_0 , T_1 y T_2 . Para el FPTC es necesario obtener los ciclos de trabajo para los dos vectores activos y el vector cero [33], estos ciclos son calculados de acuerdo a las siguientes ecuaciones:

$$d_0 = \frac{K}{g_0} \quad (69)$$

$$d_1 = \frac{K}{g_1} \quad (70)$$

$$d_2 = \frac{K}{g_2} \quad (71)$$

$$d_0 + d_1 + d_2 = T_s \quad (72)$$

donde d_0 , d_1 y d_2 corresponden a una fracción de tiempo para cada vector activo. El ciclo de trabajo d_0 es evaluado sólo una vez ya que corresponde al vector activo v_0 . Resolviendo las ecuaciones obtenidas anteriormente es posible obtener la expresión para K y las expresiones de los ciclos de trabajo para cada uno de los vectores:

$$\frac{K}{g_0} + \frac{K}{g_1} + \frac{K}{g_2} = T_s \quad (73)$$

$$\frac{K g_1 g_2}{g_0 g_1 g_2} + \frac{K g_0 g_2}{g_0 g_1 g_2} + \frac{K g_0 g_1}{g_0 g_1 g_2} = T_s \quad (74)$$

Donde K corresponde a una constante que relaciona los ciclos de trabajo y las funciones de costo a utilizar en el control.

La expresión para la constante K está dada por:

$$K = \frac{T_s g_0 g_1 g_2}{g_1 g_2 + g_0 g_2 + g_0 g_1} \quad (75)$$

Posteriormente se sustituye la ecuación (75) en (69) , (70) y (71) :

$$d_0 = \frac{T_s g_1 g_2}{g_1 g_2 + g_0 g_2 + g_0 g_1} \quad (76)$$

$$d_1 = \frac{T_s g_0 g_2}{g_1 g_2 + g_0 g_2 + g_0 g_1} \quad (77)$$

$$d_2 = \frac{T_s g_1 g_0}{g_1 g_2 + g_0 g_2 + g_0 g_1} \quad (78)$$

Obteniendo una nueva función de costo determinada por la siguiente relación:

$$g_{(k+1)} = d_1 g_1 + d_2 g_2 \quad (79)$$

Los valores d_1 y d_2 se evalúan en la nueva función de costo obtenida, con las funciones g_1 y g_2 cada vez que se ejecuta el control predictivo, en donde serán seleccionados los vectores óptimos que produzcan el menor error entre la referencia y la predicción. Los periodos de tiempo T_0 , T_1 y T_2 donde serán aplicados los vectores óptimos, son determinados por los ciclos de trabajo d_0 , d_1 y d_2 de la siguiente manera:

$$T_0 = \frac{T_s d_0}{t_m} \quad (80)$$

$$T_1 = \frac{T_s d_1}{t_m} \quad (81)$$

$$T_2 = \frac{T_s d_2}{t_m} \quad (82)$$

$$T_s = T_0 + T_1 + T_2 \quad (83)$$

Donde t_m corresponde a la división del tiempo de muestreo T_s en pequeñas partes iguales en donde serán aplicados los vectores óptimos. Una vez obtenidos los vectores óptimos v_1^{opt} y v_2^{opt} y los tiempos en los que serán aplicados (T_0, T_1 y T_2), se establece una estrategia de conmutación que consta de siete pasos [60].

1. Se inicia el patrón de conmutación, aplicando el vector cero, un cuarto de su tiempo T_0 ($\frac{T_0}{4}$).
2. Luego se aplica el primer vector óptimo v_1^{opt} la mitad de su tiempo T_1 ($\frac{T_1}{2}$).
3. Se sigue, aplicando el segundo vector óptimo v_2^{opt} la mitad de su tiempo T_2 ($\frac{T_2}{2}$).
4. A continuación, se aplica el vector cero un periodo equivalente a la mitad de su tiempo T_2 ($\frac{T_0}{2}$).
5. Se aplica el segundo vector óptimo v_2^{opt} la mitad de su tiempo T_2 ($\frac{T_2}{2}$).
6. Se aplica el primer vector óptimo v_1^{opt} la mitad de su tiempo T_1 ($\frac{T_1}{2}$).
7. Finalmente se aplica el vector cero, un cuarto de su tiempo T_0 ($\frac{T_0}{4}$).

A través de este patrón de conmutación se determinará que el control predictivo trabaje a frecuencia fija, en esta técnica de control es necesario conocer qué vectores

serán considerados como vectores óptimos (1 y 2), ya que para esta técnica se busca que en cada cambio de vector aplicado se realice la conmutación en sólo una de las piernas del convertidor, optimizando así la aplicación del método y obtención de mejores resultados. En la figura se puede observar el patrón de conmutación propuesto.

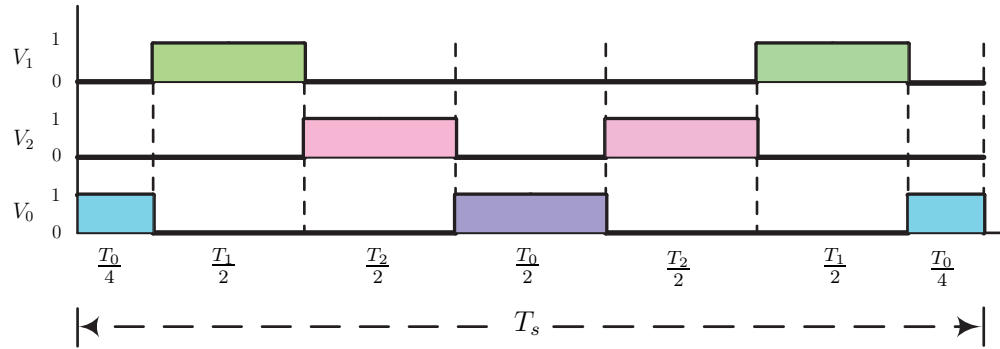


Figura 42: Patrón de conmutación para control predictivo a frecuencia fija.

7.4. Resultados de Simulación

Para la estrategia de control a frecuencia fija de conmutación se utilizan los mismos parámetros utilizados en las dos estrategias de control, además de aplicar la misma referencias de velocidad y torque de carga con la finalidad de obtener resultados similares en los tres controles. Los resultados obtenidos para la aplicación del control se muestran en la figura (43).

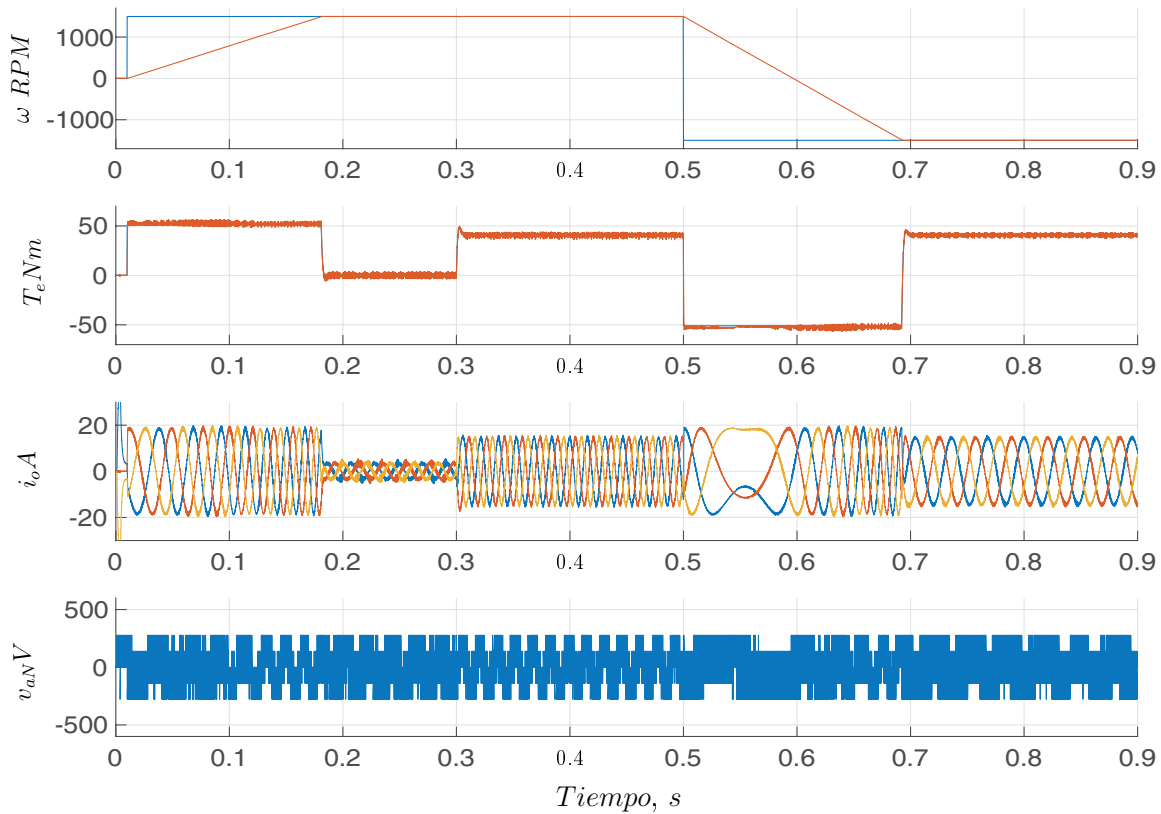


Figura 43: Resultados de simulación de control predictivo a frecuencia fija aplicado al VSI.

En la figura (44) se muestran la respuesta para el control de velocidad de la máquina de inducción. La velocidad de referencia alcanza la velocidad nominal del rotor de 1430 [rpm] en el instante de tiempo $t = 0.02$ [s]. Al igual que los otros dos controles implementados el motor funciona inicialmente a una velocidad del rotor de 0 [rpm] y cuando se aplica el escalón correspondiente a la velocidad de referencia, la velocidad del motor comienza a incrementar alcanzando la velocidad nominal a los 0.18 [s] aproxima-

damente. Como se puede ver en la imagen, la velocidad del motor sigue correctamente la velocidad de referencia.

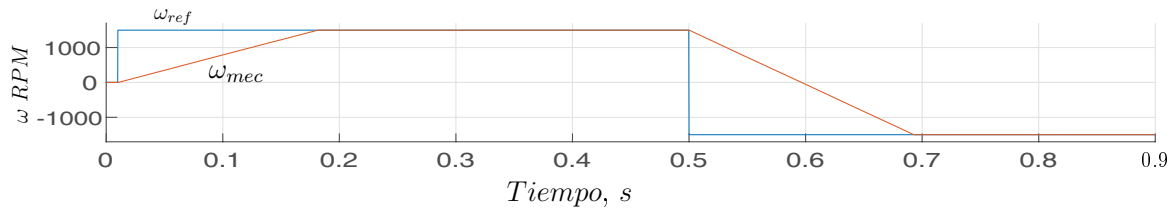


Figura 44: Resultados de simulación de control de velocidad a frecuencia fija.

Para el control predictivo de torque a frecuencia fija, se puede observar que el torque presenta una rápida respuesta ante el escalón aplicado al igual que las otras dos técnicas propuestas. Mientras el motor está incrementando la velocidad, el torque del motor logra seguir inmediatamente la referencia como se muestra en la figura (45). Cuando es alcanzada la velocidad de referencia en el tiempo $t = 0.18$ [s], el control genera una referencia de torque nula para mantener la velocidad del motor. En el tiempo $t = 0.5$ [s] cuando el motor comienza a desacelerar e invertir la marcha motor, se aplica un nuevo torque de carga, en donde también se puede ver que el torque de la máquina presenta una rápida respuesta ante este escalón siguiendo rápidamente el torque de referencia.

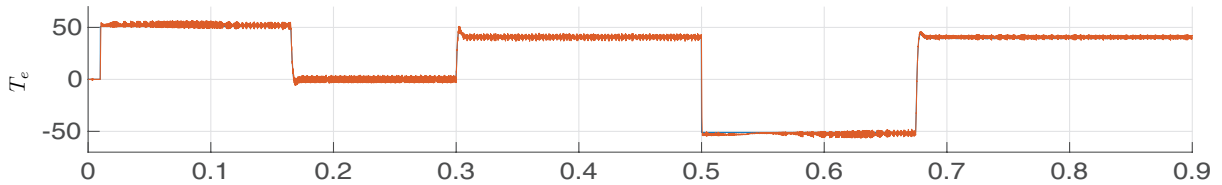


Figura 45: Resultados de simulación de control de torque a frecuencia fija.

En la figura (46) se muestran las señales para el flujo de referencia y flujo en el estator, en donde se puede observar que el flujo del estator sigue correctamente la referencia.

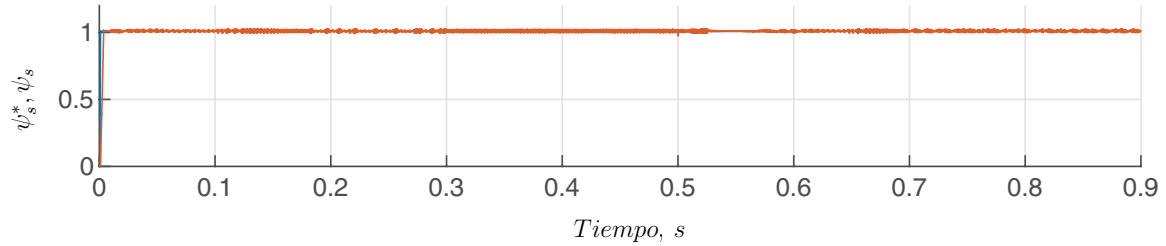


Figura 46: Resultados de simulación de control de flujo a frecuencia fija.

7.4.1. Estado Estacionario

Cuando se alcanza el estado estacionario en el tiempo $t= 0.3$ [s] aproximadamente, las corrientes de fase bajan a su valor nominal como se observa en la Figura(47), con un bajo rizado de corriente.

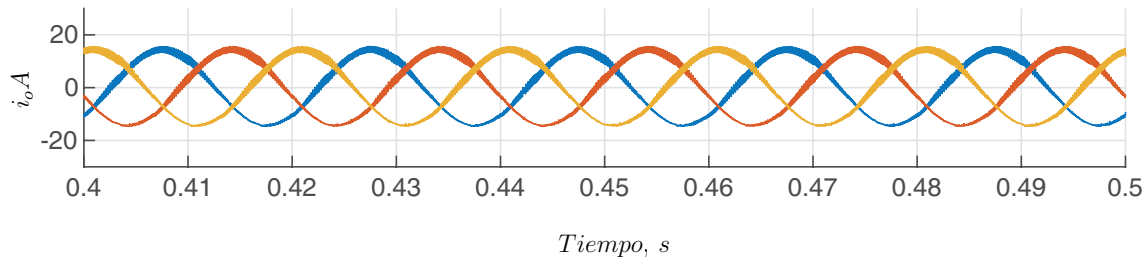


Figura 47: Resultados de simulación, corrientes de fase en estado estacionario.

En la figura (48) se muestra el voltaje v_{an} del inversor en estado estacionario.

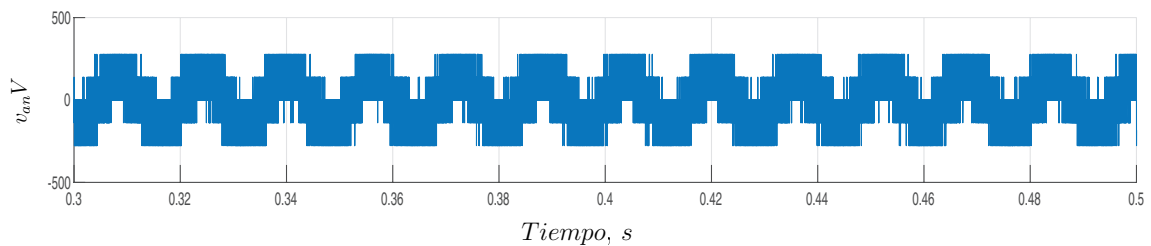


Figura 48: Resultados de simulación voltaje de fase v_{an} .

En la figura (49) se muestra el voltaje en el enlace DC del inversor, correspondiente a los 520 [v] que se definieron como v_{DC} .

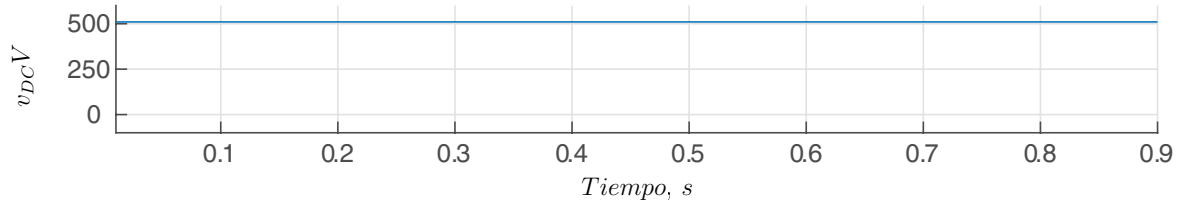


Figura 49: Resultados de simulación voltaje en enlace DC .

En las figuras (50) y (51) se pueden observar los resultados para los porcentajes de distorsión armónica de corriente y voltaje en estado estacionario.

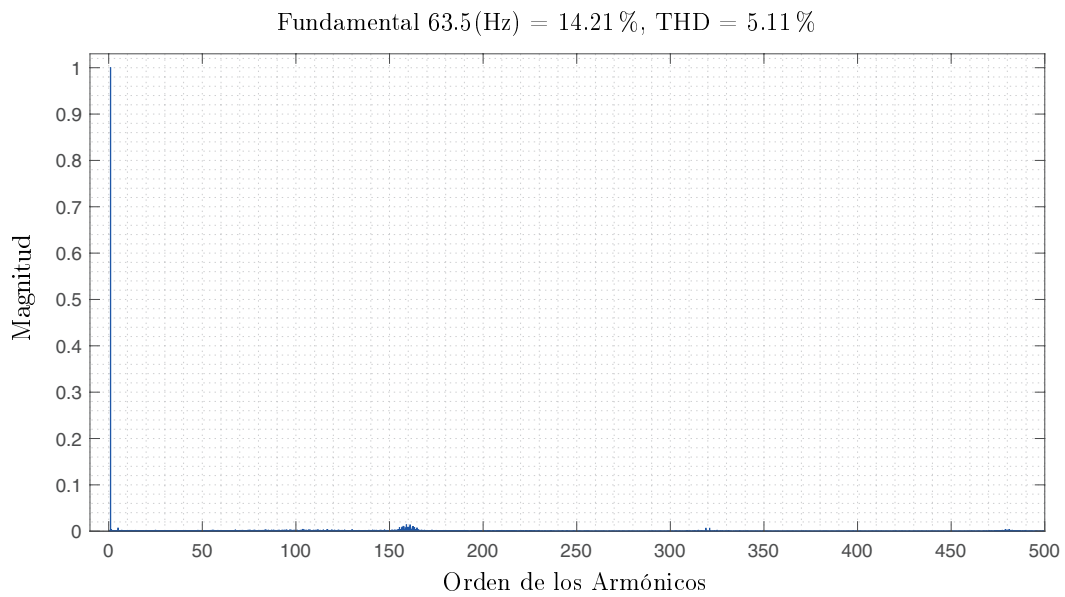


Figura 50: Espectro de armónicos de corriente de fase i_a , para 3 ciclos de la fundamental.

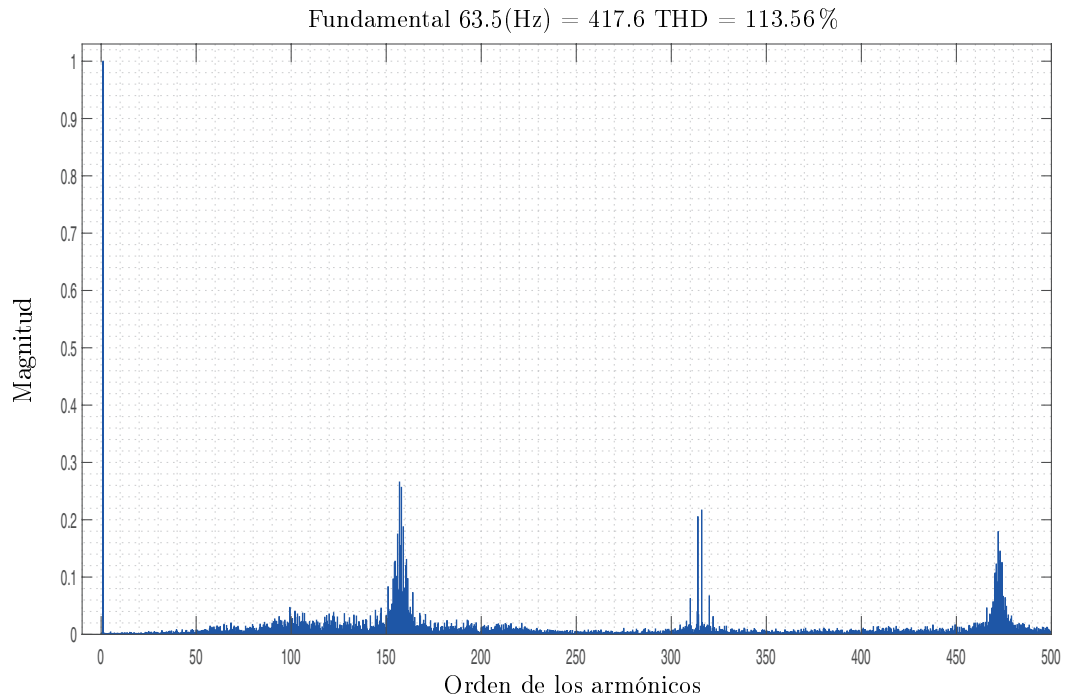


Figura 51: Espectro de Armónicos de voltaje de salida v_{an} , para 3 ciclos de la fundamental.

7.4.2. Estado Transiente

Para el comportamiento de la corriente en estado transiente, se puede observar en (52) que ante el cambio en el torque de carga se produce un cambio en la amplitud de la corriente del motor alcanzando aproximadamente 15 [A].

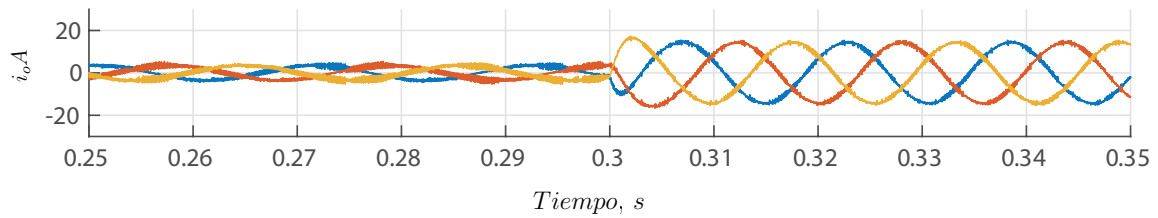


Figura 52: Resultados de simulación, corrientes de fase en estado estacionario.

8. Comparación de Resultados

8.1. Control de Velocidad

Como se mencionó en las secciones anteriores, el control de velocidad y torque para cada una de las estrategias de control se realizó mediante un control PI implementando un bloque de control externo considerando un control PI con protección anti-windup, que es utilizado para eliminar el efecto windup, el cual actúa en la saturación del actuador, en donde la constante de integración del control PI continua integrando aunque la entrada se encuentra saturada produciendo valores excesivos en la señal controlada [61]. Para las 3 estrategias se limitó el torque de la máquina a un valor de 50 [Nm], velocidad nominal de 1430 *rpm* y un $T_s = 50$ [μs]. En las figuras (53), (54) y (55) se muestran los resultados de control de velocidad para los tres métodos, en las que se puede apreciar que los 3 métodos alcanzan similares y muy buenos resultados para control de velocidad. El FPTC y PTC tardan aproximadamente 0.17 [s] en alcanzar la velocidad nominal del motor, mientras que el control PCC utilizando FOC, tiene una respuesta minimamente más lenta (0,1ms) del motor para alcanzar la velocidad nominal, tardando 0.18 [s] en llegar a las 1430 [*rpm*].

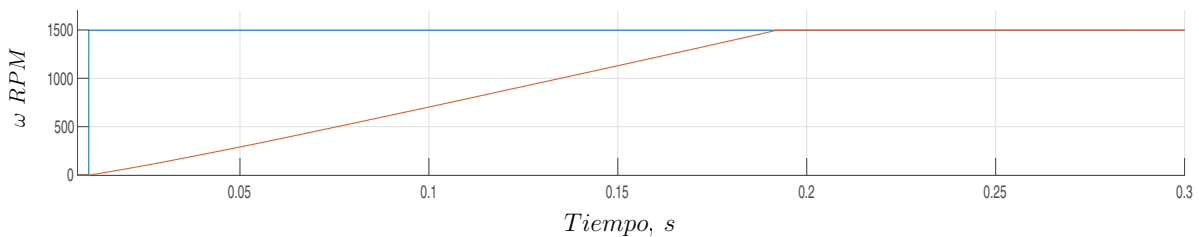


Figura 53: Respuesta a escalón de velocidad para control predictivo de corriente utilizando FOC.

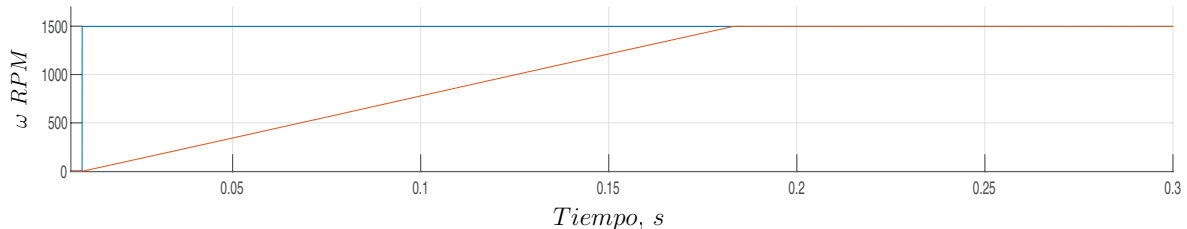


Figura 54: Respuesta a escalón de velocidad para control predictivo de torque.

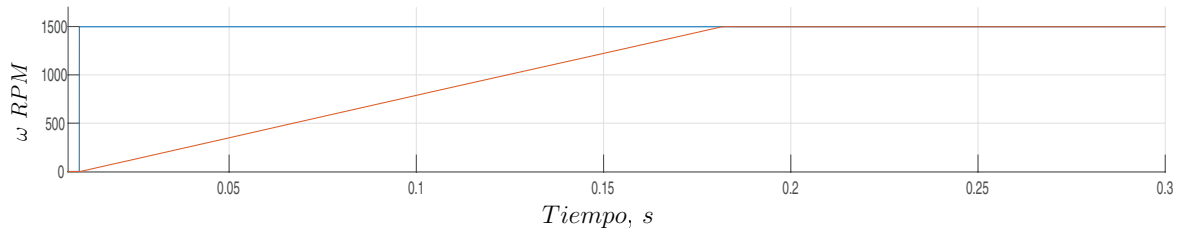


Figura 55: Respuesta a escalón de velocidad para control predictivo a frecuencia fija.

8.2. Control de Torque

La respuesta para el control de torque se muestran en las figuras (56) (57) y (58). El control predictivo de torque a frecuencia fija es el control que presenta un menor rizado en el torque del motor, seguido por el control predictivo de corriente utilizando FOC, en este control el tiempo de asentamiento del torque del motor con la referencia es notoriamente más extenso que los otros dos controles. Como se muestra en la figura (56) mientras el motor se encuentra acelerando, el torque no se estabiliza por completo con la referencia, sino que logra estabilizarse cuando el motor alcanza la velocidad nominal. El control PTC también presenta un muy buen seguimiento del torque de referencia, logrando seguir la referencia de torque ante el escalón aplicado, no obstante el PTC es el control que presenta el mayor rizado de torque mientras el motor está acelerando.

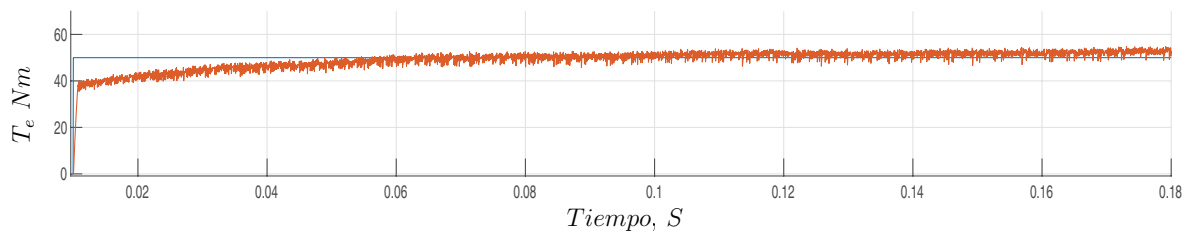


Figura 56: Respuesta a escalón de torque para control predictivo de corriente utilizando FOC.

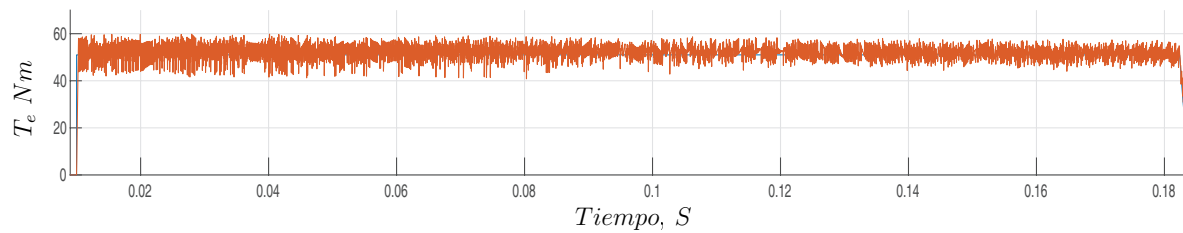


Figura 57: Respuesta a escalón de torque para control predictivo de torque.

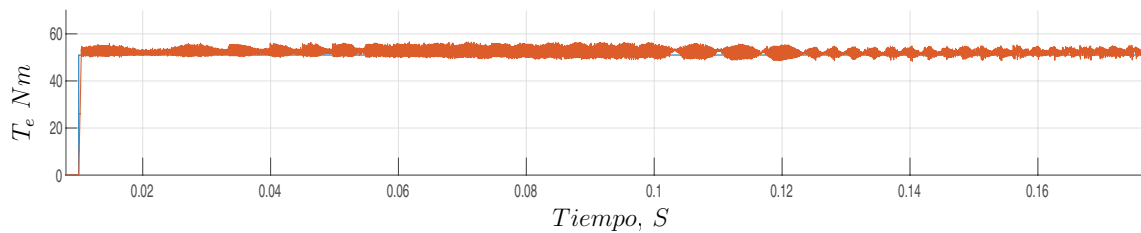


Figura 58: Respuesta a escalón de torque para control predictivo a frecuencia fija.

8.3. Estado Estacionario

Cuando es alcanzado el estado estacionario, se puede observar en las Figuras (59), (60) y (61) que las tres estrategias de control propuestas siguen correctamente las referencias tanto para el control de velocidad, torque. El control predictivo de torque a frecuencia fija es el que presenta menor rizado en el control de torque, mientras que el control PCC y el control predictivo de torque, presentan respuestas similares en el control de torque. Como se mencionó en las secciones anteriores, los porcentajes de distorsión armónica de corriente en PTC, FPTC y PCC con control por campo orientado son 9,6%, 5,11% y 2,47%. siendo el control PCC el control que presenta un mejor rendimiento en estado estacionario, no obstante, las otras dos estrategias también presentan resultados óptimos.

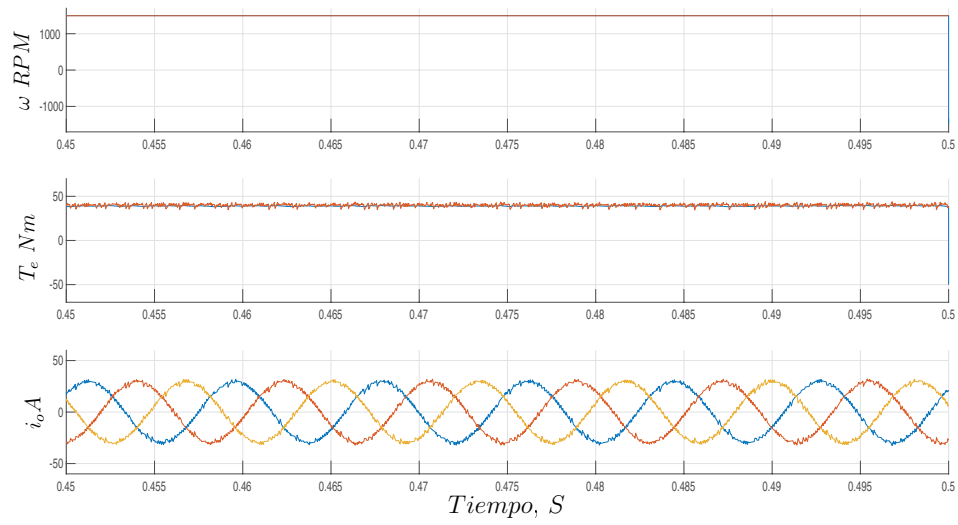


Figura 59: Control predictivo de corriente utilizando FOC, estado estacionario.

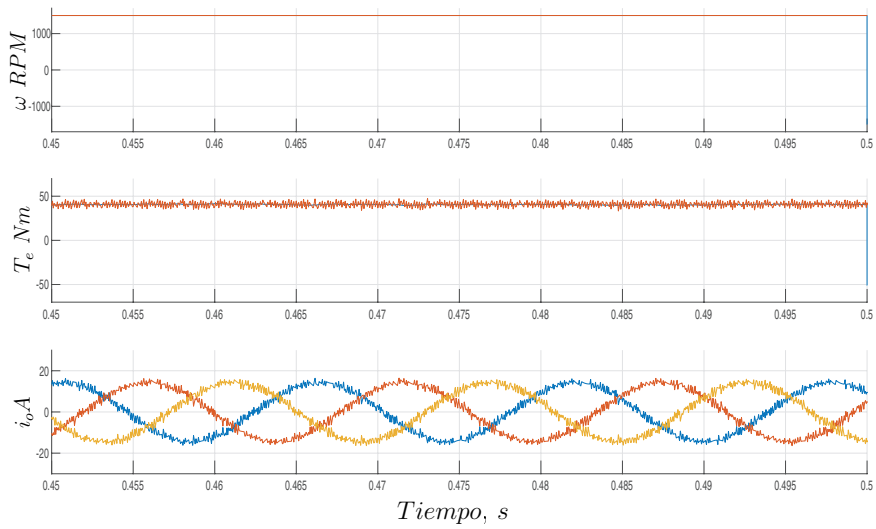


Figura 60: Control predictivo de torque, estado estacionario.

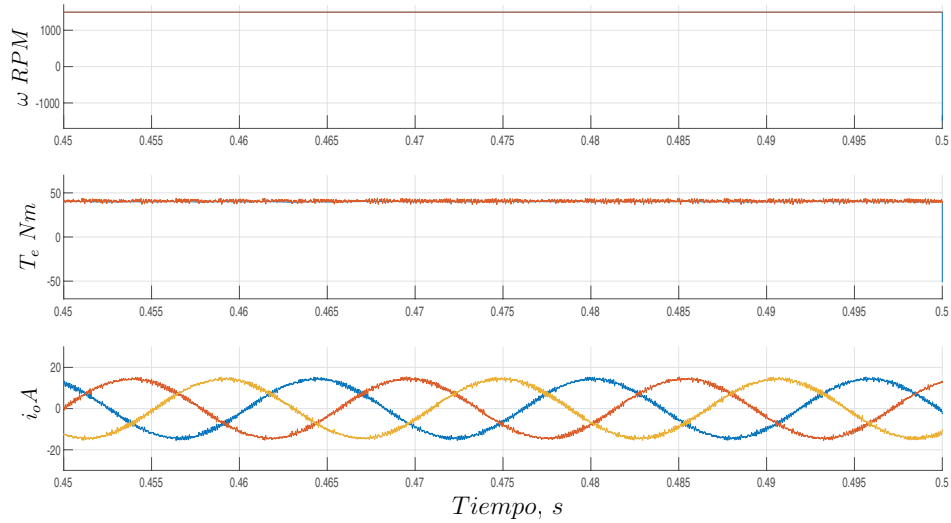


Figura 61: Control predictivo de torque a frecuencia fija, estado estacionario.

8.4. Estado Transiente

En las figuras (62), (63) y (64) se muestran las señales obtenidas para velocidad, torque y corriente ante una inversión de giro del motor en cada uno de los controles. Para el PTC y PCC, se puede observar que ante el cambio de velocidad de referencia logran alcanzar la velocidad nominal en el tiempo $t = 0.68 [s]$ aproximadamente, mientras que el PTC a frecuencia fija llega a la velocidad nominal a los $0.67 [s]$ aproximadamente, comprobando así que este control ante un cambio en la velocidad de referencia presenta una respuesta levemente más rápida que las otras dos estrategias propuestas. En PTC se observa que ante el cambio del sentido de giro del motor este es el control que presenta un mayor ripple de torque y corriente, lo que se puede deber principalmente a la frecuencia de conmutación variable en el control. Se puede observar que las 3 técnicas de control presentan resultados óptimos en estado transiente. Para el PTC y PTC a frecuencia fija, a diferencia del PCC, en la función de costo se considera el error de torque y flujo del estator, por lo que, el factor de peso utilizado determinará la calidad del comportamiento del torque y el control del flujo.

En cuanto al control de las corrientes de fase, en el caso del control predictivo de corriente se observa un muy bajo rizado en las formas de onda de corriente, debido a que el error entre las corrientes de referencia y las corrientes predicha es evaluado en

la función de costo, en donde se selecciona el estado que produzca el menor error, lo que determina que se alcance una buena respuesta de corriente, en cambio en el control predictivo de torque y control predictivo de torque a frecuencia fija, la estimación de la corriente en el estator depende directamente del flujo del rotor.

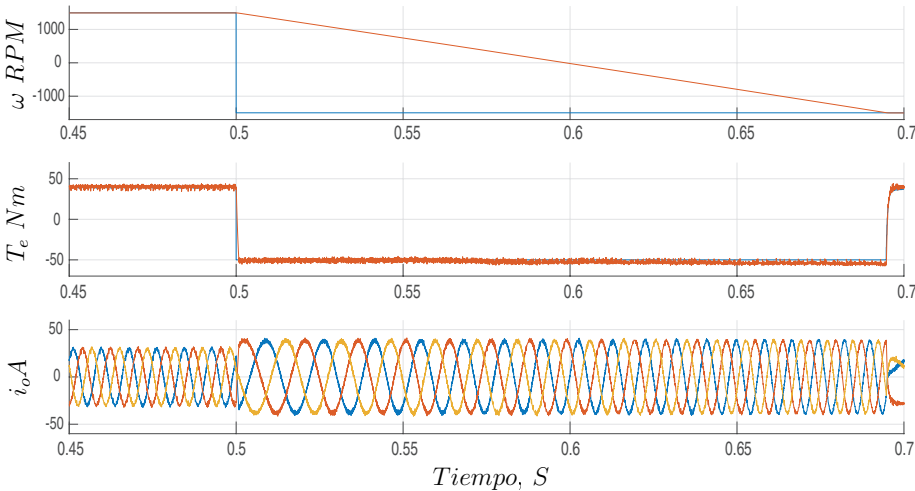


Figura 62: Control predictivo de corriente utilizando FOC, estado transiente.

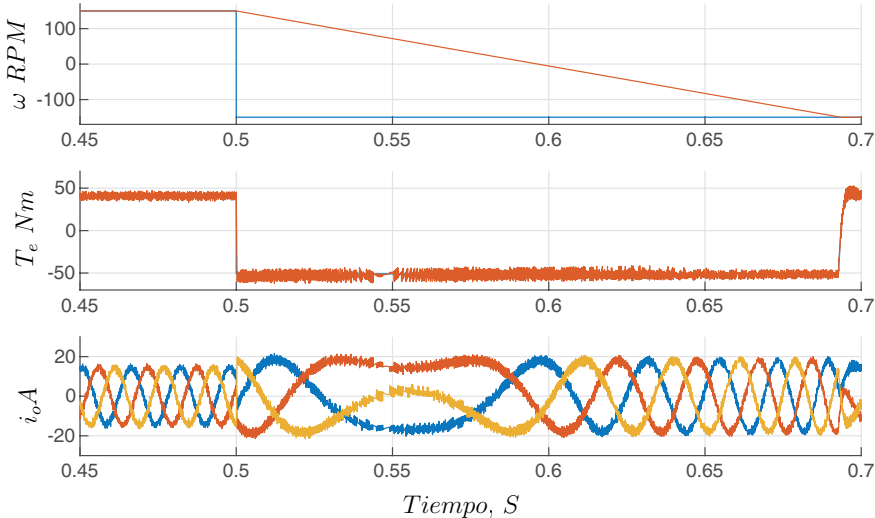


Figura 63: Control predictivo de torque, estado transiente.

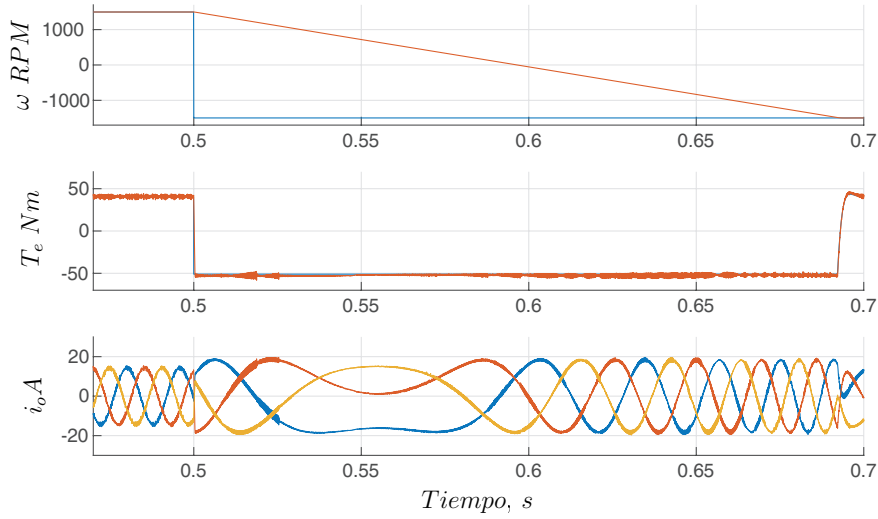


Figura 64: Control predictivo de torque a frecuencia fija, estado transiente.

8.5. Distorsión Armónica THD

Para llevar a cabo la comparación de THD, se utilizaron los mismos parámetros para las 3 estrategias para así obtener resultados en un mismo punto de operación, se consideró un tiempo de muestreo de $50 \mu s$ y una frecuencia de muestreo de 20 kHz . De acuerdo a la tabla 3 se puede observar que de las 3 estrategias propuestas el control PCC presenta los mejor resultados de THD de corriente con un 2.49% y THD de voltaje con un 113.49% , seguido por el control FPTC que presenta una diferencia de 2.64% de THD de corriente y una mínima variación en THD de voltaje con respecto al control predictivo de corriente. El control PTC es el que presenta los porcentajes de THD más altos en estado estacionario.

Control	f_s	% THD i_o	% THD v_{an}
PCC	20 [kHz]	2.47 %	113.49 %
PTC	20 [kHz]	9.6 %	116.96 %
FPTC	20 [kHz]	5.11 %	113.56 %

Tabla 3: Distorsión armónica total de i_o y v_{an} para PCC, PTC y FPTC.

Para comprobar la veracidad de los resultados obtenidos de THD de corriente y

voltaje, se obtuvieron resultados para nuevos tiempos de muestreo, considerando $20 [\mu s]$ y $80 [\mu s]$. En las Figuras (65) a (70) se muestran los porcentajes de THD obtenidos con los nuevos tiempos de muestreo para las tres técnicas.

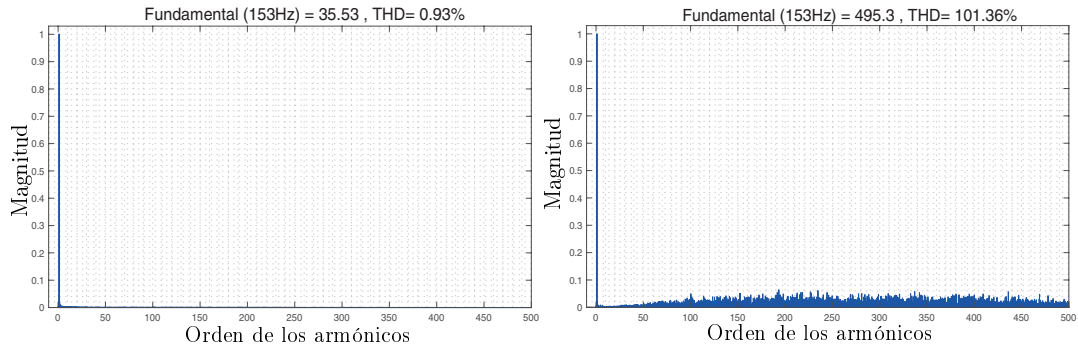


Figura 65: Espectro de armónicos de voltaje v_{an} y corriente i_o , para 3 ciclos de la fundamental, con $T_s = 20[\mu s]$ para PCC .

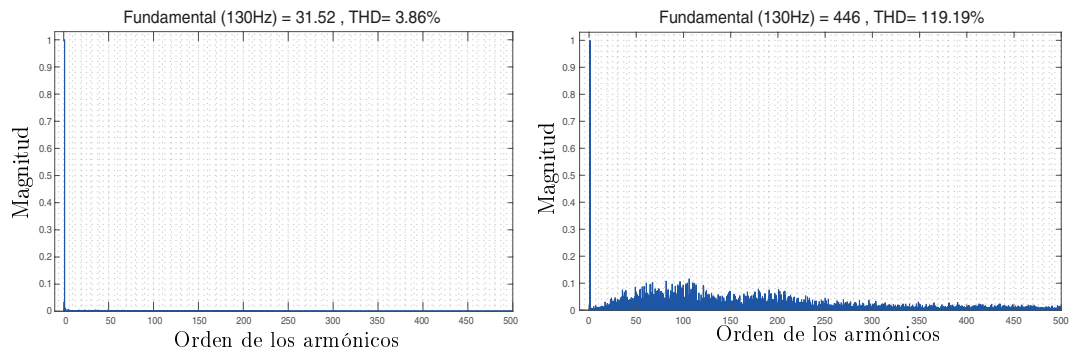


Figura 66: Espectro de armónicos de voltaje v_{an} y corriente i_o , para 3 ciclos de la fundamental, con $T_s = 80[\mu s]$ para PCC .

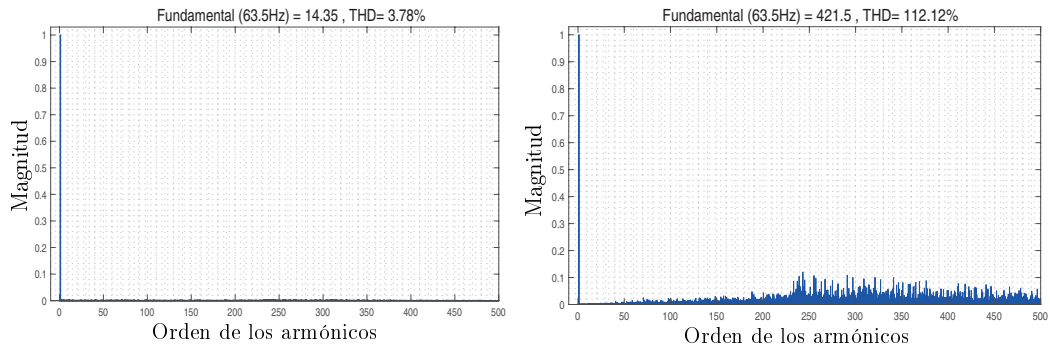


Figura 67: Espectro de armónicos de voltaje v_{an} y corriente i_o , para 3 ciclos de la fundamental, con $T_s = 20 [\mu s]$ para PTC .

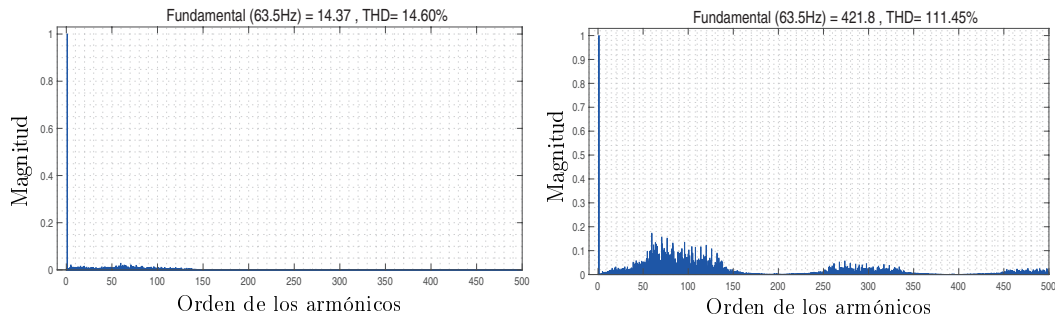


Figura 68: Espectro de armónicos de voltaje v_{an} y corriente i_o , para 3 ciclos de la fundamental, con $T_s = 80 [\mu s]$ para PTC .

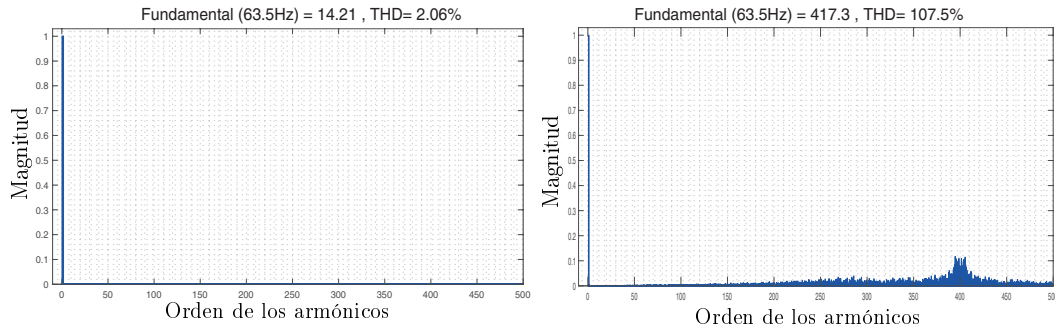


Figura 69: Espectro de armónicos de voltaje v_{an} y corriente i_o , para 3 ciclos de la fundamental, con $T_s = 20 [\mu s]$ para FPTC .

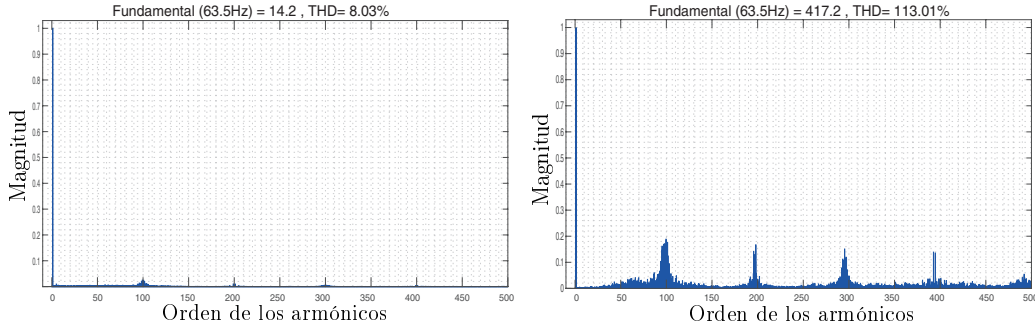


Figura 70: Espectro de armónicos de voltaje v_{an} y corriente i_o , para 3 ciclos de la fundamental, con $T_s = 80 [\mu s]$ para FPTC .

En la tabla (4) se resumen los resultados obtenidos para FOC, PTC y FPTC considerando 3 tiempos de muestreo.

Control	f_s	% THD i_o	% THD v_{an}
PCC	50 [kHz]	0.93 %	101.36 %
PTC	50 [kHz]	3.78 %	112.12 %
FPTC	50 [kHz]	2.06 %	107.5 %
PCC	20 [kHz]	2.47 %	113.49 %
PTC	20 [kHz]	9.6 %	116.96 %
FPTC	20 [kHz]	5.11 %	113.56 %
PCC	12.5 [kHz]	3.86 %	119.19 %
PTC	12.5 [kHz]	14.6 %	111.45 %
FPTC	12.5 [kHz]	8.03 %	113.01 %

Tabla 4: Distorsión armónica total de i_o y v_{an} para PCC, PTC y FPTC.

Se puede observar en la tabla (4) que efectivamente, el control predictivo corriente utilizando control por campo orientado es el control que presenta el menor porcentaje THD de corriente para los 3 tiempos de muestreo en estado estacionario, esto se puede deber principalmente a que la estrategia de control evalúa en la función de costo el error entre la corriente de referencia y la corriente predicha para todos los estados del inversor, seleccionando el estado que produzca el menor error, lo que puede generar una mejor respuesta a la referencia y menor error entre la corriente de referencia y la corriente de la carga. Además en el control predictivo de corriente, la ecuación de

predicción depende del valor de L_m y de la estimación del back-EMF, por lo que una óptima predicción de corriente dependerá también del ajuste en el valor de L_m y una correcta estimación de e .

El control PTC pese a que presenta buenos resultados en control de velocidad, torque y corriente, es la estrategia que presenta los porcentajes de THD más altos para los tres tiempos de muestreo. La distorsión en las señales de este control se puede deber principalmente a que conmuta solamente una vez durante el tiempo de muestreo lo que puede producir un error mayor en la selección del estado que se aplicará, además de conmutar a una frecuencia variable que produce una mayor distribución en los espectros armónicos que aumentan el rizado en la señal a controlar.

En cuanto al control FPTC, se puede observar que logra mejorar considerablemente los resultados de THD de corriente en comparación a PTC, esto se debe a que la estrategia de control predictivo a frecuencia fija conmuta 7 veces durante el tiempo de muestreo evaluado, lo que genera una mejor forma de onda en las señales a controlar, no obstante debido al número de conmutaciones se producen mayores pérdidas por conmutación en los switches del inversor, lo que puede afectar el rendimiento éste.

En cuanto al voltaje en la carga, para las 3 estrategias se puede apreciar la distorsión de espectros armónicos distribuidos en toda la gráfica, siendo el control PCC utilizando FOC la estrategia que presenta el menor porcentaje de THD para el voltaje en los tres tiempos de muestreo.

9. Implementación Experimental

9.1. Introducción

En un principio se tenía por objetivo realizar la implementación experimental de control predictivo operando a frecuencia variable y fija de conmutación para una máquina de inducción alimentada por un inversor fuente de voltaje, a través del cual se controlaría torque y flujo del motor de inducción. Es por esto que durante el tiempo que se logró trabajar presencialmente en el proyecto, se llevaron a cabo algunas implementaciones experimentales como el armado y montaje del Inversor Fuente de Voltaje, construcción y puesta en marcha de sensores de voltaje y corriente, además del diseño y puesta en marcha de una tarjeta acondicionadora de voltaje para el encoder del motor de inducción. A continuación se describen las principales actividades realizadas.

9.2. Construcción y Armado del Convertidor

El inversor fuente de voltaje a utilizar fue construido en base a la topología del VSI mostrada en el capítulo 2, este VSI fue construido como prototipo de laboratorio con todos los componentes disponibles en el LCEEP. Debido a que para obtener mejores resultados experimentales era importante separar la etapa de control de la etapa de potencia, se construyó un rack con perfiles de acero hechos a la medida del inversor a utilizar, separado por dos compartimentos en donde uno fue utilizado para posicionar el VSI y la parte superior para los sensores de voltaje y corriente, además se construyó un pequeño rack para la DSP, tarjeta de disparo y FPGA, separado aproximadamente un metro del VSI. En la figura (71) se muestra el inversor construido y montado en su estructura.

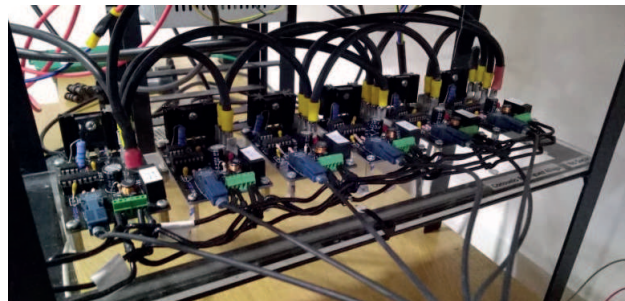


Figura 71: Sensores de voltaje y corriente impresos

9.3. Medición y Acondicionamiento de Señales

En base a las mediciones de corriente y voltaje es posible obtener las ecuaciones de predicción de corriente que permite obtener los resultados esperados en el control predictivo tanto a frecuencia fija como variable. Para realizar las mediciones de voltaje y corriente se utilizarán 1 sensor de voltaje y 2 sensores de corriente. Cabe mencionar que las mediciones obtenidas tienen como salida una corriente que alcanza los 25 [mA], por lo que es necesario acondicionar estas señales a una salida de 3 [V] que es el voltaje máximo admitido por la DSP TMS320F28335. Las placas de sensores utilizadas fueron diseñadas por estudiantes del LCEEP, por lo que el trabajo realizado consistió en imprimir, montar y calibrar estos sensores de corriente y voltaje.

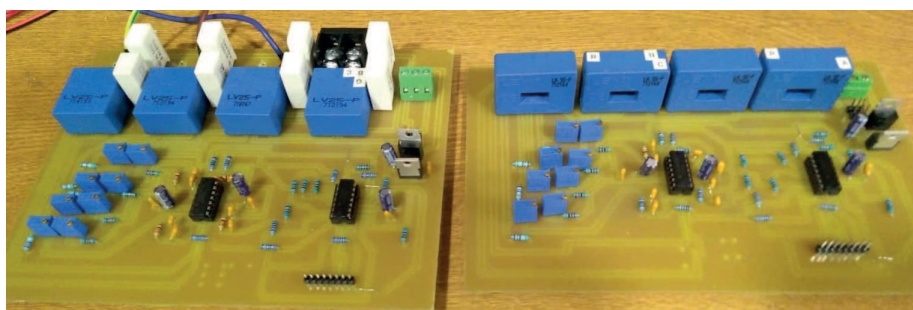


Figura 72: Sensores de voltaje y corriente impresos

9.3.1. Sensor de Voltaje

Para realizar las mediciones de voltaje se utilizó 1 sensor de voltaje en el enlace DC del inversor, a través de este sensor es posible medir el voltaje de entrada al VSI. El sensor de voltaje utilizado es LV 25-P con rango de medición de 10 a 500 [V]. Para realizar la calibración del sensor de voltaje se consideró un barrido de diferentes voltajes, se tomaron 13 muestras por sensor entre los 0 a 300 [V], aumentando el voltaje de 25 en 25 [V]. Pese a que en los controles se utiliza solamente 1 sensor de voltaje, se realizó la calibración de 3 sensores que componen la placa. En las figuras (73), (74) y (75) se muestran las líneas de tendencia entre el voltaje medido en los sensores y el voltaje de entrada en la DSP, donde el eje X corresponde al voltaje ADCs que ingresa a la DSP y el eje Y que corresponde al voltaje de la fuente programable. En cada gráfica se observa además las ecuaciones de la recta obtenidas para cada sensor [62].

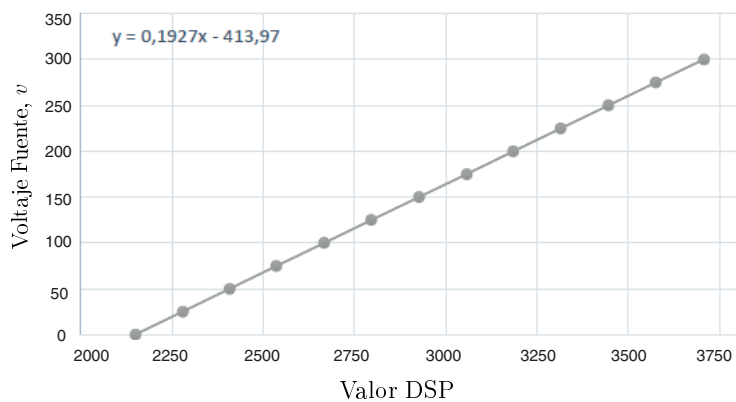


Figura 73: Sensores de voltaje línea a

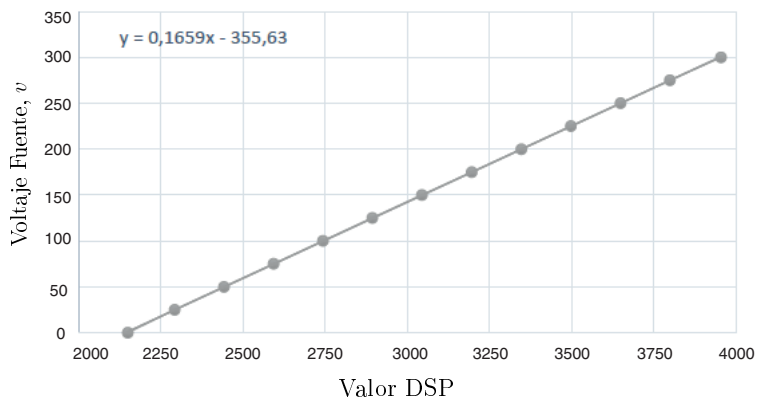


Figura 74: Sensores de voltaje línea b

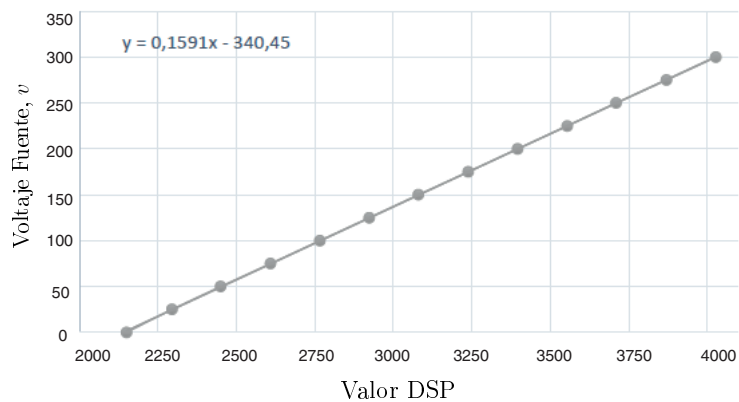


Figura 75: Sensores de voltaje línea c

9.3.2. Sensor de Corriente

Se utilizaron 2 sensores de corriente para medir las corrientes de fase i_a , i_b en la salida del convertidor. El sensor de corriente es LA 25-P con rango de medición de 0 a 25 [A]. Al igual que el sensor de voltaje, se realizó la calibración del sensor de corriente se consideró un barrido de diferentes corrientes, se tomaron 9 muestras por sensor entre los 0 a 8 [A], aumentando la corriente de 1 en 1 [A]. En las figuras (76), (77) y (78) se muestran las líneas de tendencia entre la corriente medida en los sensores y la corriente de entrada en la DSP, donde el eje X corresponde a la corriente ADCs que ingresa a la DSP y el eje Y que corresponde a la corriente de la fuente programable. En cada gráfica se observa además las ecuaciones de la recta obtenidas para cada sensor.

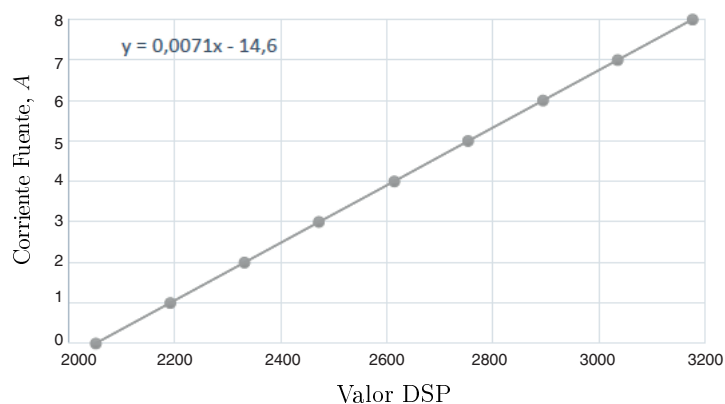


Figura 76: Sensores de corriente línea a

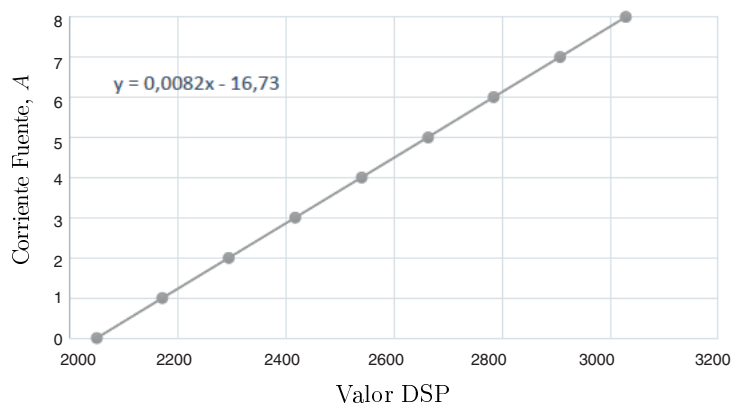


Figura 77: Sensores de corriente línea b

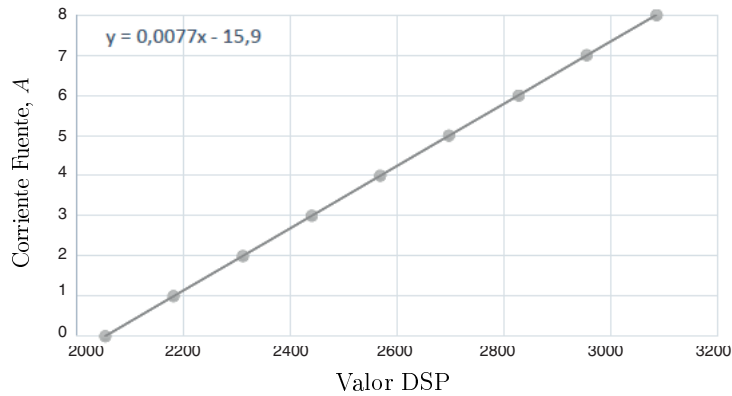


Figura 78: Sensores de corriente línea c

9.3.3. Sensor de Posición Encoder Incremental

El encoder óptico corresponde a un sensor transductor utilizado para medir posición angular y estimación de velocidad del motor. Éste produce pulsos digitales a medida que gira el eje del motor, lo que permite medir el desplazamiento relativo del eje. Junto con el eje hay un disco circular giratorio con bandas angulares alternativas opacas y transparentes, en donde el número de pulsos obtenidos dependerá del número de bandas transparentes detectadas durante el desplazamiento angular. Como regla general, se agrega una segunda pista para generar una señal que ocurre una vez por revolución (señal de índice: QEPI), que se puede usar para indicar una posición absoluta. A medida que el disco gira, dos elementos fotoeléctricos generan señales que se desplazan 90 grados desfasadas entre sí. Estas se llaman comúnmente las señales QEPA y QEPB en cuadratura.

El disco del encoder cuenta una vuelta por cada revolución del motor o puede tener una relación de rotación engranada con respecto al motor, por lo tanto, la frecuencia de la señal digital que proviene de las salidas QEPA y QEPB varía proporcionalmente con la velocidad del motor. Es por esto que al medir la frecuencia de la salida QEPA o QEPB, el procesador puede determinar la velocidad del motor [62].

En la Figura 79 se muestra un diagrama general de un encoder óptico.

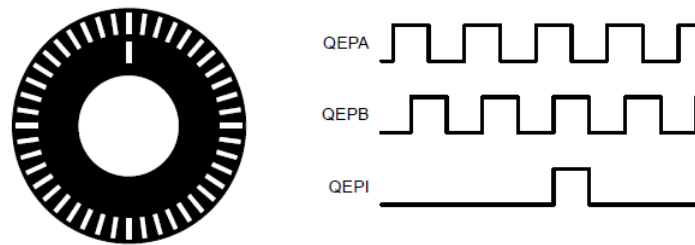


Figura 79: Disco encoder óptico

9.3.4. Simulación

La simulación del circuito se realizó en el software NI Multisim 14.0. El circuito diseñado consta de dos partes fundamentales para obtener los resultados esperados. En la Figura 80 se muestra el circuito completo realizado en Multisim.

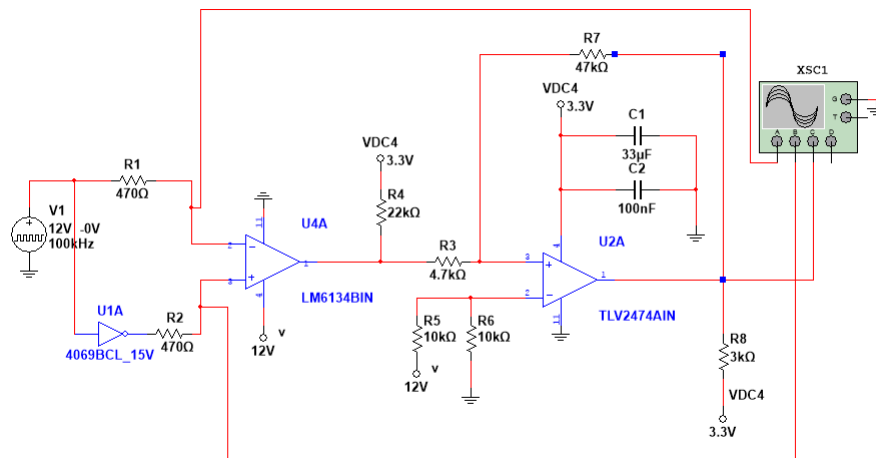


Figura 80: Simulación circuito encoder.

La primera parte del circuito diseñado corresponde a un circuito comparador, el cual a nivel de simulación es alimentado con una fuente bipolar de voltaje de 0 [v] a 12 [v] con una frecuencia de 100 kHz. El objetivo principal de la primera parte del circuito simulado es enviar las señales pwm provenientes desde el encoder las cuales son A y su negado, por lo cual para la simulación se utilizó un inversor hexadecimal 4069BCL en una de las entradas del amplificador operacional, para así emular las señales que al momento de implementar serán entregadas por el encoder.

En la Figura 81 se observa el circuito comparador.

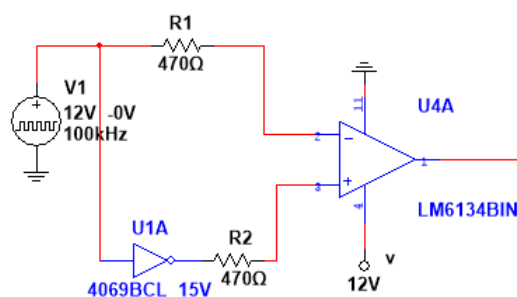


Figura 81: Primera parte simulación circuito encoder.

En la Figura 82 se muestran los resultados obtenidos en la primera parte del circuito, en la cual se tiene como entrada la señal A y su negado con un voltaje de 0 a 12 volt.

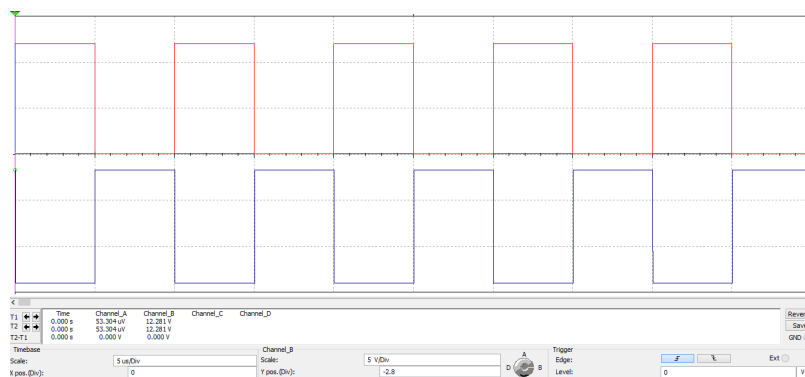


Figura 82: Señales simulación circuito encoder.

Para realizar el control del sistema se utilizará una DSP 28335 la cual trabaja con muy baja tensión que oscila entre 0 [v] y 3.3[v]. Para acondicionar la señal de entrada a los requerimientos de la DSP se utilizó un circuito Schmitt Trigger, el cual generalmente se utiliza para transformar una señal sinusoidal en una señal cuadrada. En este caso, desde el encoder se recibe una señal cuadrada (*vin*), no obstante se optó por una configuración Schmitt Trigger debido a que esta tiene también como función limpiar el ruido proveniente de la señal de entrada que en este caso podría actuar como perturbación y afectar en la medición de velocidad del motor, por lo que este circuito asegura que el voltaje de salida sea una señal cuadrada sin ruido que no supere los 3.3 volt y así evitar posibles daños en la tarjeta DSP.

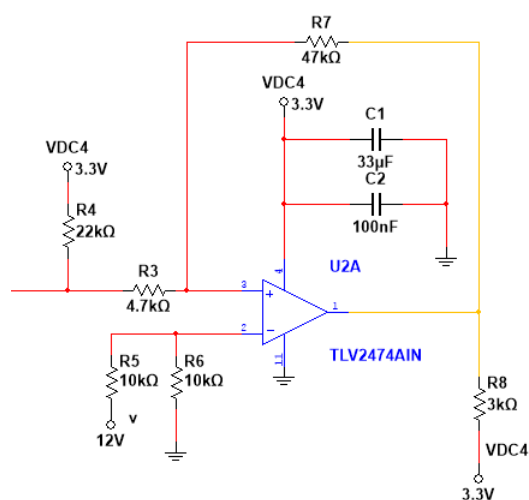


Figura 83: Circuito Schmitt Trigger.

En la Figura 84 se observa el resultado obtenido en la simulación, en donde la señal varía correctamente de 0 [v] a 3.3[v].

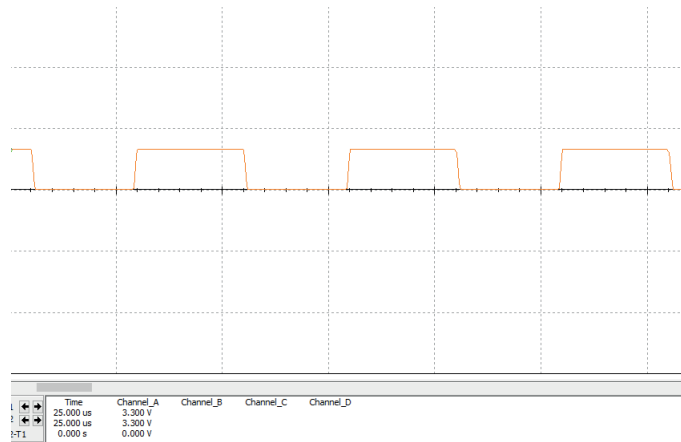


Figura 84: Resultados de señal de encoder acondicionada entre 0 y 3.3 [v].

Una vez obtenido los resultados esperados en la simulación, se procedió a realizar el diseño de la placa para posteriormente armar y poner ésta en marcha. El diseño principal fue realizado en el software Altium Designer 18. En sección de anexos se muestra el diseño PCB obtenido en Altium para ser impreso.

Además se realizó el prototipo en 3 dimensiones de la placa para así conocer de mejor manera cómo se vería físicamente la distribución de los componentes una vez finalizada.

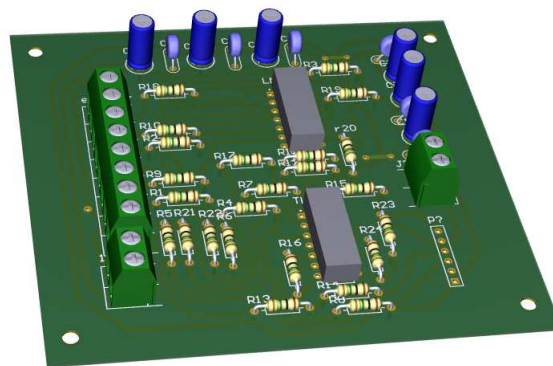


Figura 85: Prototipo 3D de placa.

Finalmente, se realizó la impresión de la placa diseñada la puesta en marcha de ésta. En la Figura 86 se muestra el circuito impreso.

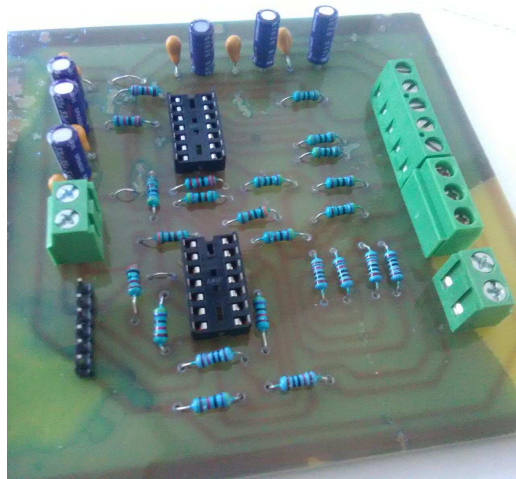


Figura 86: Placa final impresa.

Para la implementación del circuito diseñado, se realizaron pruebas con el motor de inducción que sería utilizado para el control predictivo tanto a frecuencia variable como fija. Para comprobar el funcionamiento de la placa diseñada, se alimentó el motor de inducción con un regulador de voltaje variac, aumentando el voltaje gradualmente y comprobando que siempre el voltaje de salida en el encoder oscilara entre los 0 [v] y 3.3 [v]. En cuanto a los resultados obtenidos, se observó que el circuito diseñado cumplía los resultados solamente con el motor alimentado hasta los 30 [v] con el variador de voltaje, ya que al sobrepasar los 30 [v] las señales de salida del encoder comenzaban a distorsionarse y presentar mucho ruido, llegando a voltajes de salida que no eran correctos .

Debido a que la placa que se diseñó en un principio no cumplía completamente con lo que se pretendía, se realizó el diseño de un nuevo circuito acondicionador de voltaje en protoboard más simple utilizando divisores de tensión, a través del cual se reduce la tensión de las 6 señales provenientes del encoder que trabajaba con 12 [v] a los 3 [v] necesarios para la DSP. En la figura (87) se observa un esquema del divisor de tensión utilizado, para implementar este circuito divisor de tensión se utilizó un Buffer SN74HC244N.

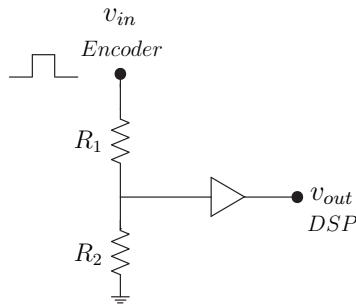


Figura 87: Seguidor de voltaje para nueva tarjeta acondicionadora.

Como se mencionó anteriormente para obtener los 3 [v] en la salida del encoder, se utilizó un circuito divisor de tensión, en el cual se utiliza un arreglo de resistencias conectadas en serie que de acuerdo al valor de estas se logra obtener el voltaje esperado en la salida. La ecuación que describe el divisor de voltaje es:

$$v_{out} = v_{in} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (84)$$

Con el nuevo circuito implementado se volvieron a realizar las pruebas, con el motor y variador de voltaje, alimentando el motor de 0 a 320 volt aproximadamente, obteniendo los resultados esperados. Al aumentar el voltaje incrementalmente en el variador de voltaje, las señales de salida del encoder llegaban a los 3.3 [v] como se muestra en las figuras (88) y (89), cabe mencionar que por calibración de osciloscopio las señales del encoder oscilaban entre los -300 [mv] y 3.3 [v], o obstante se realizaron medidas con multímetro y efectivamente las señales iban de 0 [mv] a 3.3 [v]. Finalmente se ajustó el voltaje de salida a 3 [v] ajustando el valor de las resistencias en el circuito seguidor de voltaje.

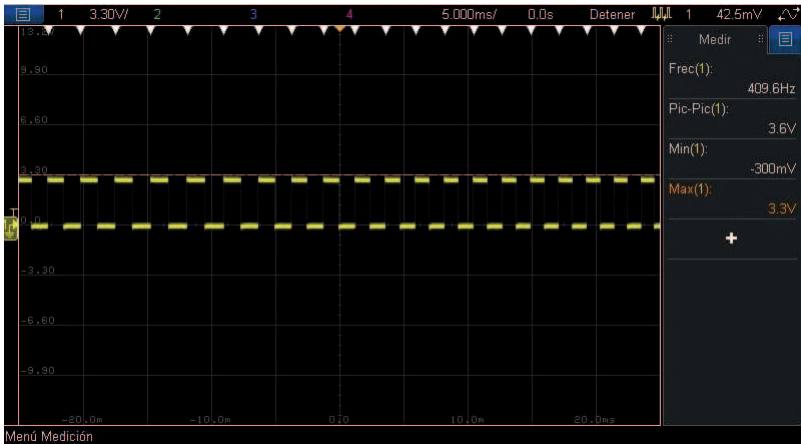


Figura 88: Señal A de encoder acondicionada.

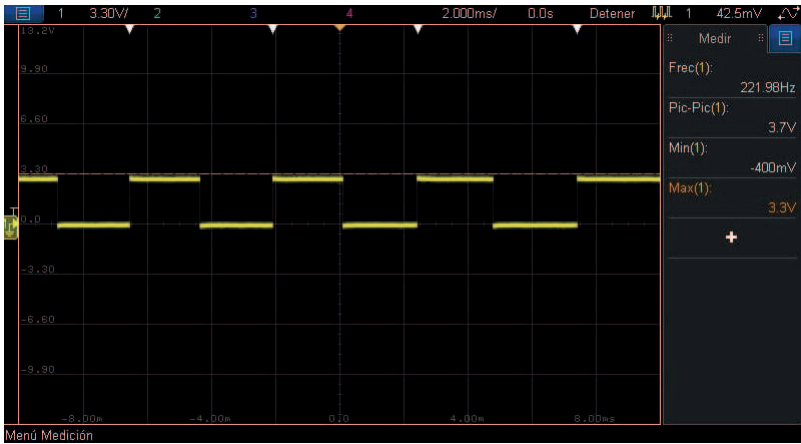


Figura 89: Señal B de encoder acondicionada.

9.3.5. Circuito de Disparo

El set up implementado cuenta con dos etapas principales que son la etapa de potencia correspondiente al VSI y la etapa de control que corresponde a la DSP y FPGA. La tarjeta de disparo se encarga de convertir un impulso eléctrico en un impulso luminoso, el funcionamiento del circuito se basa principalmente en la conversión de señales eléctricas desde la FPGA en señales ópticas que llegan a los swtiches del VSI. La FPGA envía señales lógicas en donde el estado alto (1) genera un haz de luz infrarrojo que llega al switch IGBT del inversor activando un estado alto en éste y si la FPGA envía una señal en estado bajo (0) la cual no producirá un haz de luz por lo que el switch correspondiente del inversor se mantendrá en estado bajo. En la figura (91) se muestra la tarjeta de disparo utilizada la cual corresponde a un diseño estándar del LCEEP.

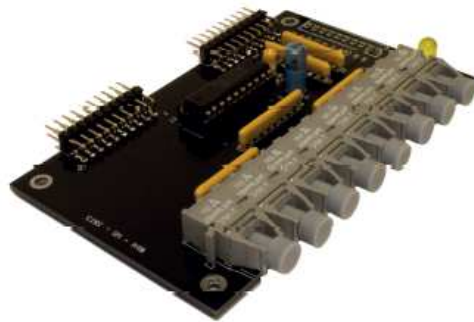


Figura 90: Placa tarjeta de disparo.

9.3.6. Circuito para Switch de Conmutación IGBT

El VSI está conformado por 6 switches IGBT, los cuales son los encargados de realizar los estados de conmutación del inversor. Los switches reciben las señales ópticas enviadas desde la tarjeta de disparo y las transforman en pulsos eléctricos que permiten activar o desactivar un IGBT.

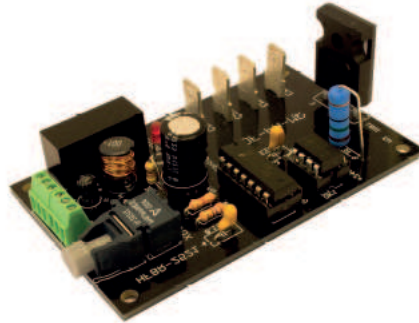


Figura 91: Circuito IGBT utilizado para VSI.

10. Conclusiones

En este proyecto se presenta el desarrollo de 3 técnicas de control predictivo para el control de una máquina de inducción alimentada por un VSI, mediante las cuales se estudia el comportamiento de la máquina de inducción operando con control predictivo de torque a frecuencia variable (PTC), control predictivo de torque a frecuencia fija (FPTC) y control predictivo de corriente (PCC) utilizando control por campo orientado. La carga utilizada para los tres controles corresponde a un motor de inducción de 3 fases, en donde se estudió su comportamiento en un sistema de coordenadas $\alpha\beta$ (FPTC y PTC) y en sistema rotatorio de coordenadas $d - q$ (PCC) con control por campo orientado) mediante simulación.

Ante las 3 técnicas propuestas y de acuerdo a los resultados obtenidos se puede concluir:

- Las tres técnicas de control predictivo muestran óptimos resultados, controlando eficientemente la velocidad, torque y corriente de la máquina.
- El THD para el control predictivo de corriente es menor que para PTC y FPTC, no obstante el control FPTC mostró excelentes resultados demostrando que esta nueva estrategia de control predictivo de torque operando a frecuencia fija logra generar una menor distorsión en las variables controladas en comparación al control predictivo de torque clásico.
- Para las tres técnicas implementadas el control de velocidad se realizó a través de controladores externos PI, además mediante estos controladores se generaron las referencias de torque para el control de éste. Como se pudo apreciar en los resultados las tres técnicas tienen una similar respuesta de torque y velocidad, mostrando un excelente control de velocidad tanto en estado estacionario como transiente, además de responder correctamente ante la inversión de la marcha del motor.
- En cuanto al control de torque las tres técnicas de control obtuvieron buenos resultados, no obstante como se pudo apreciar en los resultados, el control PCC utilizando FOC no logró asentarse rápidamente con la referencia de torque en el tiempo que el motor se encuentra acelerando para llegar a la velocidad nominal,

sino que logró un asentamiento cuando el motor llega a la velocidad nominal de 1430 *rpm*. Este hecho se puede deber principalmente a que al trabajar con un controlador PI el ajuste o desajuste de los parámetros del controlador determinará si la respuesta de torque es óptima o no, por lo que si los parámetros del sistema están desajustados se pueden generar perturbaciones que afecten el rendimiento y estabilidad del control. En el caso de los controles PTC y FPTC se pudo obtener un asentamiento más rápido y un control de torque mejor al obtenido en PCC, lo que principalmente puede radicar en que para realizar el control de torque en estas estrategias, se utiliza la predicción de este en base al flujo y corriente en el estator y una función de costo que considera el error de torque y el flujo. Esta función de costo corresponde a la suma del error de torque más al error de flujo multiplicado por un factor de ponderación, por tanto, el valor del factor de ponderación decide la calidad del comportamiento del torque y control del flujo.

- Para el control de corriente en PCC se observó una muy buena forma de onda en las corrientes con un THD de 2.47% para un $T_s = 50 [\mu s]$, no obstante estos resultados se podrían mejorar ajustando los parámetros del motor, ya que el ajuste de los parámetros del rotor también pueden influir en la respuesta del control de corriente. En el control orientado al campo es necesario obtener un buen torque de referencia y el ángulo del rotor para así obtener las corrientes de referencia y generar un buen control, por lo que el desajuste en la resistencia del rotor puede influir en la estimación del ángulo del rotor y por consiguiente reducir el rendimiento del control de corriente y afectar el control de torque y velocidad del motor.
- Los THDs de corrientes obtenidos para $T_s = 50 [\mu s]$ no superaron un 10% de distorsión armónica total en estado estacionario, siendo la estrategia de control PCC la que muestra los mejores resultados en cuanto a distorsión armónica de corriente. El control FPTC mostró un bajo porcentaje de THD además de ser la estrategia que presenta la respuesta más rápida ante los cambios de referencia, lo que se puede deber a que el control predictivo de torque a frecuencia fija genera un menor error al utiliza más de un vector óptimo conmutando 7 veces en el tiempo de muestreo, lo que puede generar una mejor respuesta a la referencia

de velocidad y torque. El control PTC al calcular solamente un vector óptimo durante el tiempo de muestreo determinado, puede aumentar el error y distorsión de la señal de corriente y toque, ya que el vector seleccionado no necesariamente puede ser el mejor vector a aplicar durante todo el tiempo de muestreo. Pese a que esta técnica presenta una notoria diferencia en su espectro armónico y ripple de torque ante PTC y PCC, se mostró que todas las estrategias siguen correctamente las referencias generadas, presentando una rápida respuesta dinámica ante los escalones de referencia aplicados.

- Cabe mencionar que el control FPTC es una estrategia recientemente estudiada y de acuerdo a los resultados obtenidos por simulación es una estrategia que puede ser muy eficiente y al ser mejorada podría entregar resultados más óptimos.
- Los resultados obtenidos mediante simulación son óptimos, no obstante deben ser validados experimentalmente.

10.1. Trabajos Futuros

1. Obtener resultados experimentales de las 3 estrategias propuestas con el fin de comparar y comprobar los resultados obtenidos por simulación.
2. Ajustar parámetros de simulaciones para mejorar resultados.
3. Realizar diseño y montaje en PCB de nueva tarjeta acondicionadora de velocidad.

11. Anexos

11.1. Ecuación THD

La ecuación utilizada para el cálculo del porcentaje del THD está definida como:

$$\% \text{THD fase a} = \frac{\sqrt{i_{o2,x}^2 + i_{o3,x}^2 + \dots + i_{on,x}^2}}{i_{o1,x}} \quad (85)$$

Esta ecuación relaciona todas las corrientes armónicas y la corriente total como porcentaje, donde $i_{o1,x}$ es el valor rms de la frecuencia fundamental y $i_{on,x}$ corresponde al valor rms del armónico de orden n.

11.2. Simulación PCC con FOC

En las figuras (92) y (93) se muestra el diseño de la simulación implementada para control predictivo de corriente con FOC. En la primera se muestra la etapa de control FOC, mientras que en la segunda se muestra la etapa de control PCC.

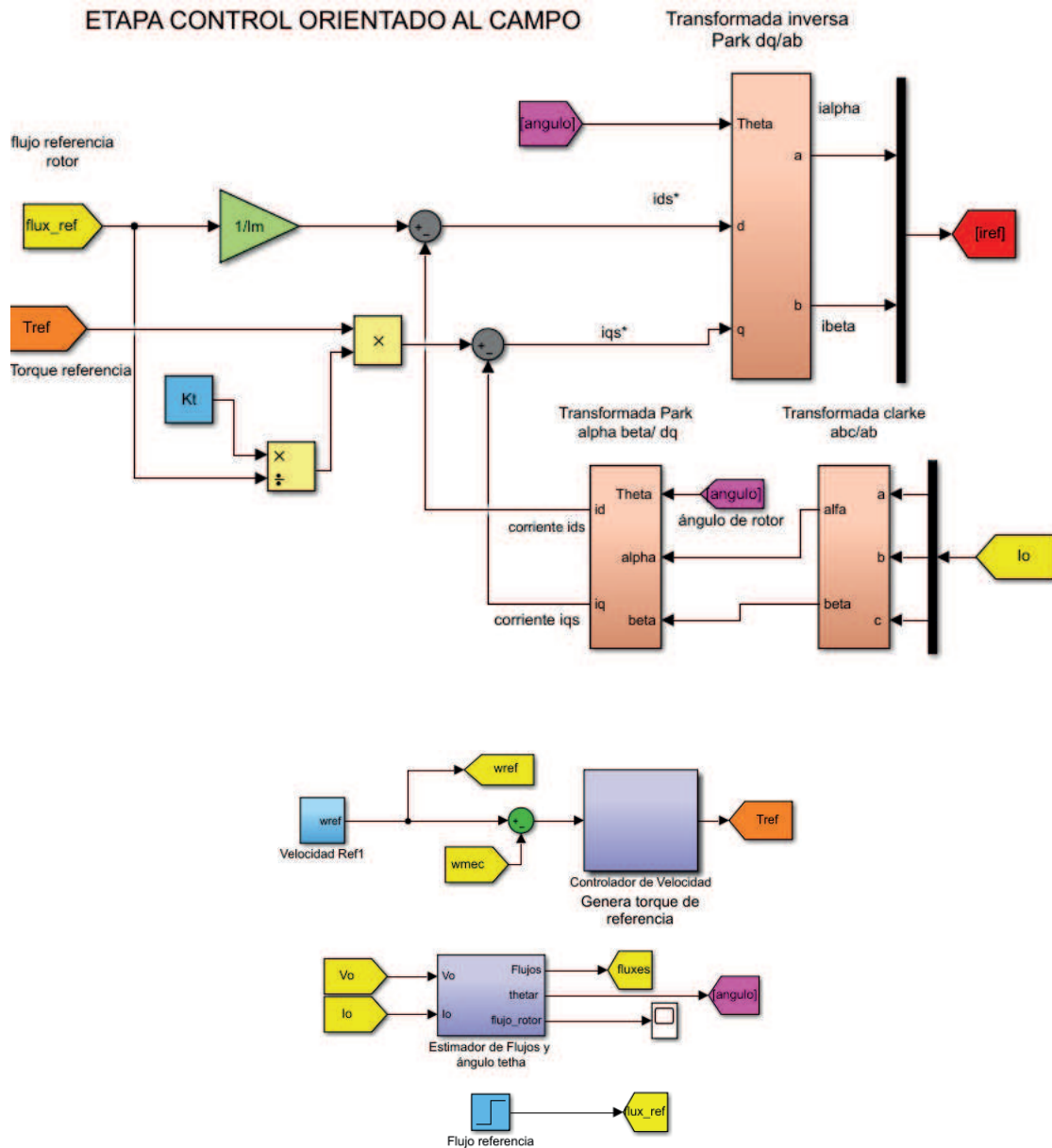


Figura 92: Simulación PCC etapa de control FOC en Simulink.

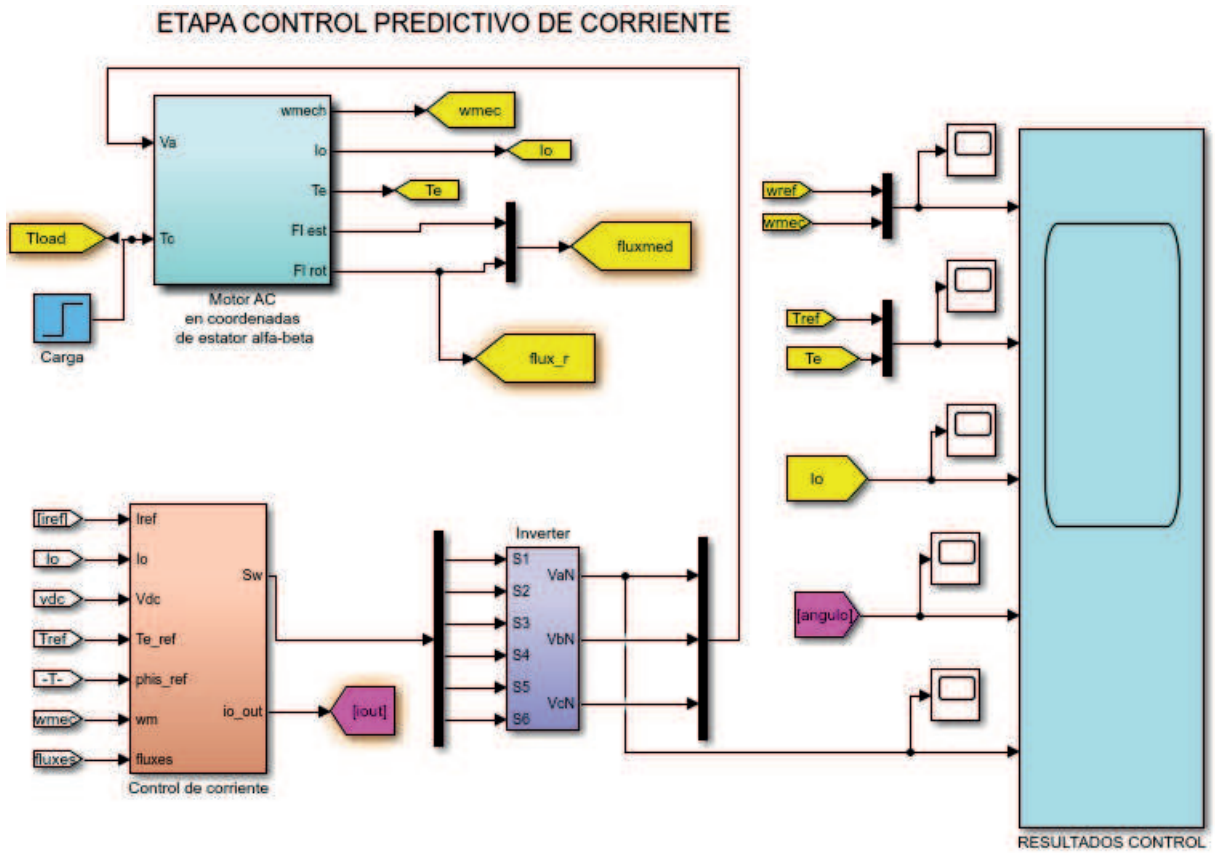


Figura 93: Simulación control PCC etapa de predicción de corriente en Simulink.

11.3. Simulación PTC

En la figura (94) se muestra el diseño de la simulación implementada para control predictivo de torque a frecuencia variable.

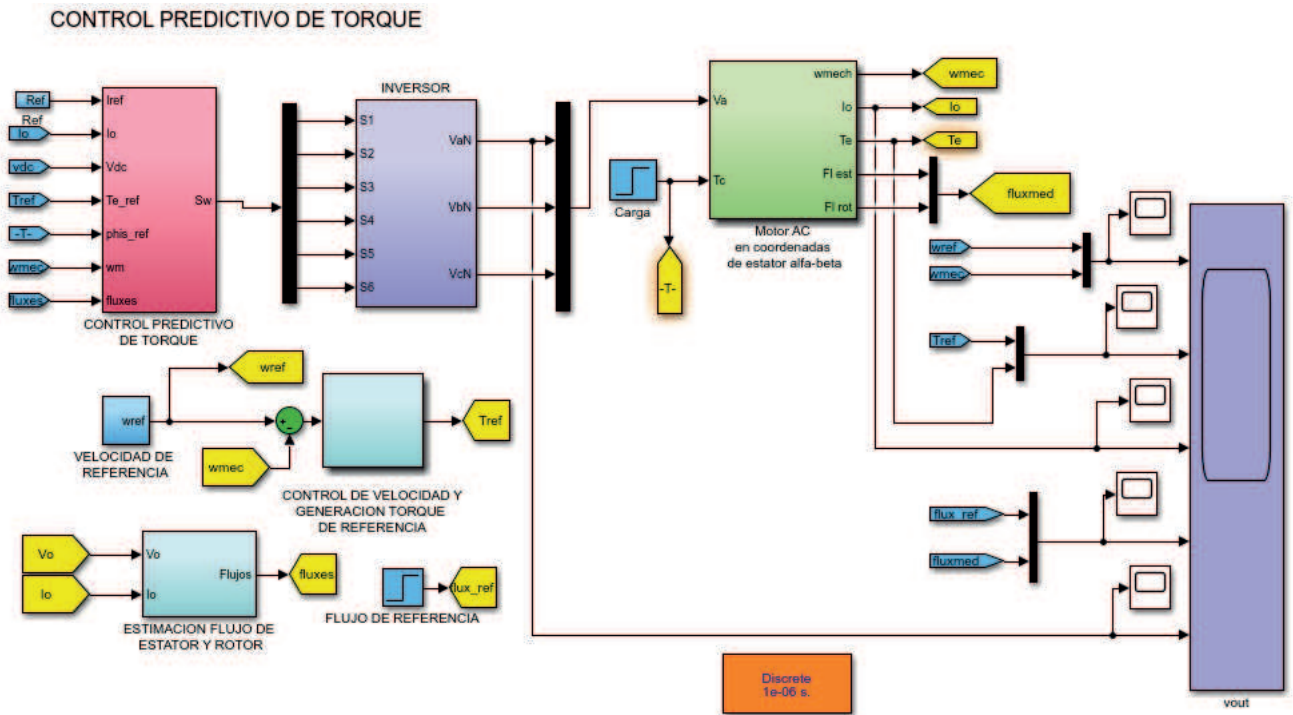


Figura 94: Simulación PCC etapa de control FOC en Simulink.

11.4. Simulación FPTC

En la figura (95) se muestra el diseño de la simulación implementada para control predictivo de torque a frecuencia fija.

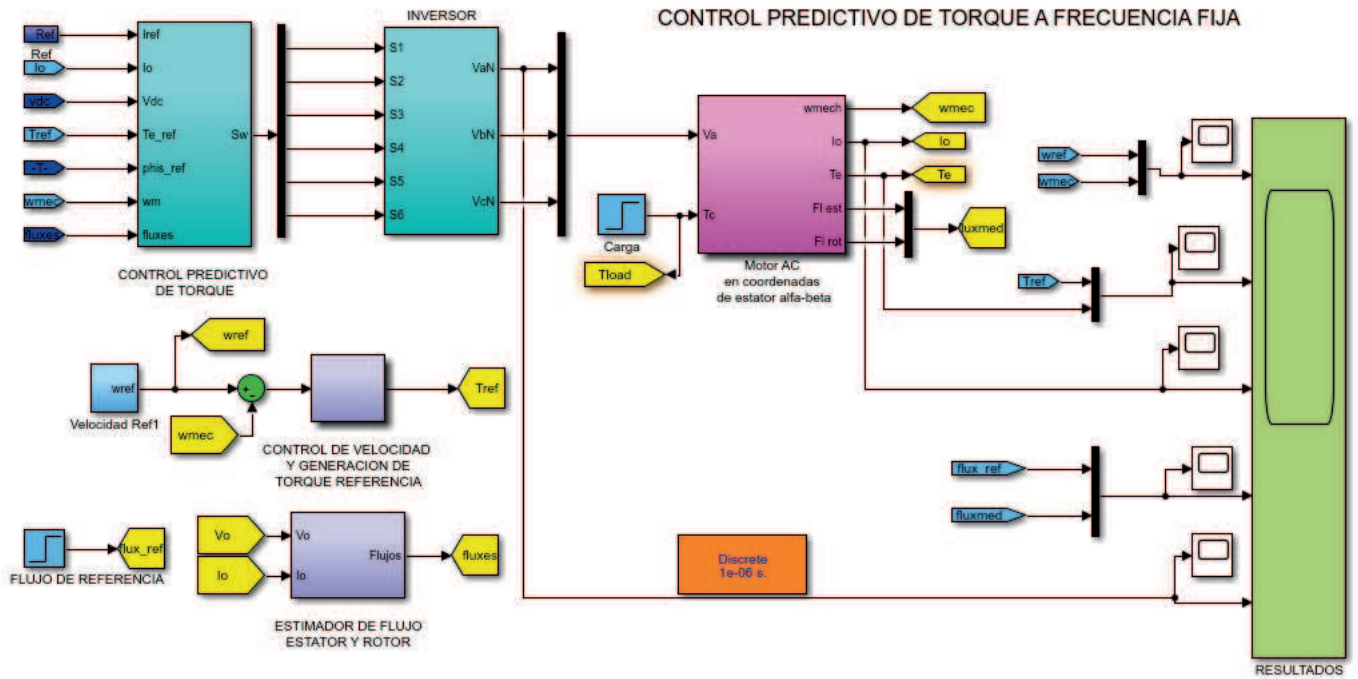


Figura 95: Simulación control FPTC en Simulink.

11.5. Esquemático Circuito Acondicionador

En la figura (96) se muestra el diseño PCB realizado en Altium para la tarjeta acondicionadora de señales del encoder.

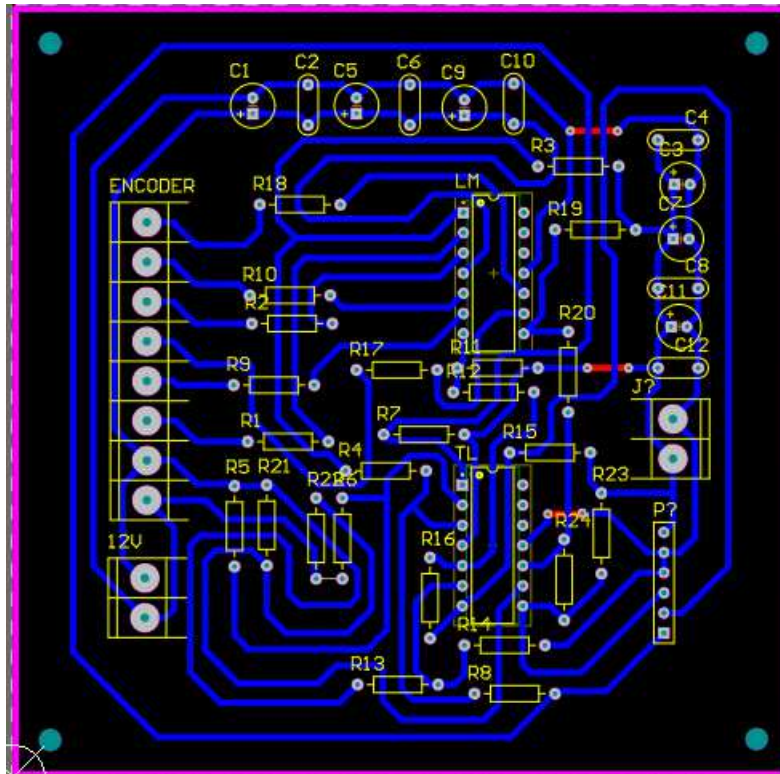


Figura 96: Diseño placa PCB Altium.

11.6. Motor Inducción

En la figura (97)y (98) se muestra el motor con encoder acoplado al rotor que se utilizaría para realizar las implementaciones experimentales de las técnicas de control propuestas



Figura 97: Motor de inducción con encoder.



Figura 98: Motor de inducción con encoder.

11.7. Algoritmo Control Predictivo de Torque en DSP

El siguiente código muestra la programación realizada en la DSP que se pretendía implementar experimentalmente del control predictivo de torque para la máquina de inducción alimentada por el VSI.

```
main()
{
    gpio_config();
    while(1)
    {

        //----Función que hace un barrido de los estados validos de conmutación a aplicar----

        //Detecta flanco de subida de la interrupción
        count = 0;
        if (GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPIO0 != aux1)
        {
            if(GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPIO0 != 0)
            {
                count = 1;
            }
            aux1 = GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPIO0;
        }

        if(count == 1){
            // GpioDataRegs.GPASET.bit.GPIO11 = 1;

            //--Escribir en las salidas digitales lo predicho en la interrupción anterior----
            if(Sa_k == 1){
                GpioDataRegs.GPASET.bit.GPIO1 = 1;    //s1
            }

            if(Sa_k == 0){
```



```

    GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO1 = 1; //s1
}

if(Sb_k == 1){
    GpioDataRegs.GPASET.bit.GPIO3 = 1; //s3
}

    if(Sb_k == 0){
        GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO3 = 1; //s3
    }

    if(Sc_k == 1){
        GpioDataRegs.GPASET.bit.GPIO5 = 1; //s5
    }

    if(Sc_k == 0){
        GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO5 = 1; //s5
    }

//-----Variables para minimizar calculo formulas-----
    a0 = Rs * Ts;
    a1 = (lm - lr*ls/lm);
    a2 = (lr/lm);
    a3 = (1-Ts*r_sigma/(ls*sigma));
    a4 = kr*wm;
    a5 = kr/tau_r;
    a6 = (ls*sigma);

//-----Generación corrientes referencias-----

    tiempo = Ts*i;

    senoa = amp*sin(2*pi*f*tiempo);
    senob = amp*sin(2*pi*f*tiempo - 2*pi/3);

```

```

senoc = amp*sin(2*pi*f*tiempo + 2*pi/3);

ialpha_ref = (2*senoa - senob - senoc)*0.3333; //corriente alfa
ibeta_ref = (senob - senoc)*0.5773; //corriente beta
if(i == puntos){
    contador = contador + 1;
    i = 1;
}

//Función que genera las lecturas analógicas de los sensores (2 x corriente || 1 x vdc

for (kk = 0; kk < NO; kk++)
    {
    ADC00[kk]=((float)((AdcRegs.ADCRESULT0)>>4)); // Lectura de tension vdc
    ADC02[kk]=((float)((AdcRegs.ADCRESULT2)>>4)); // Lectura de corriente ia
    ADC03[kk]=((float)((AdcRegs.ADCRESULT4)>>4)); // Lectura de corriente ib
    }
pADC00 = (ADC00[0]+ADC00[1]+ADC00[2]+ADC00[3])*0.25;
//pADC01 = (ADC01[0]+ADC01[1]+ADC01[2]+ADC01[3])*0.25;
pADC02 = (ADC02[0]+ADC02[1]+ADC02[2]+ADC02[3])*0.25;
pADC03 = (ADC03[0]+ADC03[1]+ADC03[2]+ADC03[3])*0.25;

vdc = 0.1591*pADC00-340.45; //salida 4 placa sensor
ia = 0.0071*pADC02-14.6; //salida 1 en placa sensor
ib = 0.0077*pADC03-15.9; //salida 4 en placa sensor
ic = -ia-ib;

-----Transformación Alpha Beta de las corrientes sensadas-----
ialpha = (2*ia - ib - ic)*0.3333;
ibeta = (ib - ic)*0.5773;

```

----- Ecuaciones de flujo en el estator y rotor -----

```
flux_salfa = flux_salfa + Ts*ualphaopt - a0*ialpha; //flujo estator alpha
flux_sbeta  = flux_sbeta  + Ts*ubetaopt - a0*ibeta; //flujo estator beta
flux_ralfa  = a2*flux_sbeta + a1*ialpha; //flujo rotor alpha
flux_rbeta  = a2*flux_sbeta + a1*ibeta; //flujo rotor beta
```

----- Medición velocidad encoder -----

```
if (EQep1Regs.QEPSTS.bit.QDF == 1) // Con este registro se determina el sentido de giro
si QDF = 1, el giro es en sentido horario
{
```

```
tmed = (float)EQep1Regs.QCPRDLAT; //con este registro QCPRDLAT se almacena el
valor del numero de ciclos de reloj en X flancos de subida y bajada
```

```
pulsos = (float)EQep1Regs.QPOSLAT; //con este registro se almacena la cantidad de
pulsos contados
} //if
```

```
if (EQep1Regs.QEPSTS.bit.QDF == 0)// en caso contrario si QDF = 0
{
```

```
//se obtienen valores negativos para tmed y pulsos ya que gira en sentido antihorario
tmed = 0- EQep1Regs.QCPRDLAT;
```

```
pulsos = EQep1Regs.QPOSLAT - EQep1Regs.QPOSMAX;
} // else
```

```
hvel_rs = pulsos *factor_tm; //pulsos obtenidos en radianes por segundo
```

```

//evita que tmed sea 0

if((tmed!= 0)) //si tmed es distinto de 0 el valor de la velocidad en
rad/seg es  $v = (x/\text{delta } T)$ 

wmec = velocfactor/tmed; // velocfactor para  $x = 4 \rightarrow 51471.9744/\text{tmed}$ 
else { //en caso contrario la velocidad sigue siendo vel_rs
wmec = hvel_rs;
//wmec = veloc_radsec = velocidad en rad/seg
    }

veloc_hz = wmec* RADPSTOHZ; //velocidad en hz

EQep1Regs.QCLR.bit.UTO = 1; // Clears Unit Time Out Interrupt Flag
EQep1Regs.QCLR.bit.INT = 1; // Clears Global EQEP1 Interrupt Flag
PieCtrlRegs.PIEACK.bit.ACK5 = 1; //Clear the PIEACK of Group 5 for enables Interrupt
Resquest at CPU Level

//-----CONTROL PI -----
e1 = e; // actualiza variable de error anterior
e = wmec - wref; // wmec - wref
k1 = Kp + Ki; //constante para PI
k2 = -Kp; //constante para PI

if(Te_ref <val_sat && Te_ref >-val_sat)
{
Te_ref = Te_ref + k1*e + k2*e1; //Pi
}
else
{
Te_ref = k1*e;

```

```

    }
    if(Te_ref >51) // limite de rango 51= T nominal
    {
        Te_ref = 51;
    }
    if(Te_ref <-51)
    {
        Te_ref = -51;
    }

----- Comienzo control predictivo variable -----

    g_opt = 10000000; //se define una función de costos muy elevada
    //cálculo de la predicción para los estados del inversor
    for (n=0;n<8;n++)
    {
        ua = vdc*estado[n][0];
        ub = vdc*estado[n][2];
        uc = vdc*estado[n][4];
        ualpha =(2*ua-ub-uc)/3; //Voltaje actual alpha
        ubeta = (2/3.0)*(sqrt(3)*ub*0.5 - sqrt(3)*uc*0.5); //Voltaje actual beta

        //estimación de flujo en estator  alpha - beta

        fsalfak1 = flux_salfa + Ts*ualpha - a0*ialpha;
        fsbetak1 = flux_sbeta + Ts*ubeta - a0*ibeta;

        //estimación de corriente en estator alpha y beta
        isalfak1 = a3*ialpha + Ts*(flux_ralfa*a5 + a4*flux_rbeta + ualpha)/a6;
        isbetak1 = a3*ibeta + Ts*(-a4*flux_ralfa + flux_rbeta*a5 + ubeta)/a6;

```

```

Tek1 = 3*p*(fsalfak1*isbetak1 - fsbetak1*isalfak1)/2;//predicción de torque
phik1 = sqrt(fsalfak1*fsalfak1 + fsbetak1*fsbetak1); //predicción de flujo

gt = (Te_ref-Tek1)*(Te_ref-Tek1); //función de costos para torque
gf = 64000*(flux_ref-phik1)*(flux_ref-phik1); //función de costos para flujo
g = gt + gf; //función de costos final

if (g < g_opt)
{
g_opt = g;
Sa = estado[n][0]; //almacenar estado del switch Sa
Sb = estado[n][2]; //almacenar estado del switch Sb
Sc = estado[n][4]; //almacenar estado del switch Sc

ua = vdc*(estado[n][0]-estado[n][3]);
ub = vdc*(estado[n][2]-estado[n][5]);
uc = vdc*(estado[n][4]-estado[n][1]);

//para utilizar en la ecuación de flujo estator y rotor
ualfaopt = (2 * ua - ub - uc) / 3;//Voltaje actual alpha (corresponde a vo)
ubetaopt = (2/3.0)*(sqrt(3)*ub*0.5 - sqrt(3)*uc*0.5); //Voltaje actual beta
}
} //for

//Guardar los estados para escribirlos en la siguiente interrupción
Sa_k = Sa;
Sb_k = Sb;
Sc_k = Sc;
i = i+1;

```

```
} //interrupcion (count)

} // while(1)
} // main
```

Referencias

- [1] F. Gavilan, D. Caballero, S. Toledo, E. Maqueda, R. Gregor, J. Rodas, M. Rivera, and I. Araujo-Vargas, “Predictive power control strategy for a grid-connected 2l-vsi with fixed switching frequency,” in *2016 IEEE International Autumn Meeting on Power, Electronics and Computing (ROPEC)*, pp. 1–6, 2016.
- [2] A. E.-M. D. Murillo-Yarce, A. Alzate-Gómez, “Análisis comparativo del control predictivo de corriente en convertidores vsi empleados en la conexión a red de energías renovables,” *TecnoLógicas*, vol. 21, no. 41, pp. 45–62, 2018.
- [3] M. de Energía, “Energía 2050, política energética de chile,” tech. rep., Ministerio de Energía, 2015.
- [4] M. de Energía, “Informe de seguimiento año 2019, política energética de chile,” tech. rep., Ministerio de Energía, 2020.
- [5] J. Rodriguez and P. Cortes, *Predictive control of power converters and electrical drives*, vol. 40. John Wiley & Sons, 2012.
- [6] T. Himabindu, A. V. R. Teja, G. Bhuvaneswari, and B. Singh, “Predictive torque control of a three-level reduced switch inverter fed induction motor drive,” in *2017 IEEE 26th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, pp. 348–353, 2017.
- [7] B. Cao and L. Chang, “Robust predictive current control for grid-connected vsis with compensation for time-delay effect and uncertain system disturbances,” in *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 2698–2702, 2015.
- [8] M. Rivera, F. Morales, C. Baier, J. Muñoz, L. Tarisciotti, P. Zanchetta, and P. Wheeler, “A modulated model predictive control scheme for a two-level voltage source inverter,” in *2015 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, pp. 2224–2229, 2015.

- [9] H. Shi, J. Zong, and L. Ren, "Modified model predictive control of voltage source inverter," in *2019 IEEE 4th Advanced Information Technology, Electronic and Automation Control Conference (IAEAC)*, vol. 1, pp. 754–759, 2019.
- [10] X. Li, T. Du, and S. Tang, "A fuzzy logic variable hysteresis band current control technique for three phase shunt active power filter," in *2011 International Conference on Control, Automation and Systems Engineering (CASE)*, pp. 1–4, 2011.
- [11] K. Athulya, "Inter turn fault diagnosis in wound rotor induction machine using wavelet transform," in *2018 International CET Conference on Control, Communication, and Computing (IC4)*, pp. 22–27, 2018.
- [12] V. F. Syvokobylenko and S. N. Tkachenko, "The mathematical model of an induction machine in terms of the skin effect in the rotor and the saturation of magnetic circuits," in *2018 X International Conference on Electrical Power Drive Systems (ICEPDS)*, pp. 1–5, 2018.
- [13] V. M. Mykhalskyi, V. M. Sobolev, V. V. Chopyk, S. Y. Polishchuk, and I. A. Shapoval, "Vector control for double-inverter-fed wound-rotor induction machine," in *2018 IEEE 38th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO)*, pp. 552–557, 2018.
- [14] S. Krishnatheeram, J. Peter, K. P. M. Shafi, and R. Ramchand, "Current error boundary analysis of constant switching frequency voltage controlled three level vsf drive," in *2018 International Conference on Power, Instrumentation, Control and Computing (PICC)*, pp. 1–6, 2018.
- [15] Mohammed Shafi KP, J. Peter, and R. Ramchand, "Space vector based synchronized pwm strategies for field oriented control of vsf fed induction motor," in *2016 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*, pp. 1–5, 2016.
- [16] F. Blaschke, "The principle of field orientation as applied to the new transvector closed loop control for rotating field machines," *Siemens Rev*, pp. 217–220, 1972.
- [17] H. Gashtil, V. Pickert, D. Atkinson, D. Giaouris, and M. Dahidah, "Comparative evaluation of field oriented control and direct torque control methodologies in field

- weakening regions for interior permanent magnet machines,” in *2019 IEEE 13th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG)*, pp. 1–6, 2019.
- [18] B. K. Nishad and R. Sharma, “Induction motor control using modified indirect field oriented control,” in *2018 8th IEEE India International Conference on Power Electronics (IICPE)*, pp. 1–5, 2018.
- [19] I. Takahashi and T. Noguchi, “A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-22, no. 5, pp. 820–827, 1986.
- [20] G. S. Buja and M. P. Kazmierkowski, “Direct torque control of pwm inverter-fed ac motors - a survey,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 51, no. 4, pp. 744–757, 2004.
- [21] P. J. Koratkar and A. Sabnis, “Comparative analysis of different control approaches of direct torque control induction motor drive,” in *2017 International Conference on Intelligent Computing, Instrumentation and Control Technologies (ICICICT)*, pp. 831–835, 2017.
- [22] I. M. Alsofyani, J. Lee, B. Han, and K. Lee, “Improved performance of cftc-based direct torque control of induction machines by increasing torque loop bandwidth,” in *2018 International Power Electronics Conference (IPEC-Niigata 2018 -ECCE Asia)*, pp. 466–470, 2018.
- [23] I. M. Alsofyani and N. R. N. Idris, “Torque ripple reduction and fast torque control in dtc of induction machine using overlapping triangular-based constant frequency torque controller,” in *2016 IEEE International Conference on Power and Energy (PECon)*, pp. 194–198, 2016.
- [24] J. Rodriguez, M. P. Kazmierkowski, J. R. Espinoza, P. Zanchetta, H. Abu-Rub, H. A. Young, and C. A. Rojas, “State of the art of finite control set model predictive control in power electronics,” *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 9, no. 2, pp. 1003–1016, 2013.

- [25] Y. Li, P. Zhang, J. Hang, S. Ding, L. Liu, and Q. Wang, "Comparison of dynamic characteristics of field oriented control and model predictive control for permanent magnet synchronous motor," in *2018 13th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, pp. 2431–2434, 2018.
- [26] S. Kouro, M. A. Perez, J. Rodriguez, A. M. Llor, and H. A. Young, "Model predictive control: Mpc's role in the evolution of power electronics," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 9, no. 4, pp. 8–21, 2015.
- [27] J. Rodriguez, J. Pontt, C. A. Silva, P. Correa, P. Lezana, P. Cortes, and U. Ammann, "Predictive current control of a voltage source inverter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 1, pp. 495–503, 2007.
- [28] P. Correa, M. Pacas, and J. Rodriguez, "Predictive torque control for inverter-fed induction machines," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 2, pp. 1073–1079, 2007.
- [29] F. Wang, S. Li, X. Mei, W. Xie, J. Rodríguez, and R. M. Kennel, "Model-based predictive direct control strategies for electrical drives: An experimental evaluation of ptc and pcc methods," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 11, no. 3, pp. 671–681, 2015.
- [30] M. Nemeč, D. Nedeljković, and V. Ambrožić, "Predictive torque control of induction machines using immediate flux control," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 4, pp. 2009–2017, 2007.
- [31] A. AMMAR, A. KHELDOUN, B. METIDJI, B. TALBI, T. AMEID, and Y. AZ-ZOUG, "An experimental assessment of direct torque control and model predictive control methods for induction machine drive," in *2018 International Conference on Electrical Sciences and Technologies in Maghreb (CISTEM)*, pp. 1–6, 2018.
- [32] S. Vazquez, J. I. Leon, L. G. Franquelo, J. M. Carrasco, O. Martinez, J. Rodriguez, P. Cortes, and S. Kouro, "Model predictive control with constant switching frequency using a discrete space vector modulation with virtual state vectors," in *2009 IEEE International Conference on Industrial Technology*, pp. 1–6, 2009.

- [33] M. Ayala, J. Rodas, R. Gregor, J. Doval-Gandoy, O. Gonzalez, M. Saad, and M. Rivera, “Comparative study of predictive control strategies at fixed switching frequency for an asymmetrical six-phase induction motor drive,” in *2017 IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*, pp. 1–8, 2017.
- [34] L. Comparatore, J. Rodas, M. Rivera, R. Gregor, J. Pacher, A. Renault, J. Muñoz, and P. Sanjeevikumar, “Model based predictive control with a fixed switching frequency applied to a single-phase cascade h-bridge multilevel statcom,” in *2017 12th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, pp. 368–373, 2017.
- [35] Y. Luo and C. Liu, “Multi-vector-based model predictive torque control for a six-phase pmsm motor with fixed switching frequency,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 34, no. 3, pp. 1369–1379, 2019.
- [36] H. Aberkane, D. Sakri, and D. Rahem, “A new predictive torque control approach using space vector modulation for pmsm drive,” in *2019 19th International Symposium on Electromagnetic Fields in Mechatronics, Electrical and Electronic Engineering (ISEF)*, pp. 1–2, 2019.
- [37] T. Nguyen, H. Nguyen, T. D. Nguyen, and H. Lee, “Simplified model predictive control for ac/dc matrix converters with fixed switching frequency,” in *2019 10th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE 2019 - ECCE Asia)*, pp. 1–6, 2019.
- [38] L. Comparatore, R. Gregor, J. Rodas, J. Pacher, A. Renault, and M. Rivera, “Model based predictive current control for a three-phase cascade h-bridge multilevel statcom operating at fixed switching frequency,” in *2017 IEEE 8th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, pp. 1–6, 2017.
- [39] M. Rivera, M. Amirbande, A. Vahedi, L. Tarisciotti, and P. Wheeler, “Predictive control strategies operating at fixed switching frequency for input filter resonance mitigation in an indirect matrix converter,” in *2017 IEEE Southern Power Electronics Conference (SPEC)*, pp. 1–6, 2017.

- [40] *Predictive control of power converters and electrical drives*, ch. Model Predictive Control Applied to Power Converters. John Wiley & Sons, 2012.
- [41] *Predictive control of power converters and electrical drives*, ch. Predictive Control of Induction Machines. John Wiley & Sons, 2012.
- [42] N. Farah, M. H. N. Talib, Z. Ibrahim, S. N. M. Isa, and J. M. Lazi, “Variable hysteresis current controller with fuzzy logic controller based induction motor drives,” in *2017 7th IEEE International Conference on System Engineering and Technology (ICSET)*, pp. 122–127, 2017.
- [43] *High-Power Converters and AC drives*, ch. Induction Motor Dynamic Models. John Wiley, 2017.
- [44] O. V. Kryukov, D. A. Blagodarov, N. N. Dulnev, Y. M. Safonov, N. N. Fedortsov, and A. A. Kostin, “Intelligent control of electric machine drive systems,” in *2018 X International Conference on Electrical Power Drive Systems (ICEPDS)*, pp. 1–4, 2018.
- [45] Jong-Woo Choi, Heui-Wook Kim, and Seung-Ki Sul, “New current control concept: minimum time current control in induction machine drive,” in *Proceedings of IECON '95 - 21st Annual Conference on IEEE Industrial Electronics*, vol. 1, pp. 311–316 vol.1, 1995.
- [46] *Predictive control of power converters and electrical drives*, ch. Predictive Control of a Three-Phase Inverter. John Wiley & Sons, 2012.
- [47] P. Cortes, J. Rodriguez, C. Silva, and A. Flores, “Delay compensation in model predictive current control of a three-phase inverter,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 2, pp. 1323–1325, 2012.
- [48] R. Vargas, J. Rodriguez, U. Ammann, and P. W. Wheeler, “Predictive current control of an induction machine fed by a matrix converter with reactive power control,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 12, pp. 4362–4371, 2008.

- [49] B. Wu and M. Narimani, *High-Power Converters and AC drives*, vol. 2. John Wiley, 2017.
- [50] C. Klumpner, P. Nielsen, I. Boldea, and F. Blaabjerg, “A new matrix converter-motor (mcm) for industry applications,” in *Conference Record of the 2000 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Fifth IAS Annual Meeting and World Conference on Industrial Applications of Electrical Energy (Cat. No.00CH37129)*, vol. 3, pp. 1394–1402 vol.3, 2000.
- [51] F. W. Z. X. Mei and J. Rodriguez, “Advanced control strategies of induction machine: field oriented control, direct torque control and model predictive control,” *MDPI*, 2018.
- [52] D. Rordas, “Estrategia de campo orientado en el control de motores de inducción,” *Universidad Tecnológica de Pereira*, 2006.
- [53] A. Kumar and T. Ramesh, “Direct field oriented control of induction motor drive,” in *2015 Second International Conference on Advances in Computing and Communication Engineering*, pp. 219–223, 2015.
- [54] K. Houssemeddine, B. h. Mehdi, and S. Lassaad, “Direct rotor field-oriented control of a dual star induction machine,” in *2017 International Conference on Green Energy Conversion Systems (GECS)*, pp. 1–6, 2017.
- [55] X. Chen, Z. Zhang, L. Yu, and Z. Bian, “Model predictive current control of doubly salient electromagnetic machine for current ripple suppression,” in *2019 IEEE International Symposium on Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (PRECEDE)*, pp. 1–5, 2019.
- [56] W. Liao and M. Su, “Direct torque control of induction machines based on predictive control,” in *Proceedings of the 29th Chinese Control Conference*, pp. 3295–3300, 2010.
- [57] P. Stolze, M. Tomlinson, R. Kennel, and T. Mouton, “Heuristic finite-set model predictive current control for induction machines,” in *2013 IEEE ECCE Asia Dower*, pp. 1221–1226, 2013.

- [58] R. Vargas, U. Ammann, B. Hudoffsky, J. Rodriguez, and P. Wheeler, “Predictive torque control of an induction machine fed by a matrix converter with reactive input power control,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no. 6, pp. 1426–1438, 2010.
- [59] P. Cortes, S. Kouro, B. La Rocca, R. Vargas, J. Rodriguez, J. I. Leon, S. Vazquez, and L. G. Franquelo, “Guidelines for weighting factors design in model predictive control of power converters and drives,” in *2009 IEEE International Conference on Industrial Technology*, pp. 1–7, 2009.
- [60] R. E. Pérez-Guzmán, M. Rivera, N. Vicencio, and P. W. Wheeler, “Model predictive control in three-phase inverters,” in *2019 IEEE CHILEAN Conference on Electrical, Electronics Engineering, Information and Communication Technologies (CHILECON)*, pp. 1–6, 2019.
- [61] Z. Jiang and P. Yan, “Switching anti-windup design for saturated linear systems,” in *2019 Chinese Automation Congress (CAC)*, pp. 500–505, 2019.
- [62] *Enhanced Quadrature Encoder Pulse (eQEP) Module.*