

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE LA SANTÍSIMA CONCEPCIÓN

FACULTAD DE INGENIERÍA
DEPARTAMENTO DE INGENIERIA CIVIL ELECTRICA



UCSC

Implementación de convertidor para generadores eólicos micro red UCSC

Diego Andrés Monsalve Abarcia

Informe de Habilitación Profesional para optar al título de:
Ingeniero Civil Eléctrico

Comisión Evaluadora:

Samuel A. Vergara R.
Guillermo Ramírez A.

Profesores Guía:

Dr. Ricardo Lizana Fuentes

Concepción, Diciembre 2022

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE LA SANTISIMA CONCEPCION
Facultad de Ingeniería
Departamento de Ingeniería Civil Eléctrica

Comisión Evaluadora:
Guillermo Ramírez A.
Samuel A. Vergara R.

Implementación de convertidor para generadores eólicos de micro red UCSC.

Diego Andrés Monsalve Abarcia

Informe de Habilitación Profesional
para optar al Título de

Ingeniero Civil Eléctrico

Diciembre 2022

Resumen

En el presente documento se especificarán los aspectos fundamentales de la implementación y desarrollo de un convertidor de potencia, capaz de transferir la potencia eléctrica entregada por aerogeneradores e inyectarlas a la red eléctrica.

La implementación se llevó a cabo con la obtención de datos base como: la potencia eléctrica máxima del aerogenerador, la definición del umbral de voltaje para la operación del convertidor de potencia, entre otros. Con los datos obtenidos se logra establecer un modelo previo del sistema de control, el cual se simula mediante *toolbox* del software Matlab. Con el resultado de las simulaciones y los datos de placa del aerogenerador se diseñó el convertidor de potencia AFE para la conexión con la red eléctrica de la Universidad.

En esta etapa del proyecto se familiariza con los equipos de medición y componentes utilizados para la implementación del convertidor, como los son: inductancias, transformador de aislación, plataforma Dspace, Igbt's, etc.

Para finalizar la implementación, se realizaron pequeñas pruebas en el laboratorio con el fin corroborar el funcionamiento correcto de cada componente y, de esta manera, calibrar correctamente el instrumento de medición. Una vez que el circuito estuvo armado por completo, se realizaron pruebas que se dividieron en 3 etapas, para verificar el funcionamiento del convertidor de potencia. Estas pruebas permitieron ajustar, de manera más detallada, el control propio del convertidor de potencia.

Los resultados obtenidos mostraron que la conexión del convertidor de potencia permite la inyección de potencia eléctrica, proveniente desde los aerogeneradores de la micro red de la UCSC, hacia la red eléctrica del campus.

A los alumnos del pasado, presente y futuro de la carrera de Ingeniería Civil Eléctrica de la U.C.S.C.

Agradecimientos

A todas las personas que hicieron posible que llegara a estas instancias, en especial a mi familia, quienes son un pilar fundamental en mi desarrollo como persona y futuro profesional.

Tabla de Contenidos

ABREVIACIONES.....	X
CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN	11
1.1. INTRODUCCIÓN GENERAL	11
1.2. TRABAJOS PREVIOS	12
1.2.1 Sobre los contenidos	12
1.2.2 Discusión	12
1.3. HIPÓTESIS DE TRABAJO	13
1.4. OBJETIVOS	13
1.4.1 Objetivo General	13
1.4.2 Objetivos Específicos	13
1.5. ALCANCES Y LIMITACIONES	13
1.6. METODOLOGÍA DE TRABAJO	14
CAPÍTULO 2. MARCO TEÓRICO.....	15
2.1. INTRODUCCIÓN	15
2.2. GENERADOR SÍNCRONO.....	15
2.3. RECTIFICADOR TRIFÁSICO NO CONTROLADO	22
2.4. CONVERTIDOR DE FRENTE ACTIVO (AFE).....	25
2.4.1 Modulación por ancho de pulso	28
2.4.2 Esquema de control para convertidor AFE	30
CAPÍTULO 3. SIMULACIONES PREVIAS DE MODELOS EXPUESTOS	35
3.1. INTRODUCCIÓN	35
3.2. SIMULACIONES PREVIAS	35
3.2.1 Generador Síncrono	35
3.2.1.1 Casos simulados para generador síncrono	37
3.2.2 Rectificador trifásico no controlado.....	44
3.2.3 PMSG acoplado a la red mediante convertidor AFE	48
3.3. DISCUSIÓN Y CONCLUSIONES DE SIMULACIONES PREVIAS	57
CAPÍTULO 4. IMPLEMENTACIÓN DE CONVERTIDOR DE POTENCIA AFE CONECTADO A RED	58
4.1. INTRODUCCIÓN	58
4.2. DE LOS MATERIALES, COMPONENTES ELÉCTRICOS E INSTRUMENTOS	58
4.3. DEL CONTROL Y LA INTERFAZ	66
4.4. IMPLEMENTACIÓN DE PRUEBAS.....	71
4.4.1 Control de corrientes dq	71
4.4.2 Control de voltaje DC en capacitor sin transferencia de potencia	76
4.4.3 Control de voltaje DC en capacitor con transferencia de potencia	79
CAPÍTULO 5. CONCLUSIONES	88
5.1. SUMARIO	88
5.2. CONCLUSIONES	88
5.3. TRABAJO FUTURO	89
BIBLIOGRAFÍA.....	91

Lista de Tablas

Tabla 1 “Resumen resultados de simulación generador síncrono”	43
Tabla 2 “Voltajes de Entrada al Rectificador”	44
Tabla 3 “Equivalencia de Potencias Lado AC/DC”	47
Tabla 4 “Punto de Operación para Convertidor AFE”	50
Tabla 5 “Velocidades de Operación para Simulación de Convertidor AFE”	51
Tabla 6 “Valores del Enlace DC”	53
Tabla 7 “Valores en el secundario de la red”	54
Tabla 8 “Valores de Potencia Eléctrica Secundario de la Red en [kW]”	55
Tabla 9 “Características Principales de Sensores DP-25”	59
Tabla 10 “Características Principales Sonda de Corriente FLUKE i30s”	59
Tabla 11 “Valores para Constantes Integrativa y Proporcional”	72
Tabla 12 “Cambios de Referencia en Corriente para Prueba de Control de Corriente”	72
Tabla 13 “Valores de las Constantes del PI”	78
Tabla 14 “Puntos de Operación para Prueba de Control DC Sin Transferencia de Potencia”	78
Tabla 15 “Detalles Sobre Pruebas Implementadas”	81

Lista de Figuras

Fig. 1 “Campos magnéticos máquina síncrona”	17
Fig. 2 “Circuito equivalente de máquina síncrona”	18
Fig. 3 “Diagrama de flujo de potencia para máquina síncrona”	19
Fig. 4 “Diagrama fasorial de potencia”	20
Fig. 5 “Diagrama fasorial de potencia simplificado”	21
Fig. 6 “Curvas de operación de máquina síncrona”	22
Fig. 7 “Esquema de configuración para rectificador de onda completa trifásico”	23
Fig. 8 “Formas de onda características en rectificadores trifásicos no controlados”	24
Fig. 9 “Esquema básico transmisión HVDC”	26
Fig. 10 “Esquema general de convertidor AFE”	26
Fig. 11 “Modulación PWM”	29
Fig. 12 “Transformada de Park”	30
Fig. 13 “Componentes rotatorias de la transformada de Clark”	31
Fig. 14 “Lazo de control para convertidor AFE implementado”	32
Fig. 15 “Modulación de estados de conmutación para AFE”	33
Fig. 16 “Esquema de conexión a la red eléctrica para aerogeneradores mediante convertidor AFE”	34
Fig. 17 “Diagrama de bloque para PMSG”	35
Fig. 18 “Diagrama implementado para PMSG”	37
Fig. 19 “Velocidad de referencia y torque eléctrica para caso 1”	37
Fig. 20 “Corriente y voltaje de fase generado por el PMSG”	38
Fig. 21 “Velocidad y torque generados para el caso 2”	39
Fig. 22 “Corriente y voltaje trifásico generados para el caso 2”	40
Fig. 23 “Velocidad y torque generados para el caso 3”	41
Fig. 24 “Corriente y voltaje de las 3 fases del PMSG para caso 3”	42
Fig. 25 “Velocidad y torque generados para el caso 4”	42
Fig. 26 “Corriente y voltaje de las 3 fases del PMSG para el caso 4”	43
Fig. 27 “Esquema de configuración para rectificador de onda completa no controlado”	44
Fig. 28 “Formas de ondas características de rectificador de onda completa no controlado”	46
Fig. 29 “Corriente y Voltaje en la resistencia de carga DC”	47
Fig. 30 “Esquema general implementado para convertidor de potencia AFE”	48
Fig. 31 “LGR para planta de control PI’s de corriente”	49
Fig. 32 “Control de voltaje DC y corrientes para convertidor AFE”	50
Fig. 33 “Voltajes y corrientes del PMSG”	52
Fig. 34 “Voltaje y corriente en el enlace DC”	53
Fig. 35 “Formas de onda de la red eléctrica simulando convertidor AFE”	55
Fig. 36 “Potencia eléctrica secundario de la red”	56
Fig. 37 “Sensores diferenciales de voltaje”	58
Fig. 38 “Sonda de corriente FLUKE i30s”	59
Fig. 39 “Inductancias implementadas”	60
Fig. 40 “Variac 10 [kVA] implementado”	61
Fig. 41 “Transformador de aislación implementado”	61
Fig. 42 “Placas de medición para obtención de variables eléctricas”	62
Fig. 43 “MicroLabBox dSpace”	62
Fig. 44 “Osciloscopio KEYSIGHT® Model MSOX4024A”	63
Fig. 45 “Resistencia Bobinada implementada”	63
Fig. 46 “Capacitor Implementado”	64
Fig. 47 “Modulo IGBT Semikron SKM100GB12T4”	64
Fig. 48 “Fuente DC regenerativa KEYSIGHT”	65
Fig. 49 “Gate Driver SEMIKRON SKHI 22BR”	65
Fig. 50 “Bloque análogo-Digital Simulink”	66
Fig. 51 “Esquema de medición para corriente desde MicroLabBox”	67
Fig. 52 “Esquema de medición para voltaje desde MicroLabBox”	68
Fig. 53 “Esquema de control de corrientes”	69

Fig. 54 “Esquema de control final para convertidor de potencia”	69
Fig. 55 “Interfaz de monitoreo y control de variables software ControlDesk®”	70
Fig. 56 “Diagrama para circuito implementado de control de corriente dq ”	71
Fig. 57 “Corriente y voltaje de la fase A de la red para cambio de referencia I”	73
Fig. 58 “Corriente y voltaje fase A en la red para cambio de referencia II”	74
Fig. 59 “Corriente y voltaje de fase A lado red eléctrica para cambio referencia III”	75
Fig. 60 “Corriente y voltaje de fase A lado red eléctrica para cambio referencia IV”	76
Fig. 61 “Circuito para prueba de control DC sin transferencia de potencia”	77
Fig. 62 “Diagrama de control implementado”	77
Fig. 63 “Comportamiento de voltaje DC y corriente en el capacitor”	79
Fig. 64 “Circuito implementado para prueba de control de voltaje DC con inyección de potencia”	80
Fig. 65 “Circuito definitivo implementado”	80
Fig. 66 “Circuito físico implementado”	81
Fig. 67 “Comportamiento de voltaje en el capacitor del enlace DC”	82
Fig. 68 “Corriente del sistema en componente d ”	83
Fig. 69 “Comportamiento de la corriente en el convertidor de potencia y voltaje en el capacitor”	84
Fig. 70 “Corriente en el convertidor de potencia y voltaje en el capacitor durante cambios de referencias”	85
Fig. 71 “Distorsión armónica para modulación PWM”	86

Abreviaciones

Mayúsculas

L.A.	: lazo abierto.
L.C.	: lazo cerrado.
L.D.	: lazo directo.
F. de T.	: función de transferencia.
F.D.	: función descriptora.
M. de T.	: matriz de transferencia.
B.W.	: ancho de banda.
E.S.	: entrada/salida.
S.S.	: estado estacionario.
L.G.R.	: Lugar geométrico de las raíces.
P.I.	: Controlador proporcional integral.
D. de B.	: Diagrama de Bode
U.G	: Unidad Generadora de electricidad
P.M.S.G	: Máquina eléctrica síncrona de imanes permanentes.

Minúsculas

c.i.	: condiciones iniciales.
l.i.	: linealmente independiente.
l.d.	: linealmente dependiente.
c.c.	: corriente continua (en inglés es d.c.).
c.a.	: corriente alterna (en inglés es a.c.).
a.c.a.	: abscisa de convergencia absoluta.

Capítulo 1. Introducción

1.1. Introducción General

A lo largo de los años, las energías renovables se han tornado importantes, tanto a nivel nacional como a nivel mundial, producto del contexto medioambiental de las emisiones de CO₂. Asimismo, cobran importancia por los avances tecnológicos a lo que respecta la electrónica de potencia, en general con convertidores de potencia, los que antes no podrían implementarse en estas aplicaciones por limitaciones tecnológicas.

En Chile, hoy en día la matriz energética del país se compone de casi un 50% de producción energética con base en energías renovables no convencionales. Las principales energías renovables presentes en el país se basan en: Energía Fotovoltaica, Eólica, Bio-Masa y Geotérmica, entre otros. En particular, la Universidad Católica de la Santísima Concepción (UCSC) implementó dos de estas tecnologías en su campus, en este sentido el foco principal de este informe es mostrar los resultados obtenidos a partir de la elaboración de un convertidor eléctrico capaz de entregar potencia eléctrica a la red de la Universidad.

En general, la producción de energía eléctrica mediante energía eólicas se realiza con aerogeneradores, cuya función principal es aprovechar las propiedades entregadas por el viento, para la obtención de energía eléctrica mediante el movimiento mecánico, producido por el flujo de aire en las aspas de los aerogeneradores. Esto es posible gracias a las características y el desarrollo de las máquinas eléctricas, específicamente, generadores eléctricos. Estos generadores eléctricos de distintas características son acoplados a las aspas típicas de los generadores eólicos para inducir electricidad, gracias al movimiento de las aspas.

La finalidad del trabajo presentado recae en el estudio de las características eléctricas que se presentan en los aerogeneradores del campus, con el fin de comprender y caracterizar un convertidor de potencia capaz de hacer posible la conexión de la unidad generadora (Aerogenerador) y la red eléctrica de la Universidad.

1.2. Trabajos Previos

En específico se revisa material referente a las distintas etapas que conllevan la implementación de un convertidor de potencia tipo AFE conectado a un aerogenerador.

1.2.1 Sobre los contenidos

Respecto la interconexión entre la red eléctrica y los aerogeneradores mediante un convertidor de potencia se tiene:

- ♣ E. H. E. Aboadla, S. Khan, M. H. Habaebi, T. Gunawan, B. A. Hamidah and M. B. Yaacob, "Effect of modulation index of pulse width modulation inverter on Total Harmonic Distortion for Sinusoidal," 2016 International Conference on Intelligent Systems Engineering (ICISE), 2016, pp. 192-196, doi: 10.1109/INTELSE.2016.7475119.

En este trabajo se ilustra como afecta a la distorsión armónica en la corriente y voltaje al utilizar una modulación del tipo PWM para sistemas sinusoidales.

- ♣ Stephen J. Chapman, "*Máquinas Eléctricas*" Quinta edición 2012.
Documento enfocado a estudiar y analizar los efectos eléctricos proporcionados por la máquina síncrona de imanes permanentes utilizada en el documento presente.
- ♣ C. Hou and P. Cheng, "Experimental Verification of the Active Front-End Converters Dynamic Model and Control Designs," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 26, no. 4, pp. 1112-1118, April 2011, doi: 10.1109/TPEL.2010.2097607.

Paper enfocado a la experimentación de convertidores AFE para nuevas metodologías de control, contiene expresiones fundamentales para el entendimiento de los convertidores de frente activo.

1.2.2 Discusión

Respecto a lo revisado se muestra que el convertidor de potencia del tipo frente activo es capaz de operar entre dos sistemas de diferentes características como lo son una red eléctrica y un aerogenerador, y permitir la transferencia de potencia producida por los generadores eólicos.

En la revisión de los PMSG que son los que incorporan los aerogeneradores por interactuar se nota la variación de operación de estos respecto a la velocidad del viento. A distintas condiciones de operación el PMSG aporta diferentes potencias eléctricas y voltajes relacionados con su velocidad. El convertidor AFE es capaz de operar en diferentes rangos de voltajes según se convenga.

1.3. Hipótesis de Trabajo

La principal hipótesis del presente trabajo se basa en la máxima transferencia de potencia posible mediante la implementación de un convertidor de potencia capaz de interconectar la red eléctrica de los laboratorios y los aerogeneradores presentes en la UCSC.

Esta interconexión se realiza mediante la implementación de un convertidor de potencia AFE de dos niveles que en conjunto con cálculos y procesamientos digitales/análogos se controlaran los puntos de operación para dicho convertidor. Los procesamientos digitales y análogos pasaran por la plataforma Micro LabBox® en conjunto con el software de Simulink de Matlab® y el software propio de la plataforma usada.

1.4. Objetivos

1.4.1 Objetivo General

Implementar un convertidor eléctrico de potencia capaz de interconectar sistemas eólicos dispuestos en la micro red de la UCSC a la matriz eléctrica del campus.

1.4.2 Objetivos Específicos

- Parametrización de generadores eólicos de micro red UCSC
- Control de convertidor de potencia para sistemas eólicos.
- Evaluación de operación de generadores eólicos micro red UCSC.
- Identificación de componentes necesarios para implementación en LEPA.
- Implementación de convertidor de potencia en LEPA.

1.5. Alcances y Limitaciones

Se espera la implementación física y funcional de un convertidor de potencia con topología AFE para la interconexión de la red eléctrica y aerogeneradores del campus de la Universidad.

Las limitaciones del proyecto radican en la compactación del convertidor de potencia, ya que de manera experimental este necesita una gran cantidad de elementos de tamaño considerable. Comparado a convertidores comerciales para potencias similares a la trabajadas, estos son mucho más compactos a la implementación mostrada.

1.6. Metodología de trabajo

Como se presenta en la introducción general, el convertidor de potencia viene a solucionar la inexistente conexión eléctrica entre los aerogeneradores de la UCSC y los laboratorios de esta.

Con la revisión de documentos de importancia sobre teoría y simulación de modelos de convertidores de potencia que se ajustan al modelo que se implementó se comienza a recoger datos de manera constante. Los primeros datos obtenidos tienen relación con; Velocidad de operación de aerogeneradores, voltajes entregados por los aerogeneradores, medición del viento en el campus, etc. Con lo anterior se crea una base de información donde se establece el rango de operación del convertidor de potencia.

La captura de datos se obtiene mediante instrumentos específicos para cada instancia como lo son las puntas diferenciales para medir el voltaje, sondas de corrientes, placas de medición, entre otros. Estos datos obtenidos se procesan mediante software con la plataforma DSpace® y Matlab®. Los instrumentos utilizados se aprecian en el capítulo 4.2.

Los principales obstáculos que presentó la implementación del convertidor de potencia fue la sensibilidad de cada instrumento al momento de obtener datos. Para esto se realizaban pequeñas verificaciones de medición antes de cada prueba realizada.

Capítulo 2. Marco Teórico

2.1. Introducción

En el presente capítulo se desglosará la teoría general de los principales elementos necesarios para la implementación de un convertidor capaz de interconectar la red eléctrica y los aerogeneradores.

2.2. Generador Síncrono

La mayoría de los aerogeneradores consisten en un conjunto aspas unidas a un eje rotatorio que a su vez está acoplado al eje de un generador síncrono que se encarga de transmitir la energía mecánica producida por las aspas debido a la acción del viento. Esta rotación es capaz de inducir voltaje en los terminales del generador síncrono.

Un generador síncrono es una máquina eléctrica que posee dos devanados: uno de campo y otro llamado inducido. Por un lado, el devanado de campo es el encargado de generar un campo magnético en la máquina síncrona; que, por otro lado, el devanado del inducido tiene como función entregar el set de voltajes trifásicos en la máquina.

Este set de voltajes es producido por la rotación de la máquina, es decir, al hacer rotar el eje o rotor de la máquina síncrona esta crea un campo magnético giratorio en el rotor gracias a imanes permanentes o por una excitación externa. Este campo magnético rotatorio induce los voltajes trifásicos dentro de los devanados del estator o devanados del inducido.

La máquina al producir voltajes trifásicos impone una frecuencia específica que está relacionada con la velocidad a la que se hace girar el rotor y la construcción de la máquina (Polos). La caracterización matemática de la frecuencia eléctrica está dada por la siguiente expresión:

$$f_e = \frac{n_m P}{120} \dots (1.1)$$

Donde:

- n_m : : Velocidad mecánica del campo magnético en $\left[\frac{r}{min}\right]$
- P : : Número de polos de la máquina.
- f_e : : Frecuencia eléctrica [Hz].

La expresión dicta que, para distintas velocidades de rotación de la máquina, se producirán distintas frecuencias eléctricas, determinadas principalmente por la velocidad de rotación y los componentes de carácter constructivos, como lo son los polos de la máquina. El fenómeno de la

frecuencia eléctrica de la maquina síncrona encuentra explicación en la sincronización que se produce cuando el rotor de la máquina eléctrica se acciona mediante una fuerza mecánica, este produce un campo magnético que gira a la misma velocidad del rotor.

Respecto al voltaje, que es capaz de producir la máquina eléctrica a partir de las distintas velocidades de operación, este tiene relación con sus parámetros constructivos. Con lo anterior, la expresión que modela el voltaje inducido en el estator de la máquina para una conexión determinada (Conexión Delta) es la siguiente:

$$E_A = K\phi\omega...(1.2)$$

Donde:

- K : Constante de carácter constructiva de la máquina
- ϕ : Flujo magnético de la máquina [Wb]
- ω : Velocidad angular [rad/s]

De (1.2), se describe la expresión matemática del voltaje inducido en una máquina eléctrica síncrona. Se aprecia que este voltaje es directamente proporcional al flujo de la máquina y además a la velocidad mecánica a la cual esta gira. El flujo de la máquina se ve limitado y/o relacionado por la corriente que está presente en la máquina eléctrica al momento de operación.

Los campos magnéticos que se producen al girar el rotor de la máquina pueden ser descritos con la siguiente ilustración:

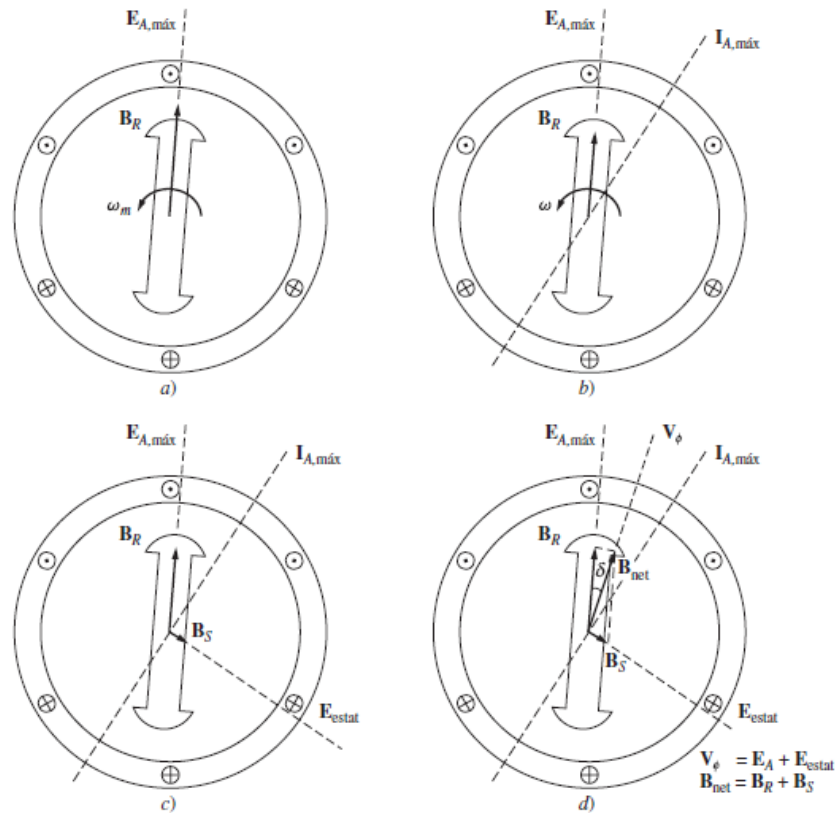


Fig. 1 “Campos magnéticos máquina síncrona”

(a) Campo magnético giratorio produce un voltaje interno inducido, (b) Voltaje interno produce un flujo de corriente en retraso, (c) Corriente del estator produce su propio campo, (d) Campo magnético del estator y campo magnético del rotor se suman y crean B_{net} . Voltaje del estator e interno generado producen voltaje de fase en la salida.

Fuente: [1]

Como se aprecia en Fig. 1, cuando se produce la rotación del eje de la máquina eléctrica se produce un campo magnético giratorio que es capaz de inducir un voltaje interno en la máquina que recibe un nombre de E_A , posteriormente, el voltaje inducido y el campo magnético giratorio, provoca un flujo de corriente en retraso respecto el voltaje, dicho flujo de corriente atraviesa el estator de la máquina, generando un campo magnético propio en el estator llamado B_S que se termina sumando al campo magnético interno o del rotor, formando un campo magnético Neto B_{net} . Asimismo, los voltajes que se inducen en el rotor y en el estator se suman para dar paso al voltaje que se obtiene en los terminales de la máquina eléctrica (V_ϕ).

Ahora, si se presta atención a los ángulos que se forman entre los campos magnéticos tanto del campo como del rotor, existe un ángulo específico de relevancia que se conoce como “ángulo de par”, este tiene directa relación con la potencia eléctrica que será capaz de generar la máquina eléctrica.

El circuito eléctrico que modela una máquina síncrona se puede expresar en 4 circuitos, 3 circuitos específicos que denotan y determinan las fases de la máquina y otro relacionado al campo de la máquina síncrona. A continuación, se muestra el circuito equivalente:

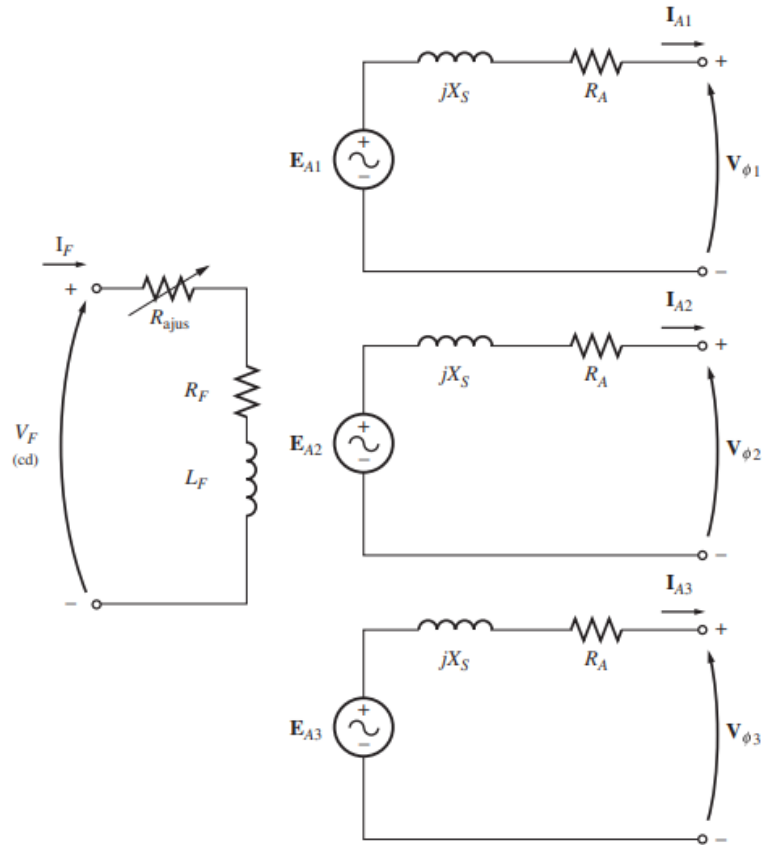


Fig. 2 “Circuito equivalente de máquina síncrona”

Fuente: [1]

En una máquina síncrona en modo generador se inducen 3 voltajes desfasados entre sí 120° - 240° dependiendo de la fase, la expresión matemática que modela dicho voltaje inducido viene dado por:

$$V_{\phi} = E_A - jX_S I_A - R_A I_A \dots (1.3)$$

Donde:

- V_{ϕ} : Voltaje de fase a la salida.
- E_A : Voltaje inducido internamente
- X_S : Reactancia síncrona
- R_A : Resistencia de armadura
- I_A : Corriente inducida internamente

La potencia eléctrica que entrega una máquina síncrona está relacionada con los voltajes y corrientes de fase, como cualquier otro cálculo de potencia. Sin embargo, existen parámetros dentro de la máquina síncrona de carácter constructivos, los cuales modifican y/o limitan la generación de potencia eléctrica. Lo anterior se respalda con un diagrama de flujo de potencia para una máquina síncrona en modo generador, dado por la siguiente figura:

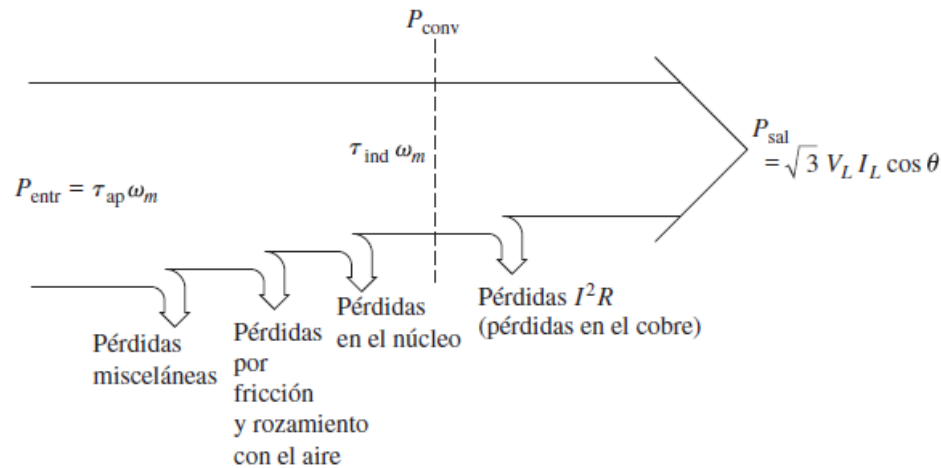


Fig. 3 “Diagrama de flujo de potencia para máquina síncrona”

Fuente: [1]

Por un lado, la potencia que se puede generar dependerá principalmente del torque mecánico y la velocidad mecánica que están presente en el eje de la máquina síncrona. Por otro lado, la potencia convertida, si bien depende del torque inducido y la velocidad, también podemos obtenerla de la siguiente forma:

$$P_{conv} = 3E_A I_A \cos(\gamma) \dots (1.4)$$

La potencia convertida depende, tanto del voltaje, como de la corriente inducida en la máquina, también depende del ángulo γ , que representa el desfase que existe entre la corriente y el voltaje inducido.

La potencia final o de salida efectiva en cantidades fasoriales está determinada por la siguiente expresión:

$$P_{sal} = 3V_\phi I_A \cos(\theta) \dots (1.5)$$

A la par la potencia reactiva de salida queda determinada por:

$$Q_{sal} = 3V_\phi I_A \sin(\theta) \dots (1.6)$$

Presentado un diagrama fasorial de potencias, despreciando la resistencia de la armadura debido a que es mucho menor a la reactancia síncrona se tiene:

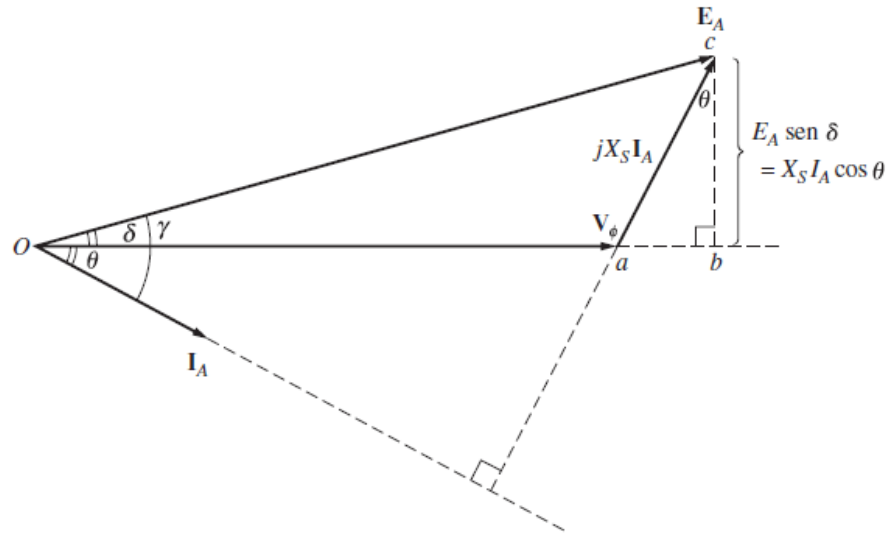


Fig. 4 “Diagrama fasorial de potencia”

Fuente: [1]

Con propiedades trigonométricas se puede obtener la siguiente expresión, que relaciona la corriente y voltaje interno inducido:

$$I_A \cos(\theta) = \frac{E_A \sin(\delta)}{X_S} \dots (1.7)$$

Dicha relación permite la obtención de la potencia convertida. En términos matemáticos se tiene:

$$P_{conv} = \frac{3V_\phi E_A}{X_S} \sin(\delta) \dots (1.8)$$

El ángulo que se expresa en la función sinusoidal es el ángulo de par mencionado anteriormente, para casos donde el ángulo es máximo (90°), se logra una potencia máxima:

$$P_{max} = \frac{3V_\phi E_A}{X_S} \dots (1.9)$$

Dicha expresión de potencia indica la estabilidad dinámica de la máquina, dado que es el valor máximo de potencia que puede entregar la máquina eléctrica.

Para pasar el diagrama fasorial anterior a uno más simplificado donde se trabaja solo con potencias se desprende el factor:

$$Factor = \frac{3V_\phi}{X_S} \dots (1.10)$$

Con dicho factor el nuevo diagrama de potencia queda de la siguiente manera:

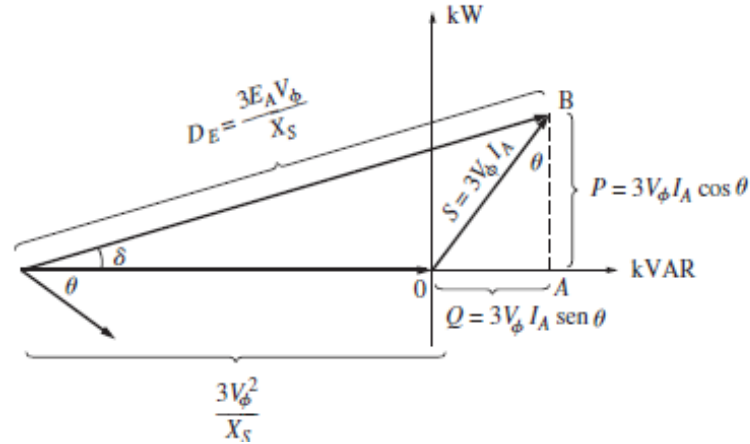


Fig. 5 “Diagrama fasorial de potencia simplificado”

Fuente: [1]

Con el factor anterior las potencias se expresan de la siguiente manera:

$$P_{sal} = \frac{3V_{\phi}}{X_s} [X_s I_A \cos(\theta)] \dots (1.11)$$

A la par, se expresa la potencia reactiva:

$$Q_{sal} = \frac{3V_{\phi}}{X_s} [X_s I_A \sin(\theta)] \dots (1.12)$$

El origen de dicho diagrama de potencia Fig. 4 se torna en el lugar $-V_{\phi}$, por lo que para el nuevo diagrama simplificado este punto de origen corresponde a la potencia reactiva del eje X:

$$Q = \frac{-3V_{\phi}}{X_s} \dots (1.13)$$

La expresión anterior corresponde al origen de la corriente del rotor, pero un diagrama de potencias simplificado. Ahora el límite de la corriente del estator corresponde a la relación que existe entre $X_s I_A$, pasando al diagrama fasorial de potencia simplificado se tiene:

$$S = 3V_{\phi} I_A \dots (1.14)$$

El límite de corriente del rotor tiene estricta relación con el flujo de la máquina eléctrica y este flujo tiene relación a su vez con la expresión de voltaje inducido (1.2), de esto se obtiene otra restricción que se modela con la siguiente expresión:

$$D_E = \frac{3V_{\phi} E_A}{X_s} \dots (1.15)$$

Finalmente, todas las expresiones mencionadas anteriormente derivan en un aspecto importante al momento de estudiar este tipo de máquinas que tiene estricta relación con las curvas de operación en cuanto a la potencia que puede operar sin sufrir. La curva de operación de una máquina eléctrica síncrona viene dada por:

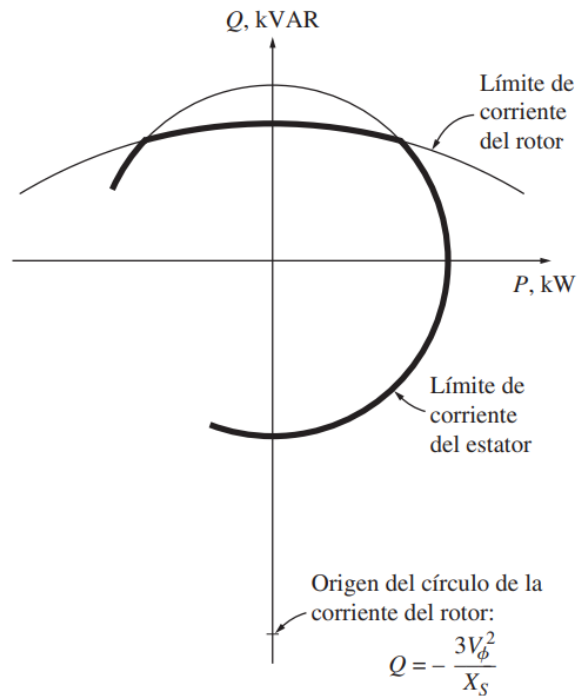


Fig. 6 “Curvas de operación de máquina síncrona”

Fuente: [1].

Asimismo, las máquinas síncronas, que son usadas frecuentemente en los aerogeneradores, poseen este tipo de restricciones de operación que vienen dadas por restricciones de carácter constructivos, tanto del rotor como estator.

2.3. Rectificador Trifásico No Controlado

El trabajo realizado se dividió en 3 partes: la generación, la rectificación y, finalmente, el acople de la rectificación a la red. El aerogenerador con el cual se trabaja posee una rectificación de carácter no controlado, es decir, hace uso de semi conductores, específicamente diodos.

En general un rectificador de onda completa no controlado hace alusión a una configuración que se lleva a cabo a partir de la utilización de diodos dispuesto de cierta forma, para convertir una señal del tipo sinusoidal a una señal continua de 6 pulsos en un primer caso. La estructura básica de un rectificador de onda completa se aprecia en la siguiente imagen:

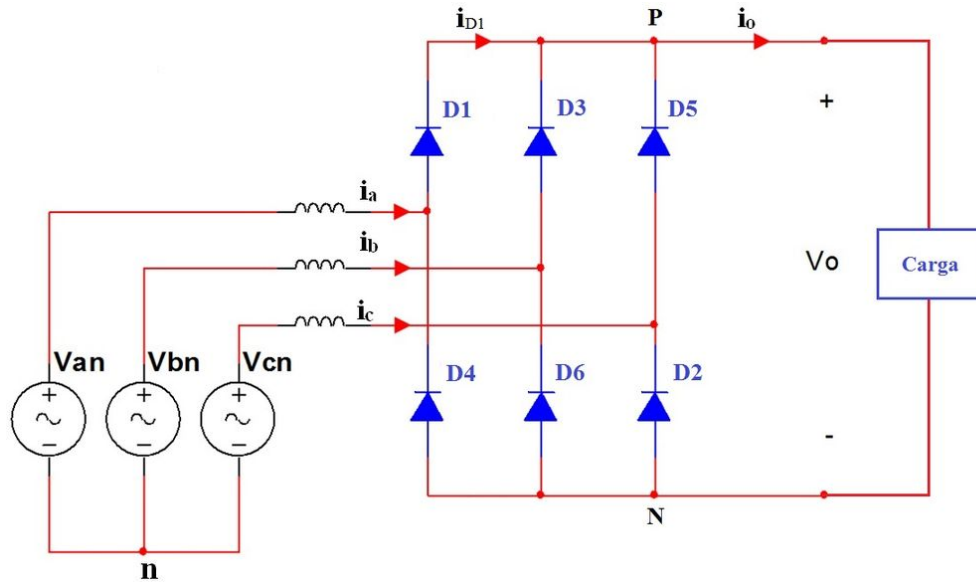
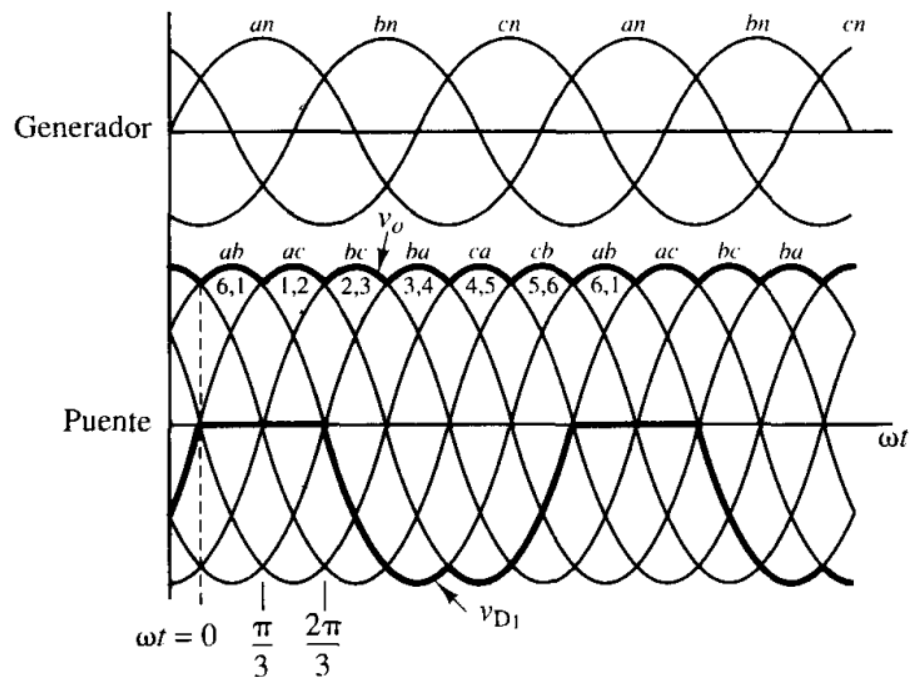


Fig. 7 “Esquema de configuración para rectificador de onda completa trifásico”

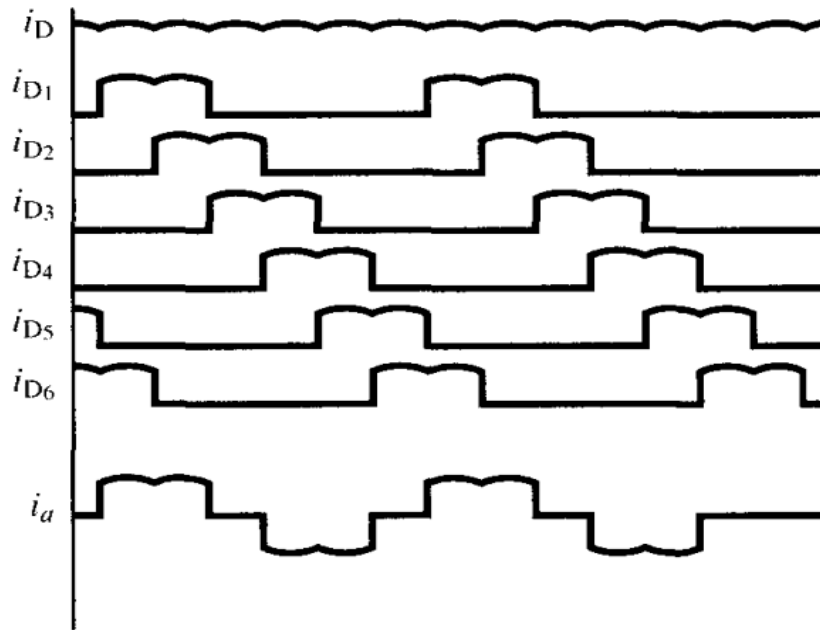
Fuente: Elaboración Propia.

La configuración anterior es válida para fuentes de voltajes ideales balanceadas. El rectificador recibe como entrada un set de voltajes trifásicos que luego pasarán por los distintos diodos en secuencias, según las polarizaciones.

Lo que sucede con las salidas y entradas en dichos rectificadores se representa de la siguiente manera:



(a)



(b)

Fig. 8 “Formas de onda características en rectificadores trifásicos no controlados”

(a) Tensiones de la red eléctrica y tensiones de salida (b) Corrientes rectificador carga resistiva.

Fuente: [2].

Para empezar, se tiene que los diodos operan en pares, como es mostrado en la enumeración de la figura inferior izquierda. Luego, la corriente que sale al final del rectificador queda descrita como I_D y se muestra claramente que la señal no es continua, sino que más bien es pulsante. Otra característica importante para recalcar se aprecia en la Fig.8 (b) donde la corriente de entrada al rectificador se ve distorsionada por armónicos que son generados por este tipo de semiconductores.

La caracterización matemática del voltaje de salida de este sistema rectificador, considerando un sistema de entrada trifásico balanceado compuesto por una fuente ideal de voltaje, está dado por:

$$V_0 = \frac{3V_{\max,L-L}}{\pi} \dots (2.1)$$

La expresión de voltaje de salida V_0 se relaciona con el voltaje máximo entre líneas ($V_{\max,L-L}$), que entregue la entrada del sistema, es decir, si se varía el voltaje máximo entre líneas, el valor de voltaje en la salida V_0 se verá afectado.

La corriente que entrega el rectificador a su salida (I_0) con una carga resistiva tendría la siguiente relación matemática:

$$I_0 = \frac{V_0}{R} \dots (2.2)$$

Como se mencionó anteriormente esta configuración aporta distorsiones al lado de la red eléctrica, específicamente estas distorsiones afectan el valor rms de las señales de corriente y voltaje. Para un rectificador de 6 pulsos los armónicos que se inyectan son del tipo $n = 6, 12, 18, \dots, etc.$

La amplitud de los armónicos de voltajes para este tipo de configuración toma los siguientes valores:

$$V_n = \frac{6V_{\max,L-L}}{\pi(n^2 - 1)} \dots (2.3)$$

Lo anterior es válido siempre y cuando se alimente el rectificador con fuentes de voltajes ideales, para el caso de un generador no ideal se ve que las expresiones tienen un cambio debido principalmente a la reactancia sincrónica del generador. El voltaje que se impondrá en la salida de los terminales del rectificador será de la siguiente forma matemática:

$$V_0 = \frac{3V_{\max,L-L}}{\pi} \left(1 - \frac{X_s I_0}{V_{\max,L-L}} \right) \dots (2.4)$$

Como se aprecia en la expresión matemática el voltaje de salida continuo disminuye por efecto de la inductancia.

2.4. Convertidor de Frente Activo (AFE)

Los convertidores de potencia, en general, son componentes capaces de alternar las características de la energía eléctrica, respecto las componentes de voltaje y/o corriente que fluyen a través del dispositivo eléctrico.

Específicamente un convertidor de topología *active front end* (frente activo), está enfocado en el acople entre centros de generación y centros de transmisión de energía eléctrica. Se utiliza principalmente en sistemas de transmisión de carácter HVDC, es decir, líneas de transmisión en corriente continua de alto voltaje.

Una descripción general de estos convertidores AFE de dos niveles es que son capaces de crear enlaces AC-DC y DC-AC mediante la conversión de la energía eléctrica. Las principales características radican en su versatilidad para distintas aplicaciones, en particular estas topologías son aplicadas en sistemas eléctricos que permiten un flujo de potencia bidireccional. Esta característica nos permite la transferencia de potencia hacia ambos lados del convertidor. El caso específico que se trabajó solo permite la transferencia de potencia desde los aerogeneradores hacia la red.

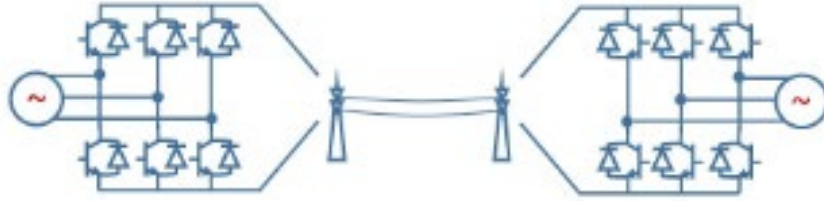


Fig. 9 “Esquema básico transmisión HVDC”

Fuente: [4]

En un sistema de transmisión de energía eléctrica en corriente continua existirán dos convertidores a cada lado de la red que se interconectarán como se muestra en la Fig. 9. Uno de estos convertidores controlará el voltaje del enlace DC de transmisión y, el otro, definirá la dirección del flujo de potencia. En estos sistemas de transmisión DC, el modelo del comportamiento dinámico del convertidor que regula la tensión del enlace DC, tiene las características del circuito mostrado en la Fig. 10. De dicho circuito se obtienen las expresiones dinámicas que controlan al convertidor de potencia.

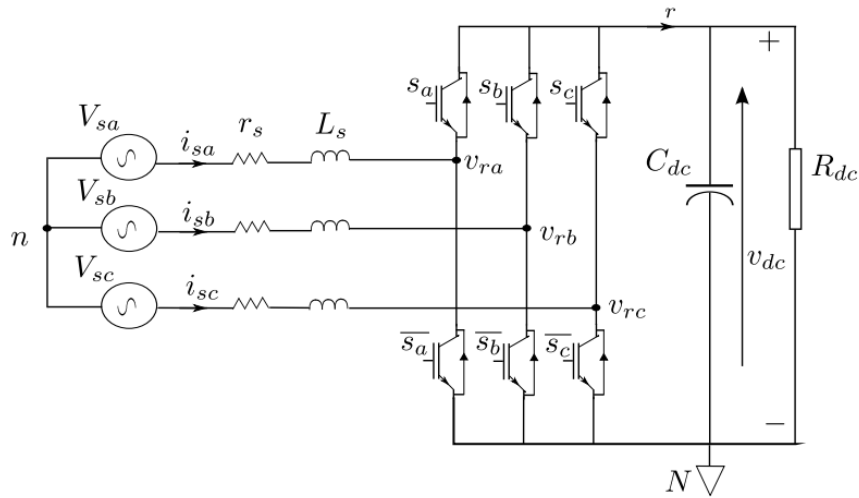


Fig. 10 “Esquema general de convertidor AFE”

Del circuito anterior se modela la red que se está conectando al convertidor con sus pérdidas respectivas a la línea, que se modelan con cargas del tipo RL (r_s/L_s). El convertidor opera con 6 semiconductores IGBT's, cuya modulación depende de la topología que se esté aplicando. Luego viene un condensador que usualmente se utiliza para mejorar la estabilidad dinámica del voltaje. Seguido se tiene una carga R_{dc} que representa de manera simplificada la potencia que se está consumiendo o generando. En nuestro caso representa solo la potencia disponible en el aerogenerador en distintos escenarios de operación.

La operación del convertidor de potencia requiere controlar la operación de la modulación de los IGBT's. La modulación del sistema en un convertidor de potencia le indica a cada dispositivo semi conductor en qué momento este permite el paso de la corriente eléctrica por él y cuando no, es decir, cuando permanece en estado abierto (0) o cuando permanece en estado cerrado (1).

Al aplicar las leyes de voltaje y corriente (LVK's) en el esquema general del AFE se obtienen 3 set de ecuaciones dinámicas que modelan los voltajes de cada fase, en concreto:

$$v_{sa} = L_s \frac{di_{sa}}{dt} + r_s i_{sa} + s_a v_{dc} + v_{Nn} \dots (3.1.a)$$

$$v_{sb} = L_s \frac{di_{sb}}{dt} + r_s i_{sb} + s_b v_{dc} + v_{Nn} \dots (3.1.c)$$

$$v_{sc} = L_s \frac{di_{sc}}{dt} + r_s i_{sc} + s_c v_{dc} + v_{Nn} \dots (3.1.b)$$

Al corroborar lo mencionado anteriormente las expresiones de voltajes dependen de 3 factores, principalmente: del estado de conmutación de los switches, del voltaje DC y el voltaje de modo común. Este último voltaje de modo común se puede obtener al sumar los tres voltajes de fase anteriormente mostrados:

$$v_{Nn} = \frac{-s_a - s_b - s_c}{3} v_{dc} \dots (3.2)$$

Se considera que la fuente de alimentación está balanceada, lo cual implica que no existe un flujo de corriente por el neutro del circuito haciendo que la sumatoria de las corrientes y voltajes de las fases sea nulo.

El voltaje de modo común depende del estado de conmutación de los switches del sistema. Si se reemplaza (3.2) en (3.1.a), (3.1.b) y (3.1.c), se obtiene:

$$v_{sa} = L_s \frac{di_{sa}}{dt} + r_s i_{sa} + \frac{2s_a - s_b - s_c}{3} v_{dc} \dots (3.3.a)$$

$$v_{sb} = L_s \frac{di_{sb}}{dt} + r_s i_{sb} + \frac{-s_a + 2s_b - s_c}{3} v_{dc} \dots (3.3.b)$$

$$v_{sc} = L_s \frac{di_{sc}}{dt} + r_s i_{sc} + \frac{-s_a - s_b + 2s_c}{3} v_{dc} \dots (3.3.c)$$

Matricialmente se tiene:

$$v_s = \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix}, i_s = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix}, s = \begin{bmatrix} s_a \\ s_b \\ s_c \end{bmatrix}, M = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix}$$

$$v_s = L_s \frac{d}{dt} i_s + r_s i_s + M s v_{dc} \dots (3.3)$$

La expresión (3.3) describe los voltajes de fase del sistema, escrita de manera vectorial, definida por las distintas matrices presentadas anteriormente.

De la expresión (3.1) hasta la (3.3) corresponden a ecuaciones vinculadas a la parte AC del convertidor tomando en cuenta la red. Ahora si se analiza la parte rectificada y el convertidor se pueden obtener las siguientes expresiones:

$$i_{sa}s_a + i_{sb}s_b + i_{sc}s_c = C_{dc} \frac{d}{dt} v_{dc} + \frac{v_{dc}}{R_{dc}} \dots (3.4)$$

Dependiendo de cuál sea el estado de conmutación de los IGBT's, la expresión anterior tomará sentido y definirá un valor de corriente que asocia la red con la parte DC del convertidor.

En su forma vectorial se tendrá:

$$i_s^T s = C_{dc} \frac{d}{dt} v_{dc} + \frac{v_{dc}}{R_{dc}} \dots (3.5)$$

Claramente las dinámicas de las corrientes estarán definidas por las características del lado DC, como se aprecia en las expresiones (3.4) y (3.5).

2.4.1 Modulación por ancho de pulso

El trabajo que se realizó hizo uso de una modulación conocida en el mundo de los convertidores y recibe el nombre de PWM o modulación por ancho de pulso. Esta modulación, a grandes rasgos, consiste en obtener señales de activación que oscilan entre 1 y 0, para enviar pulsos de disparo a los elementos semi conductores controlados, usados en el convertidor AFE.

Los pulsos para una modulación PWM son obtenidos mediante la comparación entre señales sinusoidales y señales triangulares. Las señales de carácter sinusoidales reciben el nombre de señales modulantes y son las que se obtendrán en el lado AC. Las señales triangulares reciben el nombre de portadora, donde esta se encarga de definir la frecuencia de conmutación. En la siguiente figura se muestra un proceso grafico de modulación PWM.

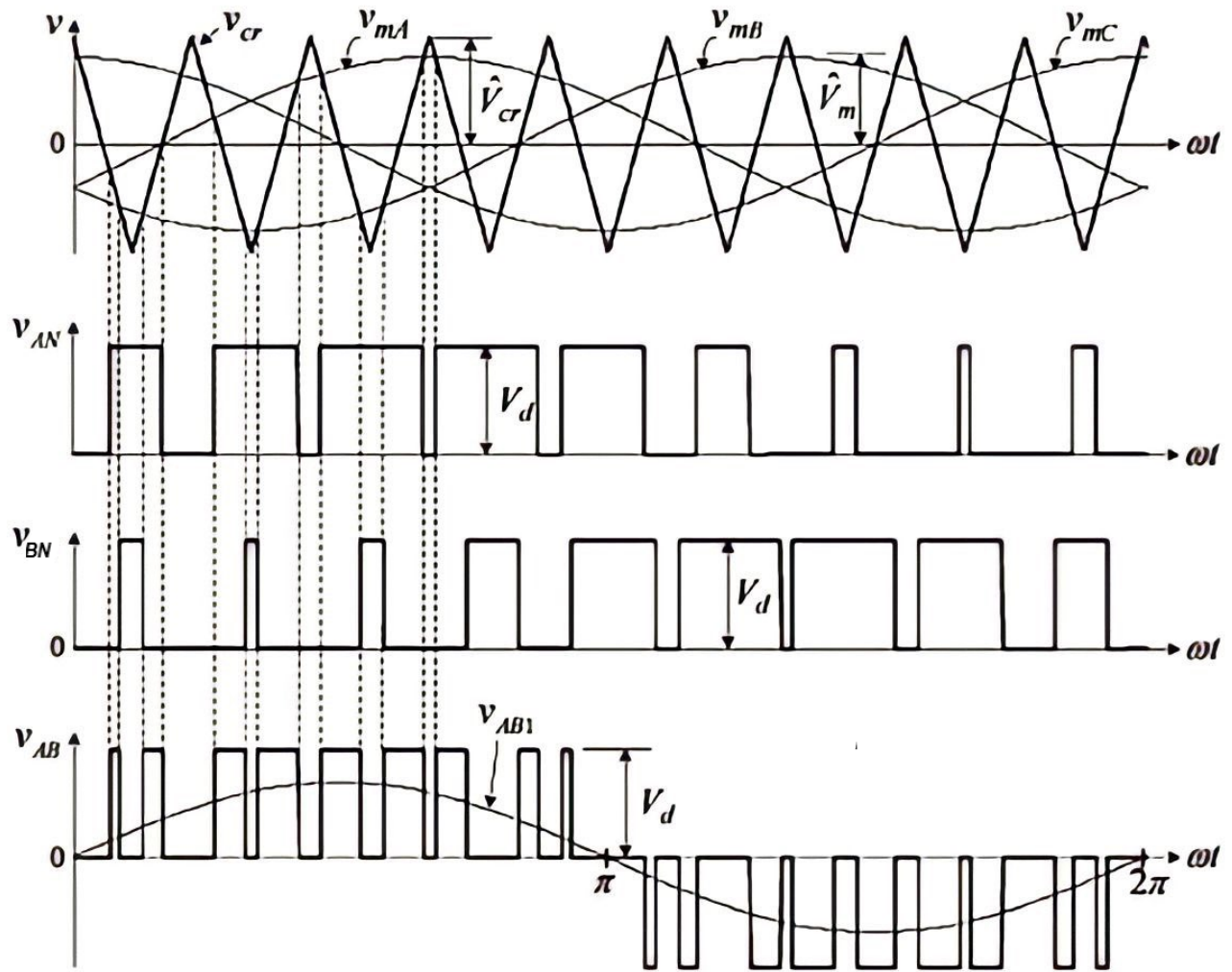


Fig. 11 “Modulación PWM”

Fuente: [2]

Gráficamente la lógica de la modulación PWM consiste en la comparación de ambas señales portadora y modulante, las cuales cuando en su comparación predomine la amplitud de la señal modulante el sistema convierte esa diferencia en un “1” lógico. En caso contrario, para cuando en la comparación predomine la amplitud de la señal triangular el sistema convierte esa diferencia en un “0” lógico.

El índice de modulación en amplitud se calcula mediante la expresión indicada en (3.6).

$$m_a = \frac{V_{peak,mod}}{V_{peak,port}} \dots (3.6)$$

Donde $V_{peak,mod}$ es el voltaje máximo o peak de la señal modulante y $V_{peak,port}$ es el voltaje máximo o peak de la señal portadora. Este índice de modulación varía, generalmente dejando

constante la amplitud de la señal portadora y modificando el voltaje máximo de la portadora. Para el control del convertidor AFE este índice define en gran parte la amplitud del voltaje AC del convertidor.

Esta modulación contribuye a armónicos tanto para la corriente como para el voltaje según el índice de modulación que se esté utilizando. (Ver Fig. 71 en el capítulo 4.4.3)

2.4.2 Esquema de control para convertidor AFE

El control de un convertidor AFE o de Frente Activo se basa en la obtención de un correcto seguimiento de las variables controladas, según las distintas topologías que existan. En este caso específico el control se aplicará al voltaje de enlace DC y, a su vez, las corrientes del sistema. Este control en conjunto permitirá definir un estado de operación para el voltaje DC o de enlace DC.

El principio del control se basa en la modificación de la modulación del sistema, esta permitirá crear señales de referencias que dictarán el estado de conmutación de los semiconductores del convertidor. Para que esto sea posible se hará uso de “Controladores del tipo PI”, que, en conjunto con la utilización de las Transformadas de Park y Clark, permitirá ejercer un correcto control.

En general, la transformada de Park es una herramienta matemática que reduce las componentes sinusoidales trifásicas a dos componentes sinusoidales desfasadas en 90° entre sí, estas son llamadas “Alpha” y “Beta” como se muestra en la Fig.12.

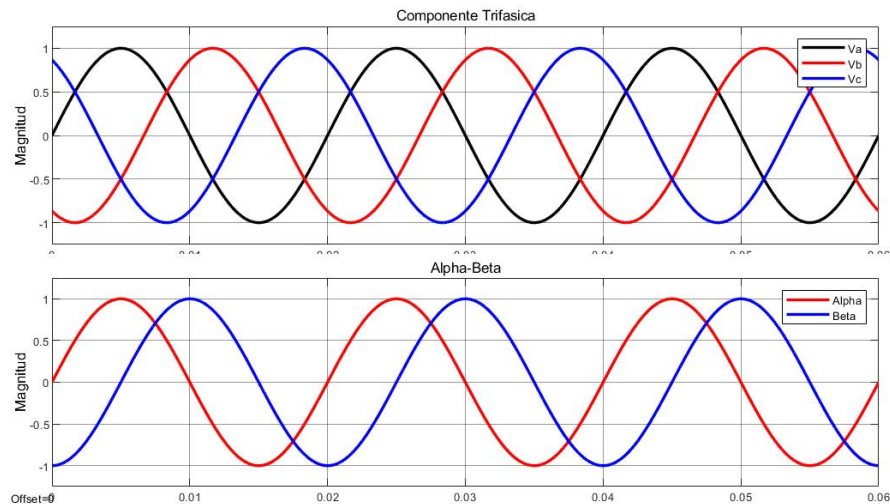


Fig. 12 “Transformada de Park”

Fuente: Elaboración Propia

Como se aprecia ambas figuras poseen la misma amplitud, este es una característica relevante en esta transformación.

La transformada de Clark consiste en llevar las componentes anteriores (Alpha-Beta) a una

nueva transformada llamada de componentes dq0 o coordenadas rotatorias. El fin de este trabajo no es profundizar ni enfocar al estudio de la obtención de las expresiones que modelan esta transformación, sino presentarlas como una herramienta de utilidad para el trabajo propuesto. En la Fig. 13 se presentará gráficamente la transformación de coordenadas.

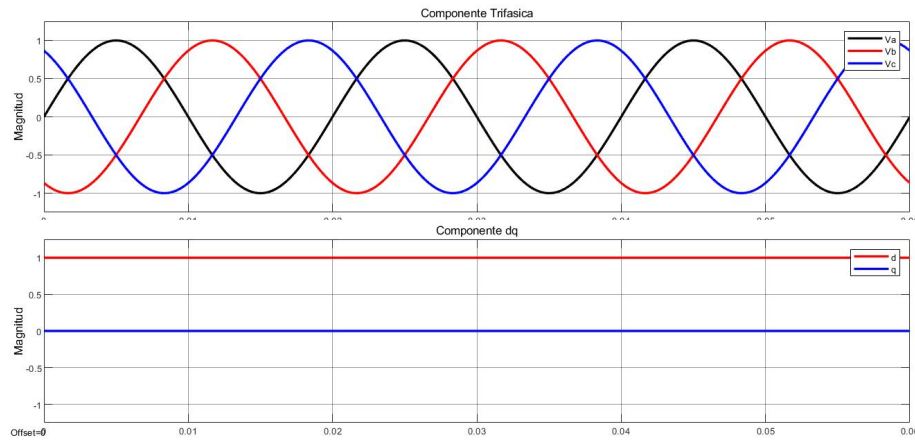


Fig. 13 “Componentes rotatorias de la transformada de Clark”

Fuente: Elaboración Propia

Una de las características de esta transformada de Clark es que se necesita el ángulo de referencia para poder realizar dichas transformaciones. Este ángulo se obtiene de la medición de alguna componente de referencia sólida, en específico para este caso se extrae desde la medición del voltaje de la red, es decir, el ángulo que se utiliza para obtener las componentes rotatorias es el ángulo de la red a conectarse. La obtención del ángulo lo proporciona un algoritmo llamado PLL (“Phase Locked Loop”) o lazo de seguimiento de fase.

La Fig. 13 muestra que la componente “d” toma un valor de amplitud igual al de la variable transformada, mientras que la variable “q” se mantiene en 0. Este encuentra explicación en que la componente “d” representa la parte real del sistema transformado, mientras que la componente “q” muestra la parte imaginaria del sistema transformado. El sistema al estar en fase con la referencia de ángulo este mantiene su valor de “q” en cero. En caso de que existiera un desfase entre el ángulo del sistema de referencia y el del sistema a transformar, la componente “q” tomaría un valor distinto a 0.

Para el trabajo en específico de un convertidor AFE y su control, se transforma principalmente las corrientes de fase del sistema y estas son las que se procesan en el esquema de control. El esquema de control queda definido por:

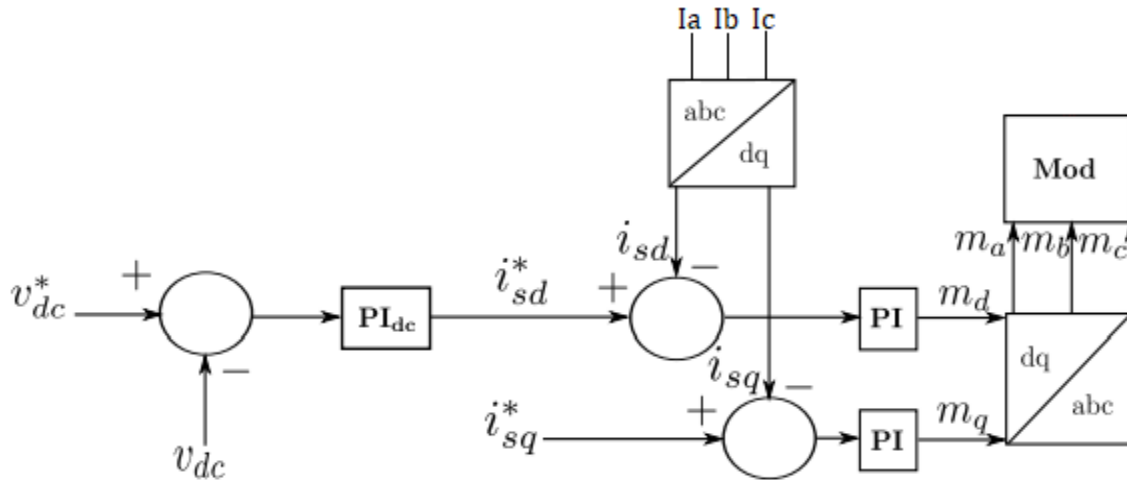


Fig. 14 “Lazo de control para convertidor AFE implementado”

Fuente: Elaboración Propia

Por un lado, de la Fig. 14, las corrientes del sistema trifásico se transforman a coordenadas rotarias para así controlar su dinámica con un controlador PI que aseguraría un error en estado estacionario nulo. Por otro lado, el sistema toma la referencia de voltaje DC para controlar su amplitud en la interconexión de la red y los aerogeneradores, mediante el rectificador de diodos que posee el aerogenerador. A la salida del lazo de control se obtienen modulaciones relacionadas con la conmutación de los interruptores o semi conductores. Dependiendo de los requerimientos del sistema esta modulación ordenará una conmutación para cada caso.

Como se mencionó anteriormente, la modulación compara señales triangulares con señales sinusoidales, para obtener un tren de pulsos, este tren de pulsos obtenido se descompone en una sinusoidal normalizada, como se muestra en la Fig. 15. Con esto se obtiene una expresión para la conmutación de los semi conductores que relaciona ganancias del lado AC (G_{ac}) con el índice de modulación (m_a) y una ganancia DC (G_{dc}) que representa el offset.

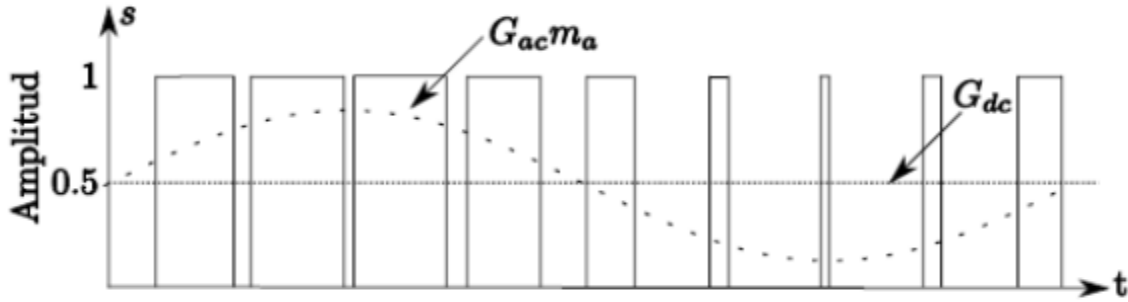


Fig. 15 “Modulación de estados de conmutación para AFE”

La expresión para la conmutación puede ser representada de la siguiente manera:

$$s = G_{dc} + G_{ac}m_a + G_H \dots (3.7)$$

De esta forma la señal de los interruptores queda definida por componentes que son continuas en el tiempo. Donde G_{dc} es la componente continua de la modulación, G_{ac} es una ganancia de la componente fundamental y m_a es la amplitud de la modulación que varía entre 0 y 1. G_H corresponde a las componentes de alta frecuencia producida por la modulación. Este valor se desprecia para el trabajo realizado, la razón radica en que la operación del convertidor de potencia no presenta frecuencias de conmutación altas, lo que hará que el aporte de G_H sea bajo.

Al considerar la expresión (3.3) y reemplazarla en (3.7) se obtiene:

$$v_s = L_s \frac{d}{dt} i_s + r_s i_s + M(G_{dc} + G_{ac}m_a)v_{dc} \dots (3.8)$$

Al tener un sistema balanceado es posible simplificar ciertos términos, específicamente es posible simplificar el término m_a junto con la matriz M y la componente continua G_{dc} , quedando:

$$v_s = L_s \frac{d}{dt} i_s + r_s i_s + G_{ac}m_a v_{dc} \dots (3.9)$$

Considerando el acoplamiento que existe entre ambos sistemas tanto, AC para la red y DC para la “Carga”, que representa un aerogenerador respecto su potencia, además, considerando el voltaje de la fuente de la red como una perturbación del sistema general, se puede obtener una planta para controlar las corrientes del convertidor, quedando de la siguiente manera:

$$\frac{i_{sd}}{m_{ad}} = -\frac{G_{ac}v_{dc}}{L_s s + r_s} \dots (3.10.a)$$

$$\frac{i_{sq}}{m_{aq}} = -\frac{G_{ac}v_{dc}}{L_s s + r_s} \dots (3.10.b)$$

Estas funciones de transferencias son iguales, con la salvedad que controlan distintos ámbitos

de la naturaleza de la corriente. La componente “ d ” está enfocada en controlar la dirección y amplitud de la corriente, mientras que la componente “ q ” define el desfase y la cantidad de reactivos que pueda tener la corriente.

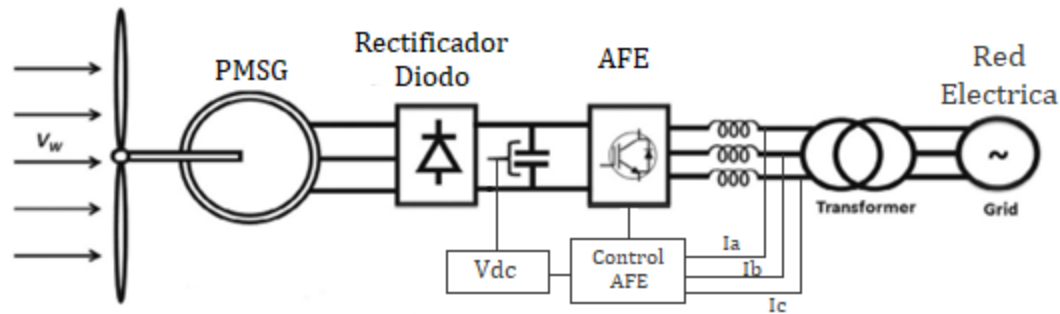


Fig. 16 “Esquema de conexión a la red eléctrica para aerogeneradores mediante convertidor AFE”

Fuente: [5]

En la Fig. 16 se aprecia el esquema general donde el AFE controlará las corrientes del lado AC mediante la medición del voltaje del enlace DC, que existe entre el PMSG y la red. Del lado de la red, dependerá de la modulación que se le implementará, como se mencionó, se hará uso de una modulación PWM. Esta dependerá del índice de modulación en amplitud para saber cuánto voltaje esperar al lado AC. Comúnmente, para un índice de modulación cercano a los 0.8, el voltaje de salida AC rondará los $0.49 V_{dc}$ (considerando que V_{dc} es el voltaje en el enlace DC), para el voltaje a frecuencia fundamental, esta modulación crea armónicos en el voltaje y, mientras menor sea el índice de modulación, peor será la calidad de las variables, resultando en mayor distorsión de corriente eléctrica.

El rectificador de diodos no permite que la corriente circule hacia el generador, por lo tanto, la transferencia de potencia siempre estará dada desde el generador eólico hacia la red. El generador impondrá un voltaje y una corriente dada para distintas condiciones de operación. Dependiendo de la velocidad del viento, esta operación cambiará el voltaje en los terminales del enlace DC y la corriente que se transfiere de un sistema a otro. Esto indica inconvenientes al momento de que la generación de voltaje por parte del generador eólico no sea lo suficientemente alto para que el AFE funcione de manera óptima.

Capítulo 3. Simulaciones Previas de Modelos Expuestos

3.1. Introducción

En este capítulo se presentarán las simulaciones necesarias para la implementación del convertidor AFE, conectado a la red para inyección de potencia, provenientes de aerogeneradores.

En todas las simulaciones se hizo uso del software de simulaciones Matlab® Simulink.

3.2. Simulaciones Previas

3.2.1 Generador Síncrono

Para la implementación de un generador síncrono se utilizó un bloque llamado “*Permanent Magnets Synchronous Machine*” o PMSG, el cual posee la caracterización matemática de un generador real. Este bloque en específico posee una entrada de velocidad o torque en caso de estar operando como generador y sus salidas están denotadas por las fases A, B y C respectivamente. La entrada a utilizar será una referencia de velocidad ya sea tipo rampa o escalón. El bloque del generador síncrono se aprecia en la siguiente figura.

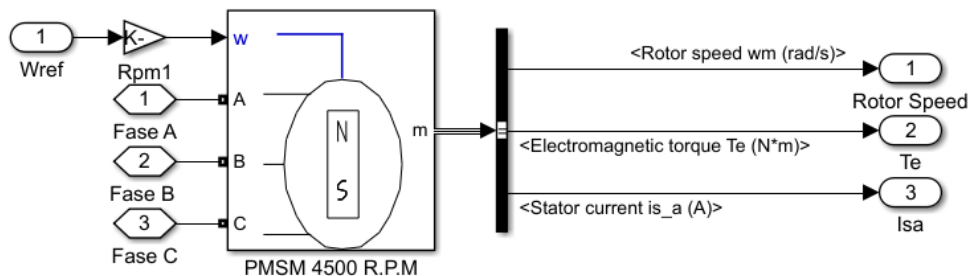


Fig. 17 “Diagrama de bloque para PMSG”

Fuente: Elaboración Propia

El bloque es la caracterización matemática de un generador real con todos sus parámetros. Este bloque posee una configuración predeterminada, sin embargo, se puede ajustar y escoger modelos establecidos con distintos parámetros de potencia y voltajes de operación. Se escogió para la simulación una máquina trifásica con un rotor tipo “*Round*”. La entrada del sistema es la referencia de velocidad, los torques de operación son de 6 [Nm], voltaje máximo 300 [Vdc] y una velocidad nominal de 4500 [RPM].

Para la validación de funcionamiento es importante fijarse en la relación que existe en cuanto a las potencias mecánicas y eléctricas. Si se considera el sistema ideal, la potencia que se genera en la parte mecánica de la máquina debería ser la misma que se convierte en eléctrica. En ecuaciones se tendría la siguiente relación:

$$P_{mec} \approx P_{elec} \dots (4.0)$$

Si se expande la expresión (4.0) sabiendo que la potencia mecánica tiene relación con la velocidad mecánica de giro y el torque que se le aplica a este, además, sabiendo que la potencia eléctrica tiene relación con el voltaje y la corriente en las fases, se tendría la siguiente expresión:

$$\omega_m \tau_{ap} \approx \frac{3}{2} V_{\phi, \max} I_{\phi, \max} \dots (4.1)$$

Con base a (4.1) si se tiene una carga del tipo resistivo a los terminales del generador y aplicando ley de ohm para despejar la corriente de la relación (4.1), se tiene:

$$V_{\phi, \max} = R I_{\phi, \max} \dots (4.2)$$

Reemplazando (4.2) en la ecuación (4.1):

$$\omega_m \tau_{ap} \approx \frac{3}{2} R I_{\phi, \max}^2 \dots (4.3)$$

Despejando la corriente se obtiene:

$$I_{\phi, \max} \approx \sqrt{\frac{2 \omega_m \tau_{ap}}{3 R}} \dots (4.4)$$

Al implementar todos los factores mencionados quedaría el siguiente diagrama de bloques para la simulación:

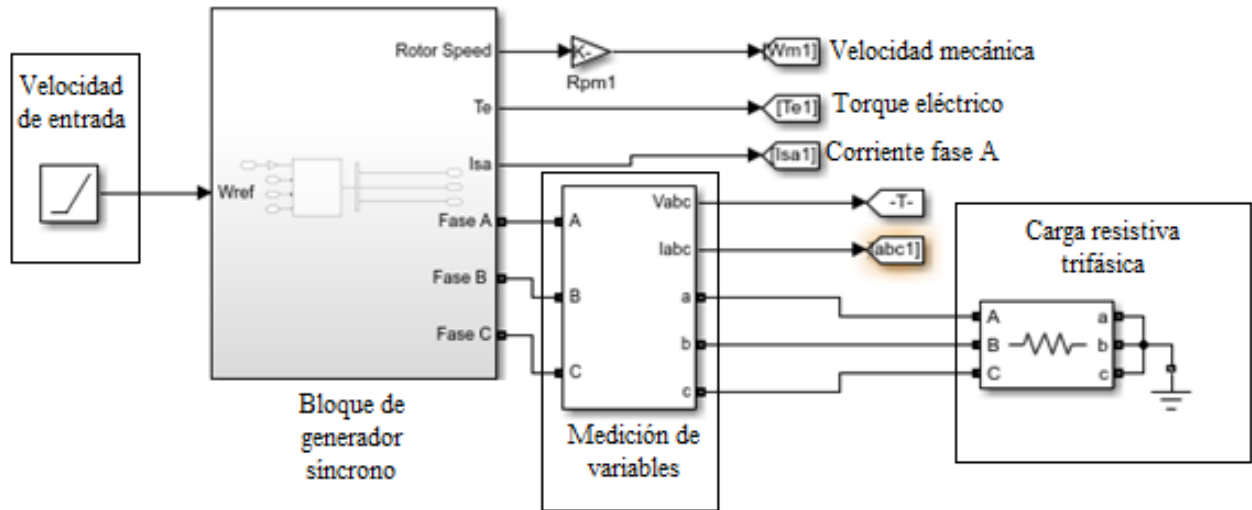


Fig. 18 “Diagrama implementado para PMSG”

Fuente: Elaboración Propia

3.2.1.1 Casos simulados para generador síncrono

- **Primer Caso:** En este primer caso se tiene que el generador estará girando a una velocidad de 4500 [RPM] con una velocidad de referencia del tipo rampa.

A una velocidad de 4500 [RPM] la simulación arroja los siguientes valores para los parámetros de torque y velocidad:

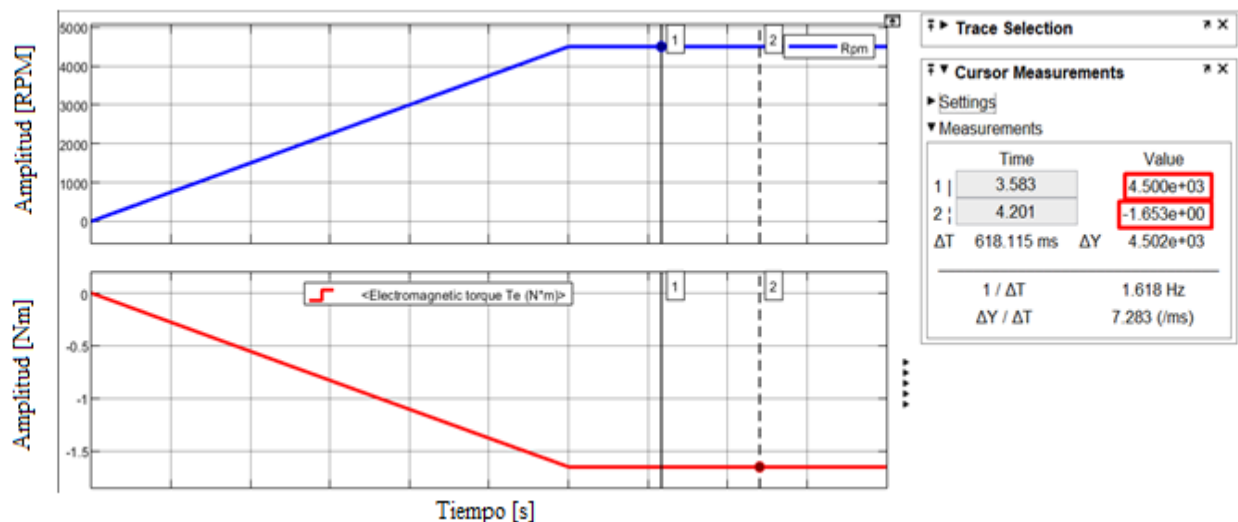


Fig. 19 “Velocidad de referencia y torque eléctrica para caso 1”

Fuente: Elaboración Propia.

Con esto se reemplaza en la expresión (4.4) de corriente mencionada anteriormente, y se

corroborar que la corriente peak es de 3,223 [A], por simulación la corriente nos da lo siguiente:

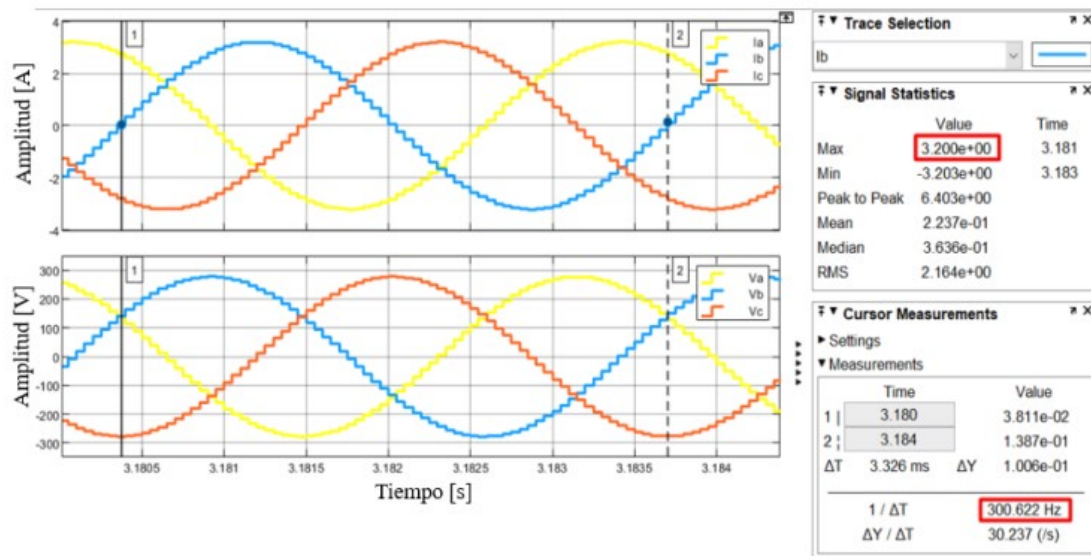


Fig. 20 “Corriente y voltaje de fase generado por el PMSG”

Fuente: Elaboración Propia.

La corriente peak que se obtuvo por fórmula corresponde al valor peak que entregó la simulación, la expresión fundamental de frecuencia para este tipo de máquinas relaciona la velocidad de rotación y el número de polos de esta máquina con la frecuencia eléctrica que tendrá. Este modelo específico posee 4 pares de polos, por lo que la frecuencia teórica resultaría:

$$f_e = \frac{n_m P}{120} = 300 \text{ [Hz]}$$

Esta frecuencia calculada también coincide con la frecuencia a la que operan las corrientes y voltajes de la simulación.

- **Segundo caso:** Para este caso la velocidad de giro del generador estará en un valor igual al “primer caso” lo que se cambiará será la resistencia que se implementará y que tendrá un valor de 20 [Ω] por fase en la carga.

Para la frecuencia se hará la misma expresión que el “primer caso” y que no cambiará su valor dado que la máquina está girando a la misma velocidad del “primer caso”, por lo que se esperaría una frecuencia cercana a los 300 [Hz]. Para la corriente peak estimada se hará uso que hacer uso de la expresión (4.4), mencionada anteriormente.

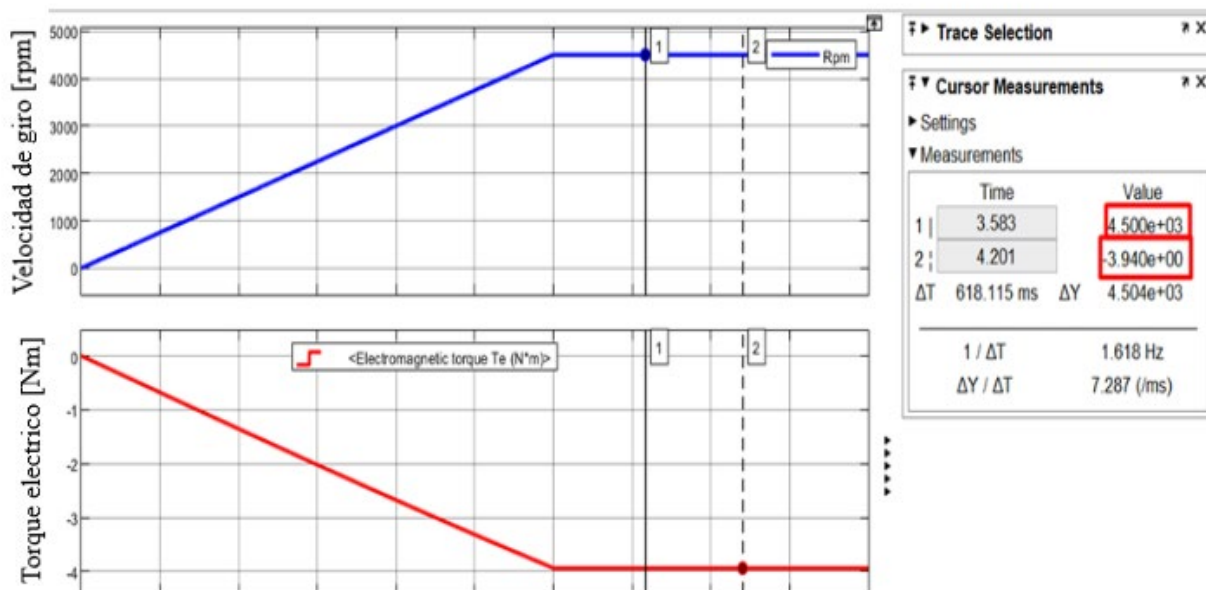


Fig. 21 “Velocidad y torque generados para el caso 2”

Fuente: Elaboración Propia.

La velocidad de referencia permanece igual al caso anterior, sin embargo, existe un aumento del 238% en la componente del torque generado respecto al “primer caso” que están a una misma velocidad, pero con una resistencia menor. Se tiene que al disminuir la resistencia y mantener la velocidad, esta se refleja en un aumento del torque en el generador síncrono.

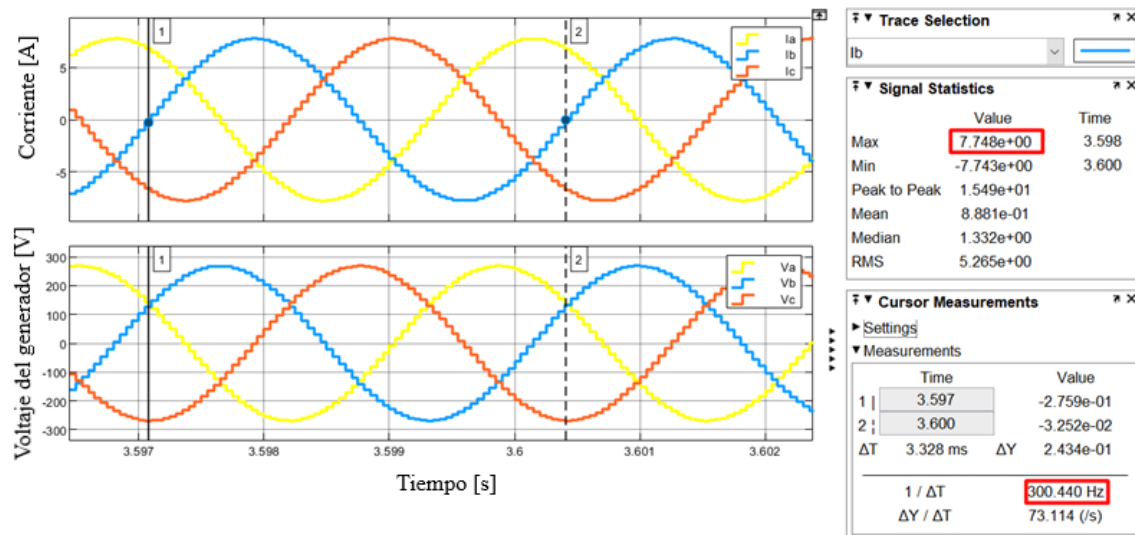


Fig. 22 “Corriente y voltaje trifásico generados para el caso 2”

Fuente: Elaboración Propia.

Ahora respecto a las componentes de corriente y voltaje primero se verifica que la frecuencia de estas es de 300 [Hz], como se obtuvo anteriormente, mientras que la amplitud de la corriente está cercana a los 7,75 [A] peak, lo que está un poco por debajo de lo calculado, sin embargo, el error es cerca del 2% un valor bajo.

- **Tercer caso:** Si se varia la velocidad de referencia, de tal manera que en su régimen estacionario el valor de velocidad sea de unos 2250 [RPM] y se prueba para los mismos escenarios anteriores. Para este caso se evalúa una resistencia por fase de 50 [Ω].

Gráficamente se tiene lo siguiente:

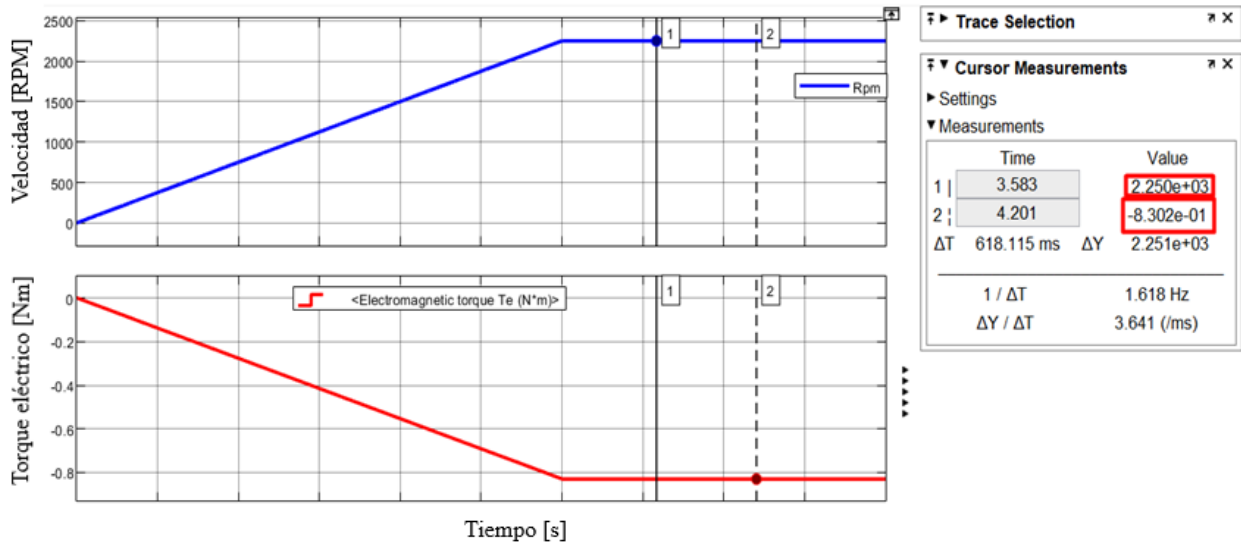


Fig. 23 “Velocidad y torque generados para el caso 3”

Fuente: Elaboración Propia.

Al bajar la velocidad se aprecia que el torque con una resistencia por fase de 50 [Ω] baja considerablemente respecto el “primer” y “segundo” caso. Si se tiene una velocidad distinta la frecuencia eléctrica del sistema también debería cambiar, dando la frecuencia resultante:

$$f_e = \frac{n_m * P}{120} = 150 \text{ [Hz]}$$

Ahora, el sistema debería estar operando con una frecuencia de 150 [Hz], que corresponde a la mitad de la frecuencia cuando el generador operaba a 4500 [RPM]. Los parámetros importantes de corriente y voltaje están representados en la siguiente figura:

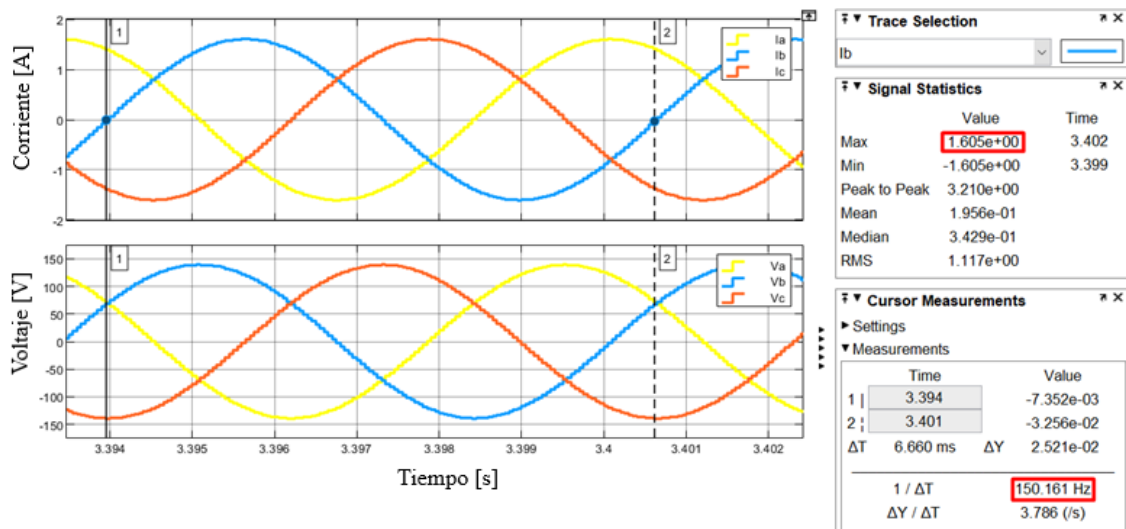


Fig. 24 “Corriente y voltaje de las 3 fases del PMSG para caso 3”

Fuente: Elaboración Propia.

Notar que el voltaje peak bajó, esto se produce porque el voltaje está ligado a una componente constructiva como se menciona en la formula (4.2). La corriente también se ve reducida y tiene un valor bastante cercano al calculado.

- **Cuarto caso:** Se reduce la resistencia por fase, a un valor de 20 [Ω], y se mantiene la velocidad de giro del generador.

Respecto a la frecuencia eléctrica del sistema se mantiene ya que no hay variación de velocidad en el generador.

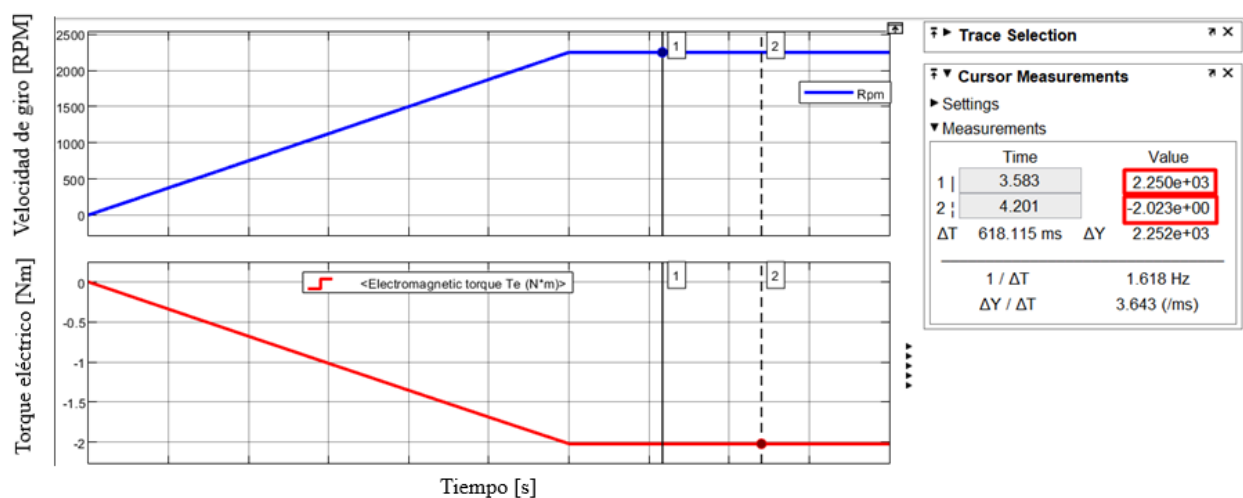


Fig. 25 “Velocidad y torque generados para el caso 4”

Fuente: Elaboración Propia.

Notar que el torque generado aumenta respecto el caso 3. Por otro lado, las corrientes y los

voltajes de cada fase esta representados a continuación:

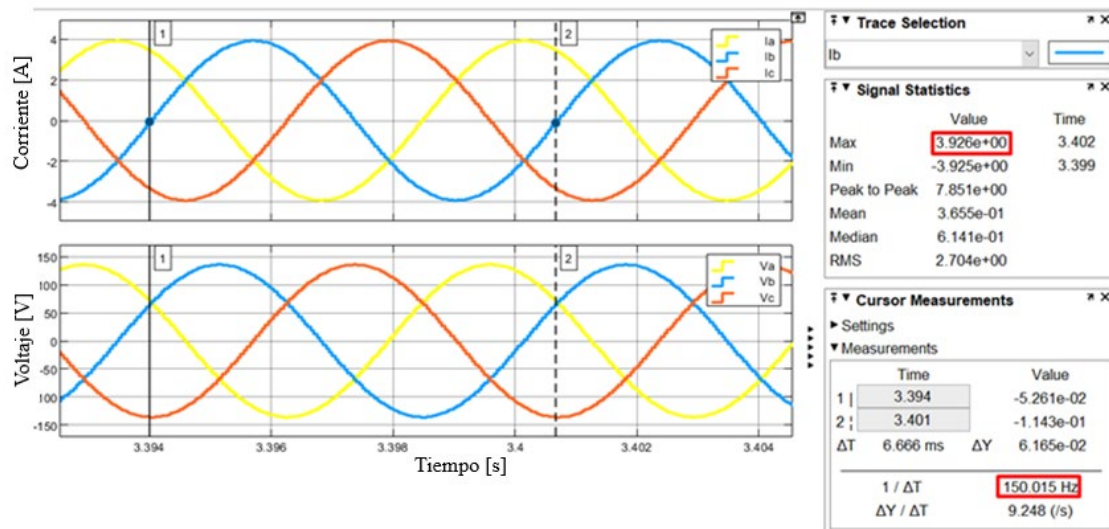


Fig. 26 “Corriente y voltaje de las 3 fases del PMSG para el caso 4”

Fuente: Elaboración Propia.

La corriente tiene un aumento, respecto el caso 3, y se acerca al valor calculado, dado las expresiones de equivalencia entre la potencia mecánica y la potencia eléctrica. Por su parte, el voltaje peak del sistema disminuye levemente respecto de su caso anterior. Esta variación no se debe a un cambio de velocidad, sino más bien a un cambio en el flujo, dado que la corriente cambio, en cada caso.

En resumen, los resultados se agrupan en la Tabla 1:

Tabla 1 “Resumen resultados de simulación generador síncrono”

	Parámetros de entrada de simulación		Resultados de simulación			
	Velocidad mecánica [rad/s]	Resistencia por fase [Ω]	Torque [Nm]	Corriente Teórica por fase Peak [A]	Voltaje de Fase Peak [V]	Voltaje Línea-línea Peak [V]
Caso I	471,239	50	1,653	3,223	160	277
Caso II	471,239	20	3,940	7,860	155	268
Caso III	235,619	50	0,830	1,615	80	139
Caso IV	235,619	20	2,023	3,986	79	136

Fuente: Elaboración Propia.

3.2.2 Rectificador trifásico no controlado

El esquema general de rectificador trifásico a simular fue presentado en el capítulo 2.3. Para esto se hará uso de 6 diodos dispuestos en configuración de rectificador para un sistema trifásico. En conjunto con el rectificador, estará acoplado un generador síncrono, que proporcionará la potencia eléctrica para las pruebas.

El rectificador de diodos posee una carga compuesta por un condensador de 1000 [uF] para mejorar la forma y la calidad de onda en la parte DC, luego una resistencia como carga DC para poder saber la potencia que se está transfiriendo de la parte AC a la parte rectificada DC.

El esquema se muestra en la Fig. 27.

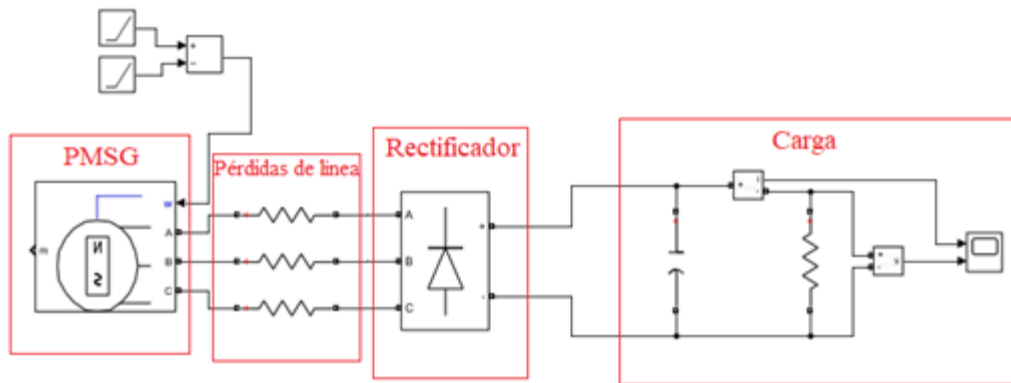


Fig. 27 “Esquema de configuración para rectificador de onda completa no controlado”

Fuente: Elaboración Propia.

Antes del rectificador se implementaron resistencias en cada línea, para mejorar la visualización de los voltajes y corrientes que pasan al lado AC, que en este caso es un generador síncrono.

El generador síncrono posee una velocidad de rotación de 4500 [RPM], las resistencias que fueron colocadas en la línea tienen un valor de 0.01 [Ω], mientras que la resistencia en el lado DC posee un valor de 50 [Ω]. El voltaje de fase que se encuentra antes de las resistencias y el que entra en el rectificador tienen los siguientes valores:

Tabla 2 “Voltajes de Entrada al Rectificador”

Velocidad mecánica [rad/s]	Voltaje línea-línea entrada resistencia [V_peak]	Voltaje línea-línea entrada del rectificador [V_peak]
471,238	258,2	212,7

Fuente: Elaboración Propia.

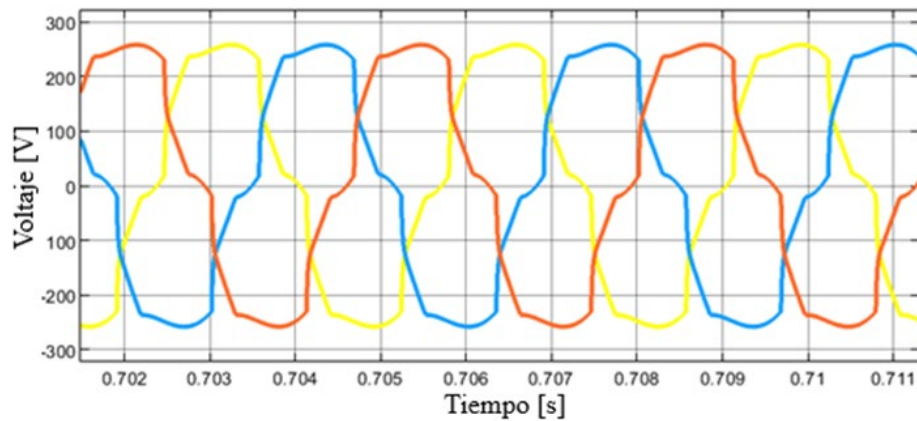
El voltaje que entra al rectificador se ve disminuido por la caída de tensión que existe en las resistencias de la línea. Mientras que, teóricamente, se esperaría un voltaje medio en el lado DC, dado por el siguiente resultado:

$$V_0 = \frac{3V_{\max,L-L}}{\pi}$$

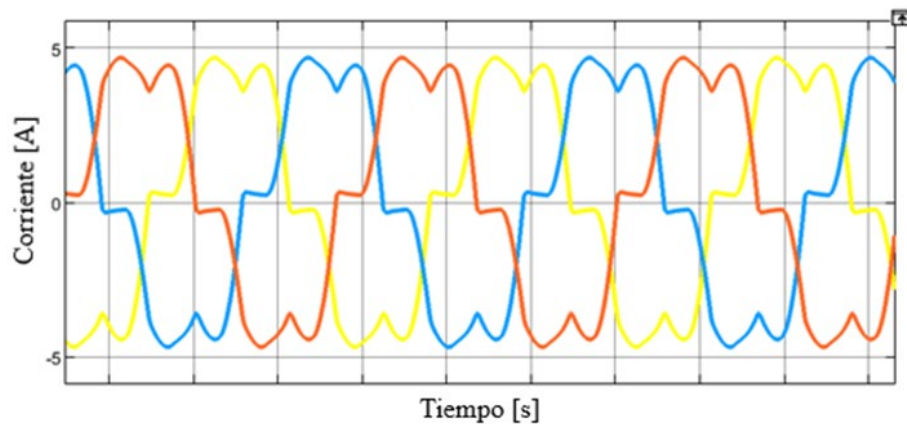
$$V_0 = 203,1285$$

Esto despreciando el efecto de las inductancias del generador. En caso de ser consideradas el resultado esperado es que este voltaje medio disminuya.

Respecto las formas de ondas obtenidas se tiene:



(a)



(b)

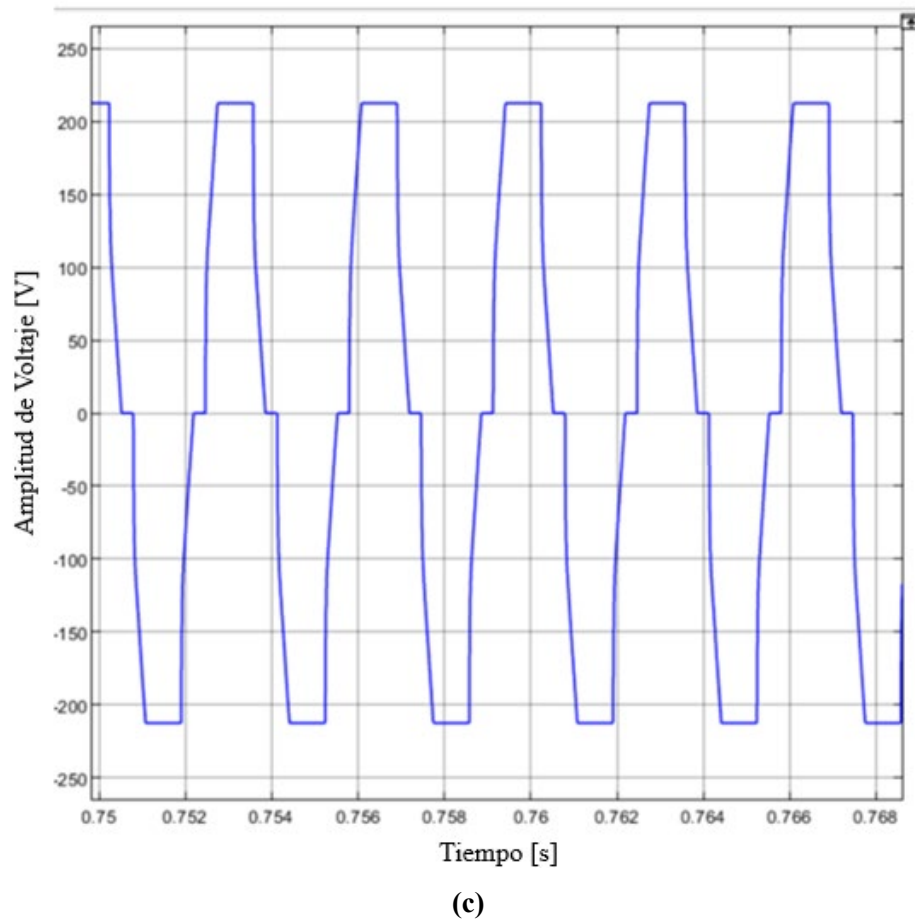


Fig. 28 “Formas de ondas características de rectificador de onda completa no controlado”

(a) Voltajes línea a línea en la salida del generador síncrono. (b) Corriente línea a línea en la salida del generador síncrono. (c) Voltaje línea a línea a la entrada del rectificador.

Fuente: *Elaboración Propia.*

Las formas de onda de ambas variables están distorsionadas, esto debido a que los semiconductores son elementos no lineales que producen este tipo de distorsiones. Como fue mencionado anteriormente, el voltaje tendrá armónicos de orden $6n$, que se debe a la implementación de un rectificador de 6 pulsos no controlado. Este será nocivo para el generador, siempre y cuando no se controle de una forma adecuada.

Por su parte, para el lado DC, o lado rectificado, se tienen las siguientes formas de ondas, correspondientes a la corriente y voltaje rectificado:

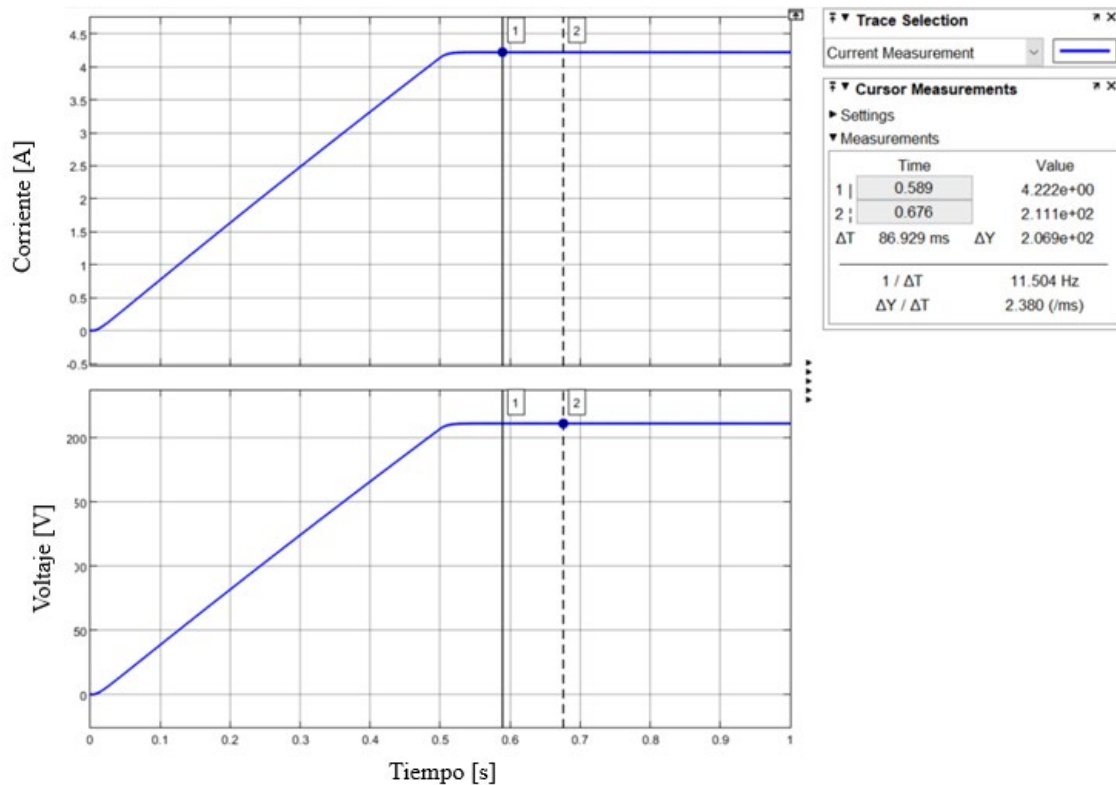


Fig. 29 “Corriente y Voltaje en la resistencia de carga DC”

Fuente: *Elaboración Propia.*

De la simulación se aprecia que el voltaje DC toma un valor en torno a los 211[Vdc], mientras que la corriente DC se encuentra en un valor cercano a los 4,22 [A].

Con estos datos se puede comparar la potencia que se genera en el lado AC y la potencia que tendríamos en el lado DC.

Tabla 3 “Equivalencia de Potencias Lado AC/DC”

Voltaje continuo [Vdc]	Corriente DC [A]	Voltaje fase generador [V_peak]	Corriente línea generador [A_peak]	P_{AC} [W]	P_{DC} [W]
211	4,22	150	4,676	1045,59	890,42

Fuente: *Elaboración Propia.*

Lo primero que se nota es que la potencia en el lado DC es menor respecto la potencia que se genera a la salida del generador. Estas pérdidas de potencia pueden deberse a varios factores, entre estos están las pérdidas relacionadas con la línea, que son menores, y las pérdidas asociadas al rectificador utilizado.

3.2.3 PMSG acoplado a la red mediante convertidor AFE

Como ya se ha demostrado, el generador eólico será representado por un PMSG, cuya velocidad de rotación variará constantemente. El convertidor AFE se implementará con semi conductores del tipo IGBT's controlados por una modulación PWM. El esquema simulado puede ser observado en la Fig. 30.

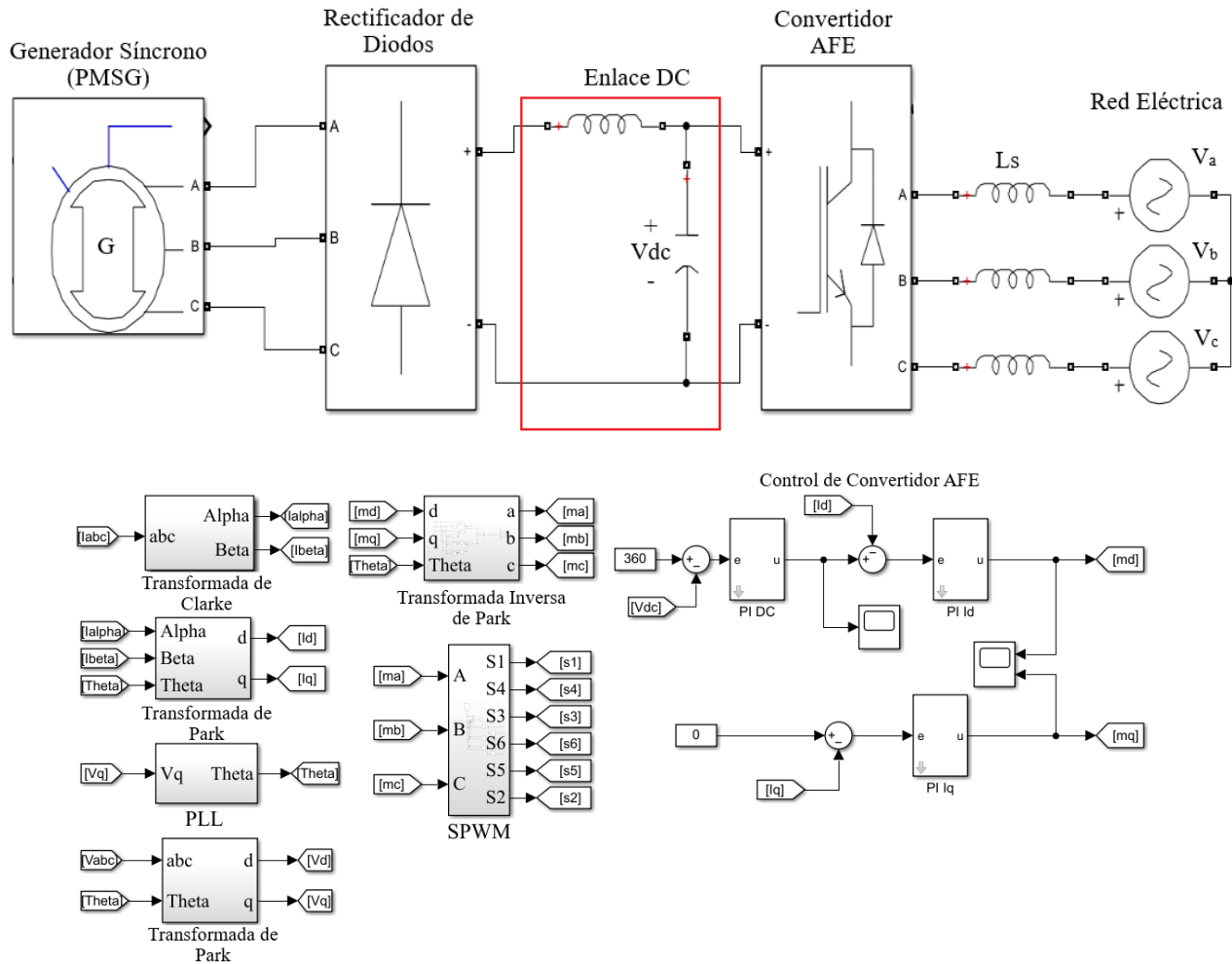


Fig. 30 “Esquema general implementado para convertidor de potencia AFE”

Fuente: *Elaboración Propia.*

Como se mencionó anteriormente, respecto el convertidor AFE, se deben tomar las mediciones de corrientes y voltaje del lado de la fuente y transformarlas a coordenadas dq, respectivamente. La componente q del voltaje de la fuente se usará como referencia para la PLL (*Phase Locked Loop*) implementada. Las corrientes ingresan directamente a los controladores respectivos. Dichos controladores son sintonizados a una frecuencia de corte de 100 [Hz] y un factor de amortiguamiento 0.707. El LGR del controlador final para ambos controladores queda:

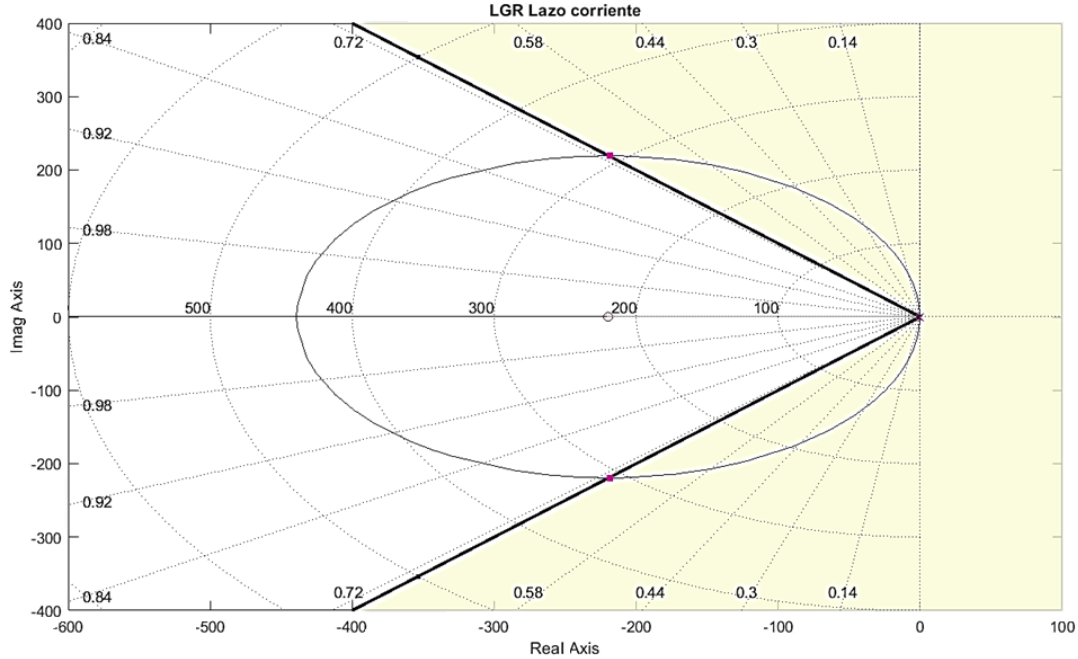


Fig. 31 “LGR para planta de control PI’s de corriente”

Fuente: Elaboración Propia.

El controlador queda definido de la siguiente manera:

$$C_{id,iq} = \frac{6,4665(s + 219,8)}{s}$$

Para el controlador anterior se consideró la siguiente planta:

$$G_{id,iq} = \frac{1}{0,015s + 0.01}$$

Las expresiones obtenidas para la planta de corrientes **dq** depende de las inductancias/resistencias de línea y, además, del voltaje DC, como se aprecia en la ecuación (3.10.a) y (3.10.b). La planta para el controlador del Voltaje DC está definida por:

$$G_{DC} = \frac{1}{C_s}$$

La dinámica del controlador DC está determinada por el capacitor que se usará en el enlace DC, según la capacidad de este, la dinámica será más lenta o rápida. Para la simulación se hará uso de un capacitor de 1000 [uF].

Concretamente para el lazo de control se tiene:

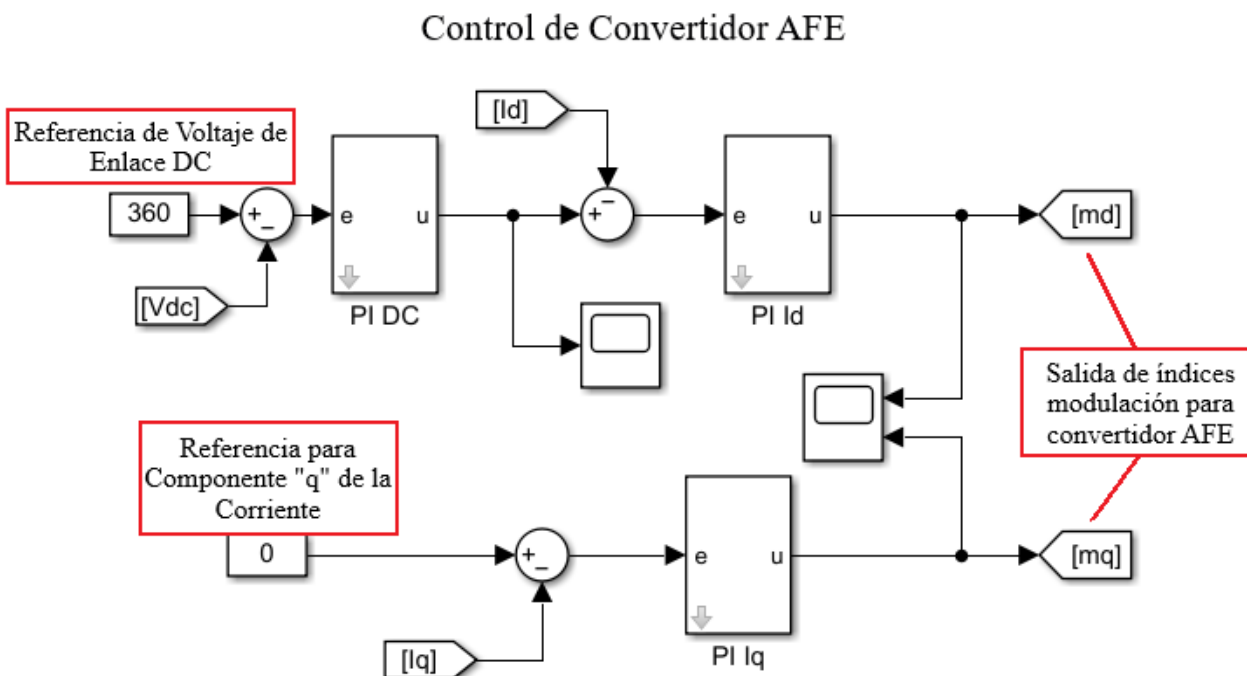


Fig. 32 “Control de voltaje DC y corrientes para convertidor AFE”

Fuente: Elaboración Propia.

La referencia de Voltaje DC es comparada con el voltaje real de operación, cuya comparación es controlada por un PI, en donde se obtiene la referencia para la corriente I_d del sistema. Luego, esta es comparada con la corriente I_d , que está viendo el sistema en ese momento y pasa por el controlador de corriente I_d para, finalmente, obtener el índice de modulación en componente rotatoria d de los IGBT's del convertidor. Para la componente rotatoria I_q se referencia con un valor nulo y se repite el proceso de control para la obtención del índice de modulación en su componente rotatoria q .

La simulación empleará un punto de operación que lo define la velocidad del generador y el voltaje del enlace DC, en específico:

Tabla 4 “Punto de Operación para Convertidor AFE”

Velocidad de operación PMSG [RPM]	Voltaje DC operación [V]	Voltaje Fase Red Secundario [V]	Potencia eléctrica Punto Operación [kW]
2500	360	100	2

Fuente: Elaboración Propia.

Con el punto de operación definido, se harán variaciones en la velocidad del generador, para cambiar el punto de operación del sistema. Estos cambios son de tipo escalón cada 0,5 [s]. En específico, las velocidades a operar son:

Tabla 5 “Velocidades de Operación para Simulación de Convertidor AFE”

Tiempo [s]	Instante	Velocidad de giro [RPM]
0 a 0.5	T ₁	2400
0,5 a 1	T ₂	2500
1 a 1,5	T ₃	2700
1,5 a 2	T ₄	2800

Fuente: Elaboración Propia.

La potencia eléctrica que produce el AFE viene dada por la siguiente expresión característica:

$$P_{AFE} = \frac{3\hat{V}_{fase,sec}\hat{I}_{fase,sec}}{2}$$

El voltaje del secundario queda definido por el voltaje máximo que puede entregar el convertidor AFE. Para una condición de modulación con un valor de 0.8 se tiene la siguiente relación:

$$V_{fase,sec} = \frac{0.49V_{dc}}{\sqrt{3}}$$

Al reemplazar en la ecuación de potencia y despejar la corriente del sistema se tiene:

$$\hat{I}_{fase,sec} = \frac{2P_{AFE}}{3\hat{V}_{fase,sec}}$$

Para la corriente y el voltaje del PMSG se tiene:

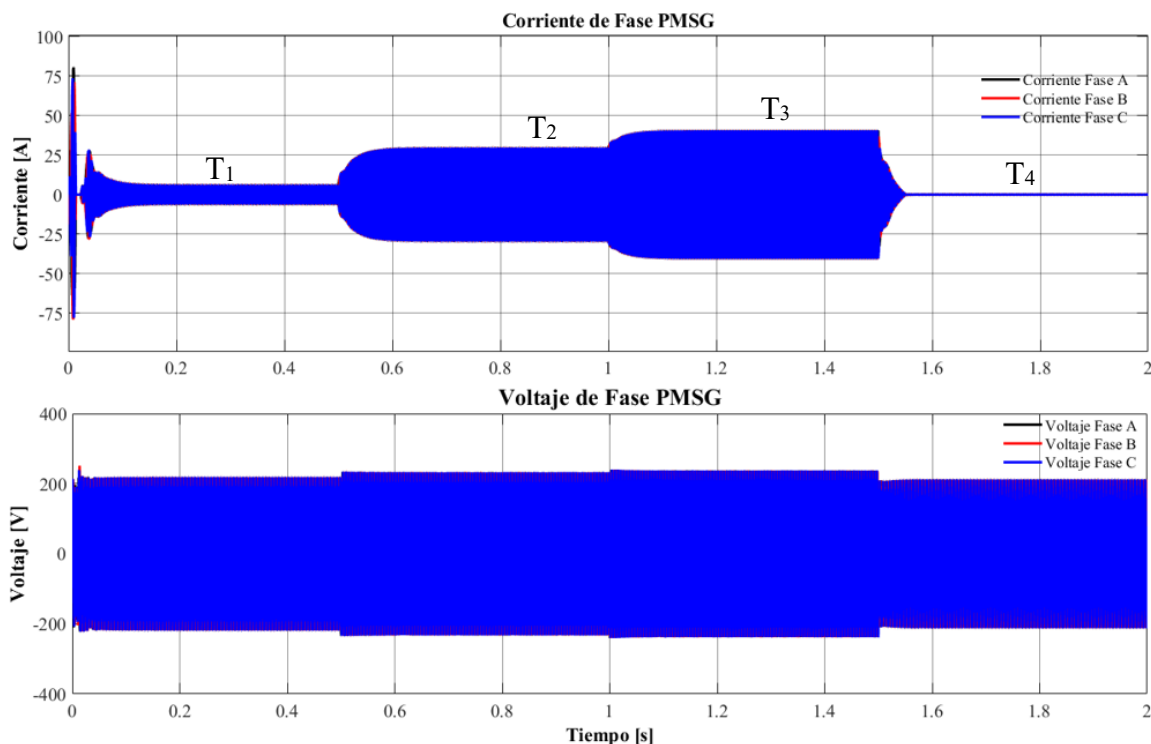


Fig. 33 “Voltajes y corrientes del PMSG”

Fuente: Elaboración Propia.

Como se aprecia, los distintos cambios de operación del PMSG indican lo respaldado anteriormente, sobre las simulaciones del PMSG, en cuanto a frecuencia y amplitudes. Acoplado a la red se tiene que en el punto de operación t_4 , en donde la velocidad de rotación de la PMSG supera en un 10% la velocidad del punto de operación establecido como referencia, la corriente que fluye desde el PMSG hacia la red se hace nula. Esto indicaría el máximo superior donde el convertidor es capaz de inyectar la potencia producida por el aerogenerador.

La Fig. 34 muestra las dinámicas de la corriente y voltaje del enlace DC:

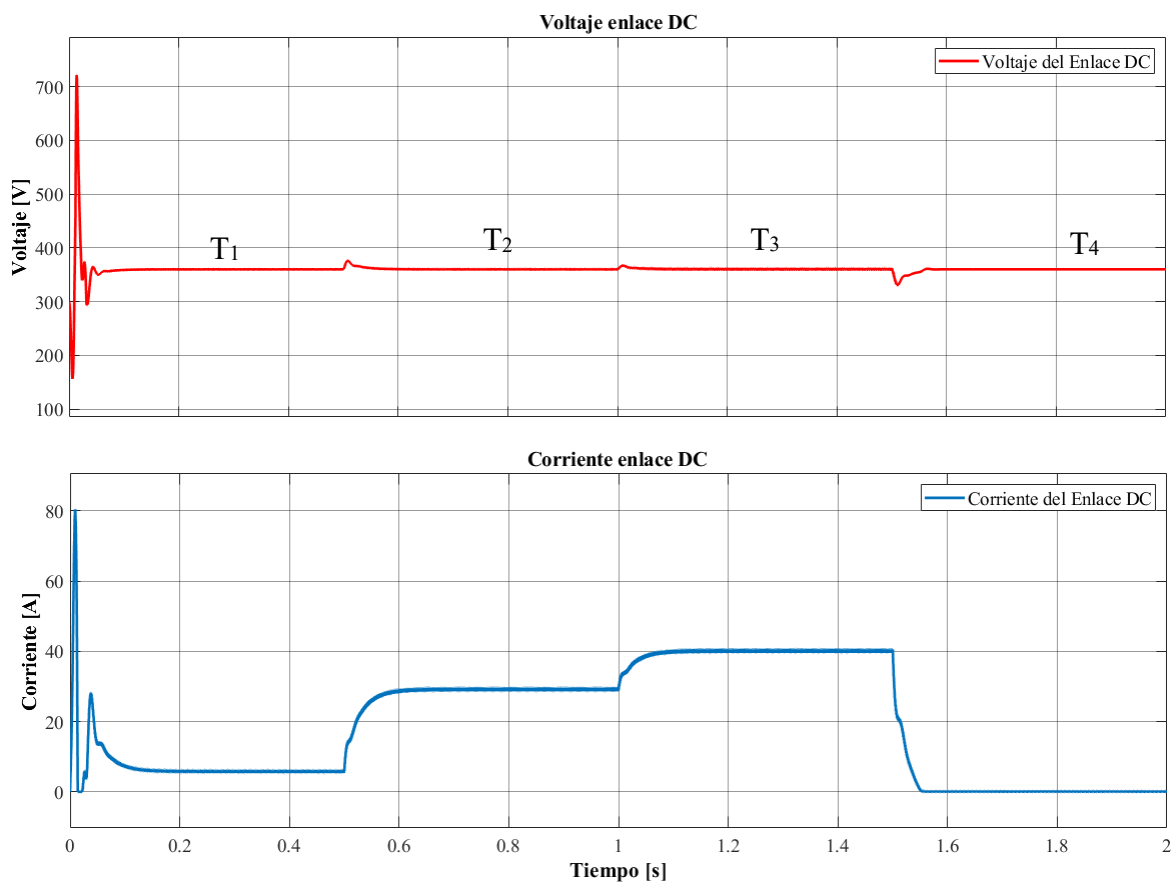


Fig. 34 “Voltaje y corriente en el enlace DC”

Fuente: Elaboración Propia.

Al respaldar lo sucedido en el lado del PMSG, se tiene que en los instantes anteriores a t_4 el sistema es capaz de inyectar corriente hacia la red, mientras que para una variación de velocidad superior al 10% la corriente del enlace se cae. Esto sucede por la subida del voltaje en el PMSG, ya que este es superior al voltaje de referencia establecido. Este exceso no puede hacerse efectivo en potencia en la red. El control de voltaje DC funciona de manera correcta, dado que para todos los impactos de velocidad que se realizaron es capaz de mantener su valor de referencia.

Respecto a los resultados para los distintos tiempos de operación se tiene:

Tabla 6 “Valores del Enlace DC”

<i>Tiempo T_1</i>		<i>Tiempo T_2</i>		<i>Tiempo T_3</i>		<i>Tiempo T_4</i>	
Voltaje [V]	Corriente [A]	Voltaje [V]	Corriente [A]	Voltaje [V]	Corriente [A]	Voltaje [V]	Corriente [A]
360	6	360	30	360	40	360	0

Fuente: Elaboración Propia.

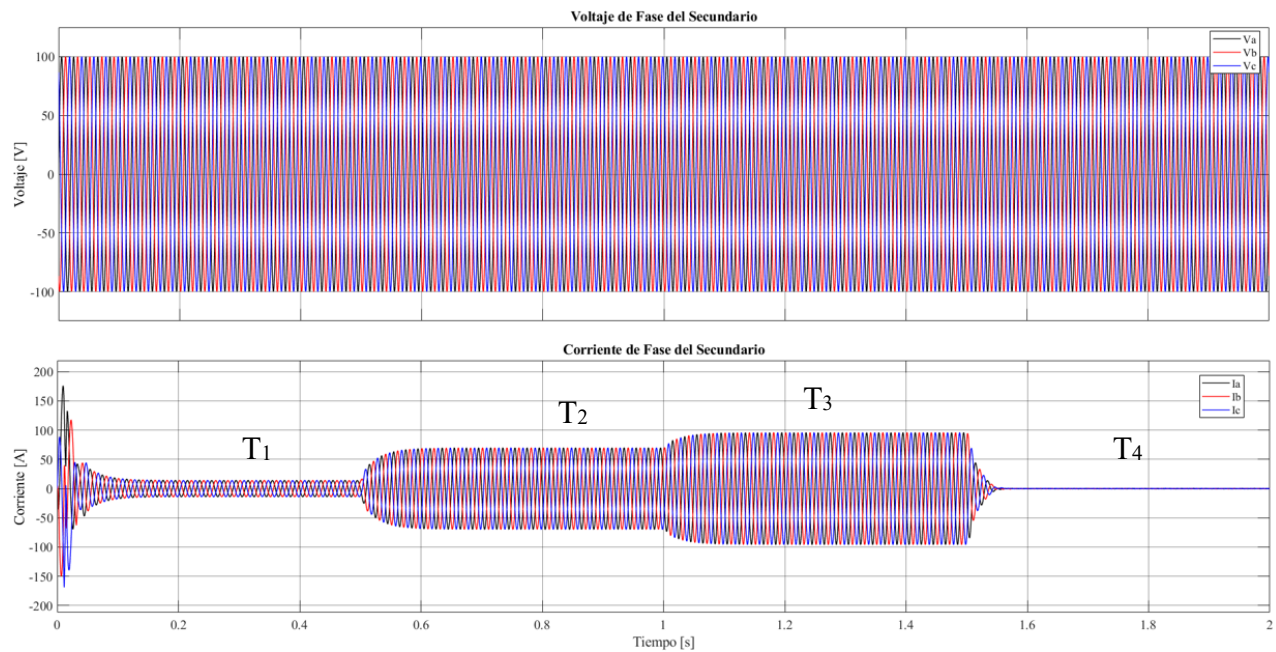
Los valores de la Tabla 6 son obtenidos en estado estacionario. Como se aprecia en la Fig. 36, el control que se ejerce sobre el voltaje del capacitor mantiene un voltaje constante, igual a la referencia ingresada en la referencia del lazo de control. Al momento del sistema no poder inyectar más potencia, dado que la velocidad del PMSG supera al punto de operacional corriente del enlace, se va a cero, mientras que el voltaje se mantiene constante. El convertidor volverá a inyectar potencia cuando la velocidad del PMSG vuelva a un punto de operación tolerable para el control. Del lado del secundario de la red la corriente se comporta de manera similar a la del enlace DC, teniendo lo siguiente:

Tabla 7 “Valores en el secundario de la red”

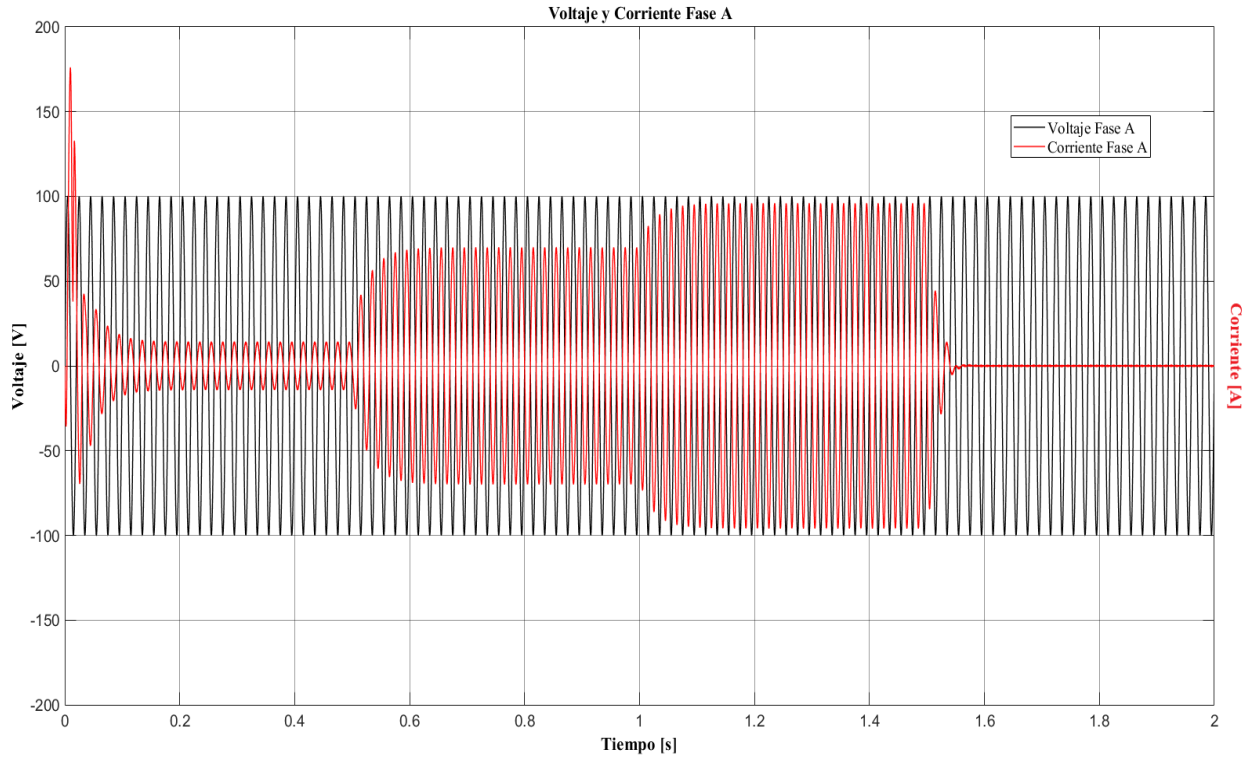
<i>Tiempo t_1</i>		<i>Tiempo t_2</i>		<i>Tiempo t_3</i>		<i>Tiempo t_4</i>	
Voltaje peak [V]	Corriente peak [A]	Voltaje peak [V]	Corriente peak [A]	Voltaje peak [V]	Corriente peak [A]	Voltaje peak [V]	Corriente peak [A]
100	15	100	70	100	90	100	0

Fuente: Elaboración Propia.

Gráficamente se tiene:



(a)



(b)

Fig. 35 “Formas de onda de la red eléctrica simulando convertidor AFE”

(a) Voltaje y Corriente secundario de la red **(b)** Fase entre Voltaje y Corriente

Fuente: Elaboración Propia.

Claramente el voltaje se mantiene constante en todo instante del tiempo, lo cual lo hace un factor importante para determinar el ángulo de operación para la PLL y obtención de las variables dq . Por su parte, la corriente está en contra fase con el voltaje, por razones que se definieron en la referencia de corriente anterior. Esta condición indica que efectivamente se está inyectando potencia a la red, la amplitud de la corriente varía en determinados instantes, marcados por el aumento de la velocidad del PMSG. Al ser un voltaje bajo en amplitud, la corriente debe ser de valores altos para cumplir con los requerimientos de potencia que se le inyecta desde el PMSG que simula los aerogeneradores.

Finalmente, la potencia eléctrica inyectada queda determinada por la siguiente tabla y figura:

Tabla 8 “Valores de Potencia Eléctrica Secundario de la Red en [kW]”

Potencia Tiempo t_1	Potencia Tiempo t_2	Potencia Tiempo t_3	Potencia Tiempo t_4
2	12	14	0

Fuente: Elaboración Propia.

Gráficamente:

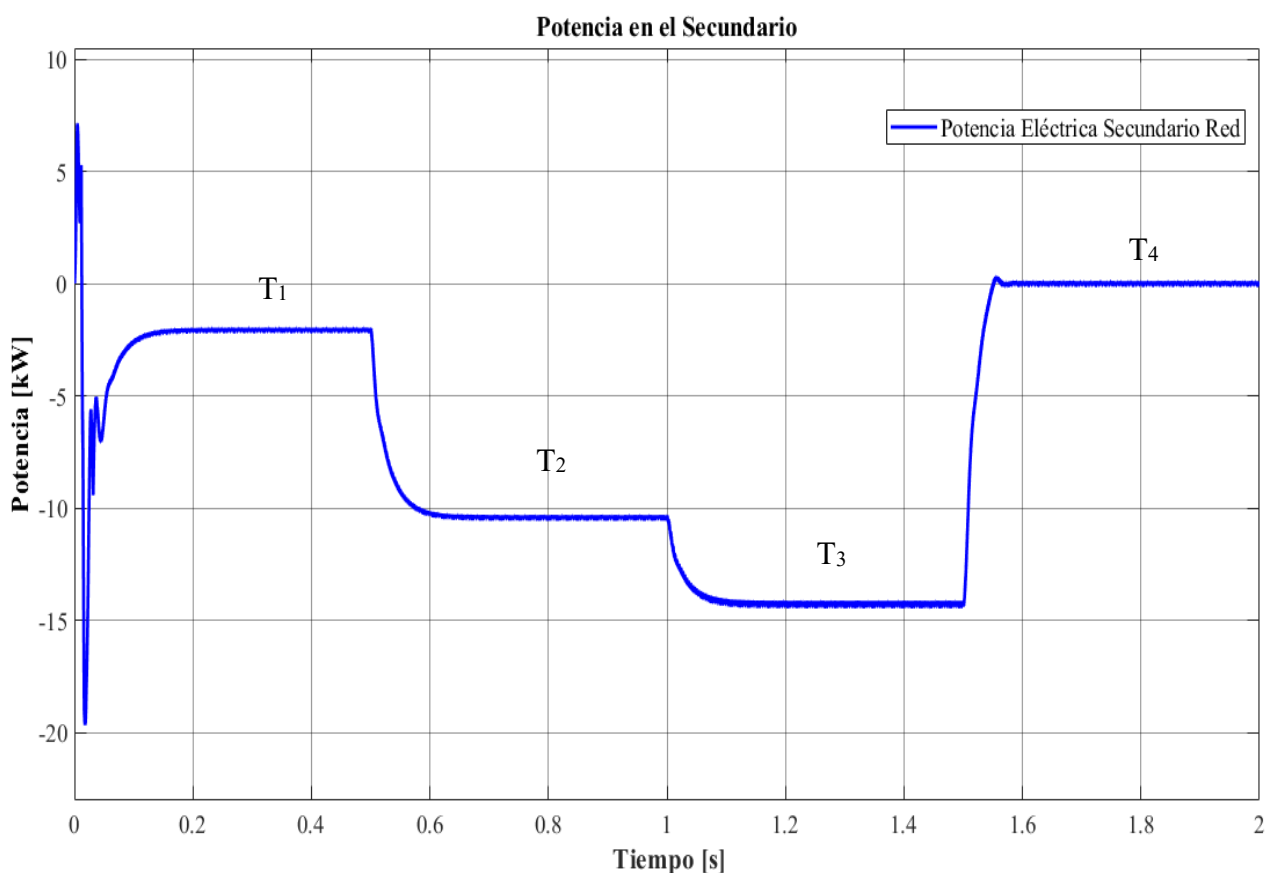


Fig. 36 “Potencia eléctrica secundario de la red”

Fuente: Elaboración Propia.

Al seguir el comportamiento de la corriente, la potencia inyectada desde los PMGD toma valores representados en la Fig. 36. La dinámica en el cambio de velocidad es suave con características de primer orden y su tiempo de asentamiento es de 0,02 [s] para el tramo T4. El fenómeno de desacople del convertidor de potencia se presenta cuando se supera en un 10% de la velocidad del punto de operación sigue presente en la potencia y se aprecia que, cuando esto sucede la red eléctrica no recibe ni entrega potencia eléctrica al sistema general. En este instante t_4 la red se desacopla del convertidor y este es capaz de mantener el voltaje del enlace entre la red eléctrica y los aerogeneradores.

En caso de tener velocidades menores a las que fue seteado el convertidor, ocurrirá el mismo fenómeno, ya que de parte de la rectificación/PMSG no se genera el voltaje DC suficiente para mantener el enlace con el AFE y la potencia no podrá inyectarse. Una solución propuesta a futuro para esta situación es la implementación de un circuito elevador de voltaje DC entre el rectificador y el convertidor AFE.

3.3. Discusión y Conclusiones de simulaciones previas

Se corrobora que para el sistema completo el convertidor es capaz de inyectar potencia eléctrica hacia el lado de la red eléctrica en distintos puntos de operación del Aerogenerador.

Sin embargo, la operación se ve afectada en puntos de operación donde el voltaje DC producido por el aerogenerador es inferior o superior al 10% del valor de voltaje de referencia del convertidor de potencia del enlace DC, esto se ve en la Fig. 36. Donde la potencia decae para valores de voltaje DC superiores al punto de operación seteado.

La razón por la que decae la potencia eléctrica donde los valores de voltaje DC son inferiores o superiores, a un cierto porcentaje sobre el punto de operación establecido recae en la saturación establecida en los controladores del convertidor. Al no existir energía suficiente para hacer posible la inyección de potencia desde los aerogeneradores el convertidor de potencia solo mantiene el capacitor cargado, en el caso donde el valor de voltaje DC proveniente desde el puente rectificador del aerogenerador es mayor al voltaje del enlace DC del convertidor de potencia el control aumenta el índice de modulación lo que provoca la saturación del controlador, ya que los controladores del índice de modulación están limitados.

Capítulo 4. Implementación de convertidor de potencia AFE conectado a red

4.1. Introducción

En el presente capítulo se dará a conocer los pasos seguidos para la implementación de la conexión entre los aerogeneradores y la red eléctrica, mediante un convertidor de potencia del tipo AFE.

La implementación se divide en 4 pruebas enfocadas en validar cada control necesario para un correcto funcionamiento del convertidor. En general, las pruebas serán: Control de corrientes dq , Control de voltaje DC sin inyección de potencia, Control de voltaje DC con inyección de potencia y, finalmente, la conexión entre los aerogeneradores y la red eléctrica.

4.2. De los materiales, componentes eléctricos e instrumentos

Los materiales e instrumentos que se necesitaron para la implementación de las distintas pruebas se describen a continuación:

- **Sensores de Voltaje:** Se implementaron sensores diferenciales de voltaje de la marca PINTEK DP-25, con las siguientes especificaciones generales:



Fig. 37 “Sensores diferenciales de voltaje”

Fuente: Elaboración Propia.

Tabla 9 “Características Principales de Sensores DP-25”

Características	DP-25
Voltaje diferencial DC+AC peak	1000 [V]
Bandwidth (50 Ω load -3dB)	25Mhz (x50, x200)
Voltaje Modo Comun DC+AC peak	1000 [V]
Atenuaciones (Seleccionable)	x20-x50-x200
Voltajes de Operación Máximos (DC+AC Peak)	≤ 100 [V] para x20 de atenuación. ≤ 250 [V] para x50 de atenuación. ≤ 1000 [V] para x200 de atenuación
Precisión (20-30°C 70% RH después 20 minutos)	$\leq \pm 2\%$
Alimentación	Externa 6 [V] ~ 9 [V]

***Fuente:** Elaboración Propia.*

Específicamente fueron utilizados para medir el voltaje de la red y visualizar claramente las características del voltaje al instante, mediante un osciloscopio.

- **Sonda de corriente:** El instrumento utilizado es una sonda de corriente marca FLUKE, modelo i30s. Las características generales se muestran a continuación:

**Fig. 38 “Sonda de corriente FLUKE i30s”**

***Fuente:** Elaboración Propia.*

Tabla 10 “Características Principales Sonda de Corriente FLUKE i30s”

Especificación	Rango	
Rango de corriente	30 [mA] to 30 [A] DC.	30 [mA] to 20 [A] AC.
Rango de corriente utilizable	5 [mA] to 30 [A] DC.	30 [mA] to 20 [A] AC
Factor Cresta	1.4	
Sensibilidad de salida	100 [mV/A]	
Precisión (para +25°C)	$\pm 1\%$ para lecturas de ± 2 [mA]	
Resolución	± 1 [mA]	

***Fuente:** Elaboración Propia.*

Igualmente, para las sondas de corrientes utilizadas su finalidad es la visualización de corrientes que fluyen desde y hacia la red eléctrica en el osciloscopio.

- **Inductancias:** Las inductancias utilizadas en el laboratorio son de fabricación local y no poseen una marca registrada, estas poseen salidas variables de inductancia específicamente; 5 [mH], 10 [mH] y 15 [mH]. Son agregadas en el circuito general con el fin de mejorar la visualización de la corriente y, además, por la existencia de estas en la topología del convertidor de potencia, donde agregan dinámica al lazo de control del convertidor de potencia.

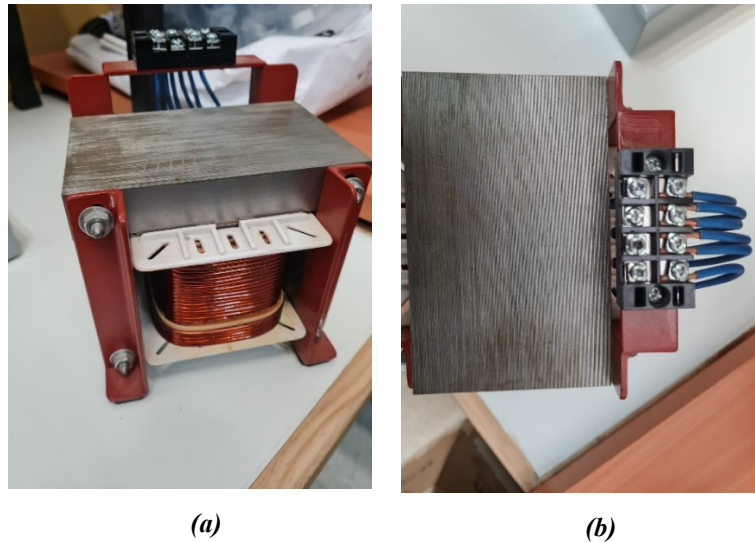


Fig. 39 “Inductancias implementadas”

(a) Inductancia. (b) Bornes de conexión.

Fuente: Elaboración Propia.

- **Variac trifásico:** El Variac utilizado cumple la función de regular el voltaje trifásico para obtener el valor deseado de voltaje en las distintas pruebas utilizadas. Específicamente, el Variac utilizado tiene una capacidad de 10 [kVA] con un máximo de 10 [A] por línea.

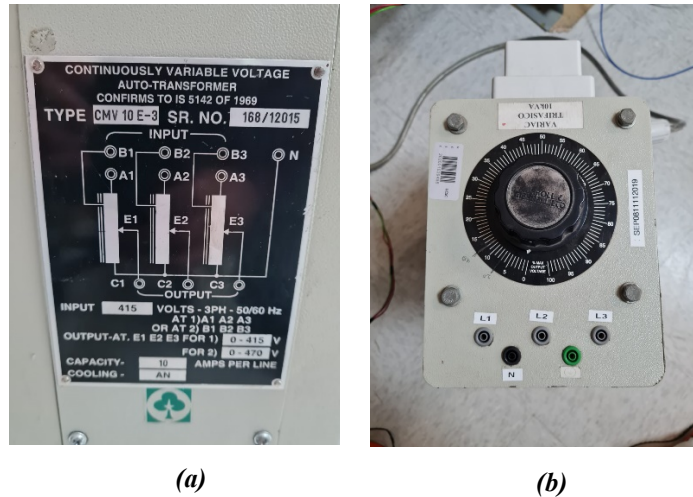


Fig. 40 “Variac 10 [kVA] implementado”

(a) Diagrama general. (b) Variac.

Fuente: Elaboración Propia.

- **Transformador de aislación trifásico:** El transformador de aislación se encarga de separar eléctricamente el lado de la red de la universidad y el circuito experimental. El transformador utilizado posee una razón de transformación 1:1, con una capacidad máxima de 5 [kVA] en conexión estrella-estrella. En el primario se conecta la red eléctrica, mientras que, en el secundario del transformador, se conecta el circuito experimental. Su fabricación es a nivel nacional de la empresa Comartel LTDA.



Fig. 41 “Transformador de aislación implementado”

(a) Especificaciones Generales. (b) Trafo. De aislación.

Fuente: Elaboración Propia.

- **Placa de medición voltaje y corriente:** Las placas de medición utilizadas son capaces de capturar señales de voltaje y corriente del circuito implementado. Estas señales capturadas son enviadas mediante conectores BNC hacia el procesador Micro Lab Box, donde son procesadas

en Simulink y DSPACE para ejercer control del circuito.

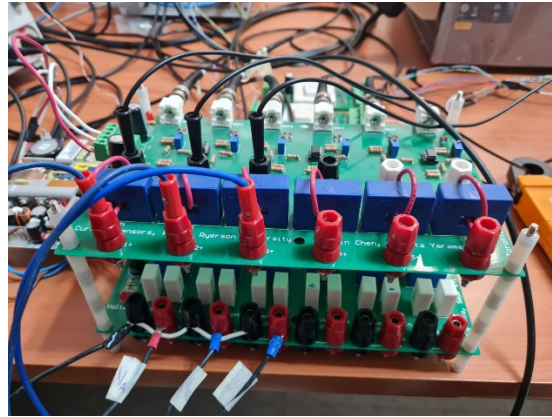


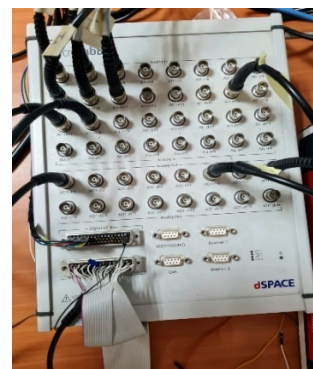
Fig. 42 “Placas de medición para obtención de variables eléctricas”

Fuente: Elaboración Propia.

- **MicroLabBox:** Este equipo permite la comunicación entre las variables eléctricas medidas del circuito para ejercer un control sobre los módulos IGBT's. Es de esta herramienta que salen los pulsos de disparos que llegan a los semi conductores, para abrir o cerrarse según la topología de modulación a utilizar. La MicroLabBox posee entradas y salidas tanto analógicas como digitales y se conecta mediante un cable de ethernet hacia el computador donde se controlan las variables deseadas junto con el software DSPACE® y SIMULINK® de Matlab.



(a)



(b)

Fig. 43 “MicroLabBox dSpace”

(a) MicroLabBox Dspace. (b) Puertos de Conexión MicroLabBox

Fuente: Elaboración Propia.

- **Osciloscopio:** De la familia KEYSIGHT® Modelo MSOX4024A este osciloscopio permite capturar formas de ondas de relevancia para las distintas pruebas. Cuenta con 4 canales que permite la visualización de diferentes variables para su análisis en vivo y también permite el almacenamiento de variables para ser procesadas posteriormente.

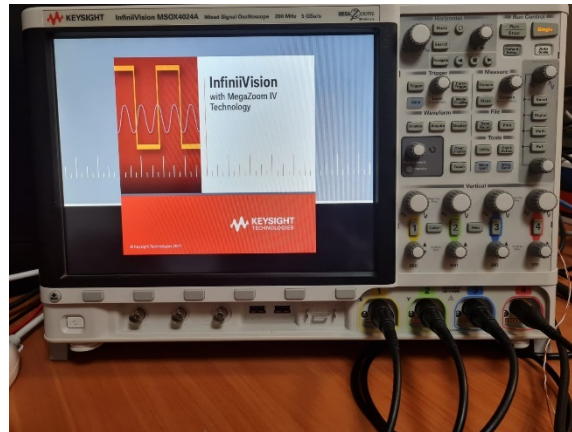


Fig. 44 “Osciloscopio KEYSIGHT® Model MSOX4024A”

Fuente: Elaboración Propia.

- **Resistencias:** Se utilizaron resistencias bobinadas con revestimiento para aplicaciones de electrónica de potencia. Se utilizaron 2 resistencias de 10 [ohm] en serie para simular una carga resistiva.



Fig. 45 “Resistencia Bobinada implementada”

Fuente: Elaboración Propia.

- **Condensadores:** El capacitor utilizado es de electrolito. El fabricante es EPCOS Modelo B4356-A6228-M. Este capacitor posee un rango de voltaje máximo de 500 [V] y su capacidad es de 2200 [uF].



Fig. 46 “Capacitor Implementado”

Fuente: Elaboración Propia.

- **IGBT's:** Elemento semiconductor fabricado por la empresa SEMIKRON modelo SKM100GB12T4. Este modelo se compone de un módulo que contiene 2 IGBT's en su interior, con sus respectivas entradas de pulsos. Como indica al costado del módulo este posee 3 salidas de conexiones donde cada una es un punto de conexión entre los IGBT's.



Fig. 47 “Modulo IGBT Semikron SKM100GB12T4”

Fuente: Elaboración Propia.

- **Fuente de voltaje DC regenerativa:** Fabricada por la empresa KEYSIGHT modelo RP7961A permite generar un voltaje DC desde 0 a 500[V] con una corriente de ± 20 [A] y con un máximo de 5[kW] de potencia. Este voltaje DC es usado para simular la variación de voltaje DC entregado por los aerogeneradores.



Fig. 48 “Fuente DC regenerativa KEYSIGHT”

Fuente: Elaboración Propia.

- **Gates Drivers:** Fabricados por la empresa SEMIKRON este elemento conocido como Driver es del modelo SKHI 22 B para módulos de IGBT's Half Bridge, se encarga de dirigir los pulsos de disparos hacia los módulos IGBT's. Este se alimenta con una fuente DC externa. Típicamente se usa a nivel industrial para módulos en medio puente con voltajes en el Bus DC no mayor a 1200 [V].



Fig. 49 “Gate Driver SEMIKRON SKHI 22BR”

Fuente: Elaboración Propia.

4.3. Del Control y la Interfaz

Para establecer el control de las variables se hace uso de una interfaz DSPACE® la cual recibe señales análogas de corriente, voltaje, etc. Las señales tomadas por la plataforma son procesadas en conjunto a Simulink® de la plataforma Matlab®. El trabajo en conjunto de las plataformas hace posible la comunicación entre el convertidor de potencia y su control.

Para tomar los datos eléctricos del convertidor en Simulink se usa el siguiente bloque que permite llevar la variable analógica de la DSPACE a una variable digital que se procesa mediante MATLAB®.

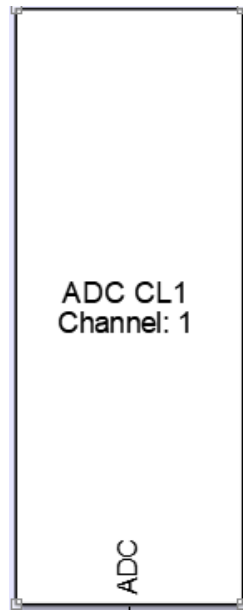


Fig. 50 “Bloque análogo-Digital Simulink”

Fuente: Elaboración Propia.

Con este bloque se procesa la señal analógica y puede ser utilizada en las plataformas para lo que se estime conveniente. En el caso específico de cada prueba se medirán las corrientes en las líneas del sistema y el voltaje, tanto de la red como el voltaje del enlace DC para el esquema de control DC. En la Fig. 52 se aprecia el esquema para la medición de las señales desde Simulink.

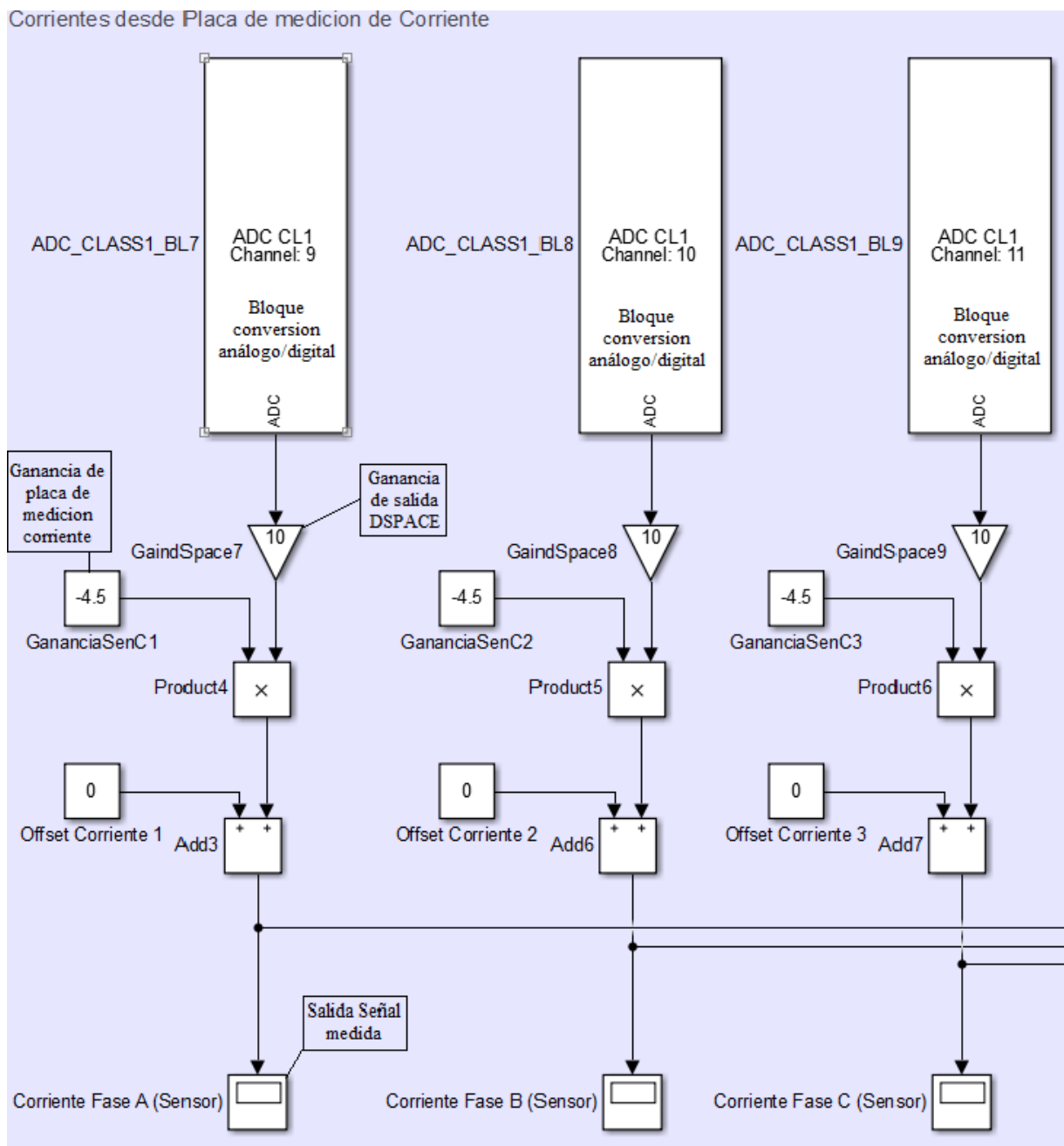


Fig. 51 “Esquema de medición para corriente desde MicroLabBox”

Fuente: Elaboración Propia.

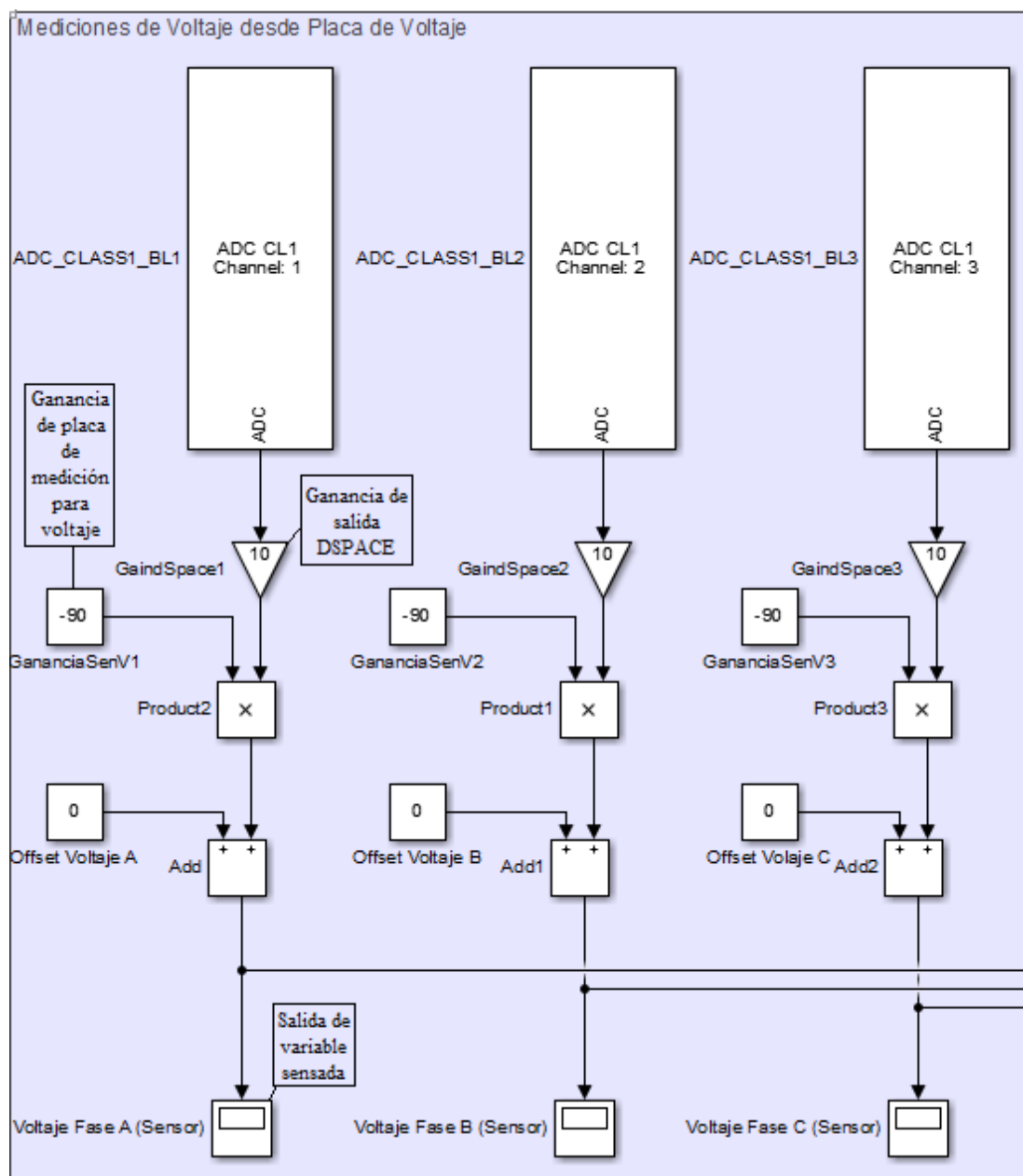


Fig. 52 “Esquema de medición para voltaje desde MicroLabBox”

Fuente: Elaboración Propia.

Como todo sensor de voltaje y corriente, poseen ganancias propias del sistema que se reflejan en la Fig. 51 y Fig. 52. Estas corrientes y voltajes son utilizadas para el control AFE. El voltaje de la red se ocupa en la obtención de la referencia de la PLL, donde se determina el ángulo para las Transformadas de Park. Por su parte, la corriente es utilizada para obtener la comparación de lo que ingresa a los controladores y ejerce control sobre el convertidor de potencia.

Para la prueba de control de corriente dq se tiene el siguiente control:

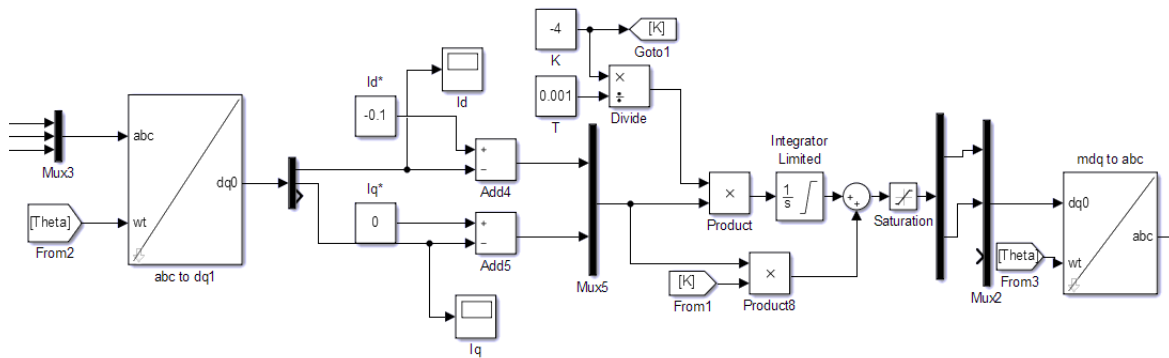


Fig. 53 “Esquema de control de corrientes”

Fuente: Elaboración Propia.

Como se aprecia en la Fig. 53, los cambios de referencias se ingresan en bruto y son controladas por un PI. A la salida de los controladores de corriente se obtiene los índices de modulación que son utilizados por la PWM, para generar pulsos de disparos hacia los IGBT's.

En la interfaz del ControlDesk® basta con modificar los parámetros de referencia en el programa y este ejecutara el cambio en el instante.

El último lazo de control es el del voltaje del enlace DC. Con esto regularemos el voltaje DC que operará el convertidor de potencia. El esquema de control en Simulink® queda de la siguiente manera:

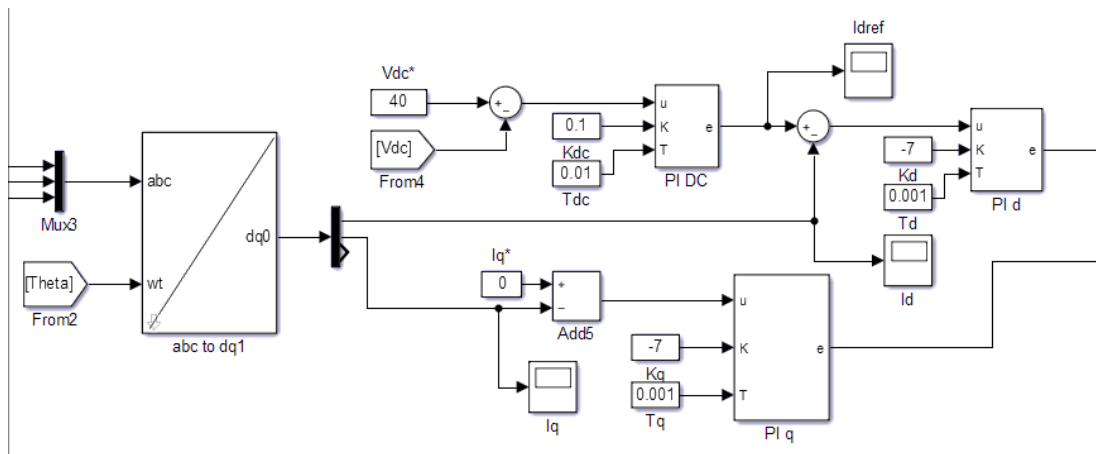


Fig. 54 “Esquema de control final para convertidor de potencia”

Fuente: Elaboración Propia.

El nuevo lazo de control recibe como referencia un valor de voltaje DC, que es comparado con lo entregado por el sensor de voltaje en el enlace DC. Dicha comparación ingresa al PI para ser procesado y obtener la referencia de corriente en componente d , para que el sistema mantenga un voltaje DC. Siguiendo el control, la referencia de corriente d se compara con la corriente medida en

el convertidor de potencia, para ingresar al PI de corriente de donde se obtienen los índices de modulación en componentes rotatorias dq .

Al igual, que el control de la Fig. 54 los valores de referencia y/o constantes que se necesiten modificar se ejecutan en la interfaz de Control Desk®.

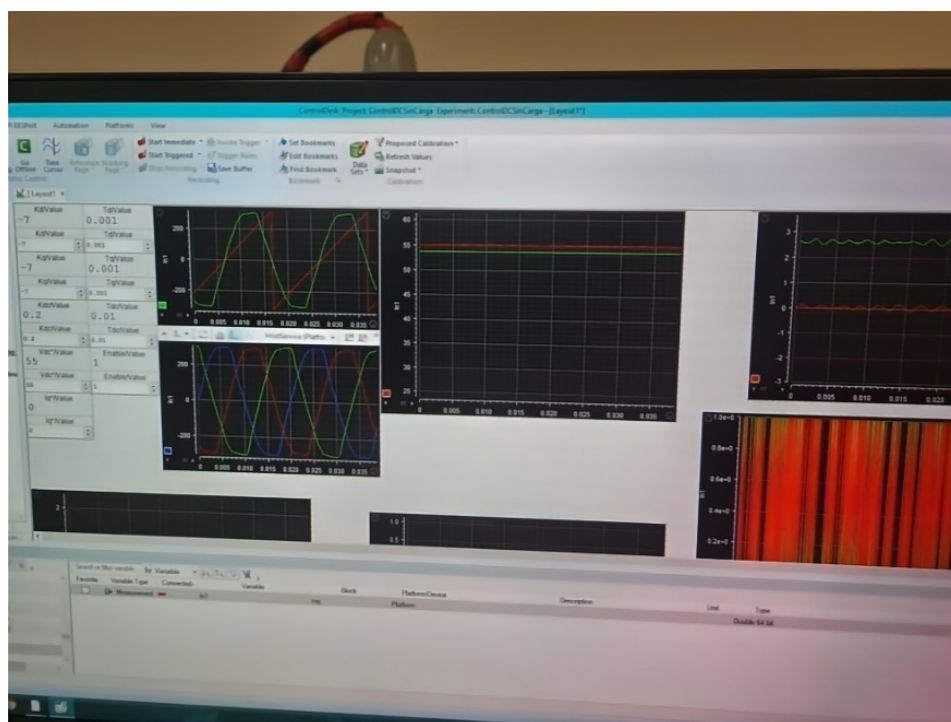


Fig. 55 “Interfaz de monitoreo y control de variables software ControlDesk®”

Fuente: Elaboración Propia.

4.4. Implementación de pruebas

4.4.1 Control de corrientes dq

Una de las primeras pruebas para validar la operación general del convertidor de potencia es controlar las corrientes que circulan por el sistema implementado. En una primera parte se interconectará la red eléctrica con una fuente DC regenerativa, que representa el voltaje del enlace DC. La red se conectará mediante un autotransformador y un transformador de aislación trifásico con relación 1:1, para evitar cualquier riesgo eléctrico. En la Fig. 56 se puede apreciar el circuito implementado:

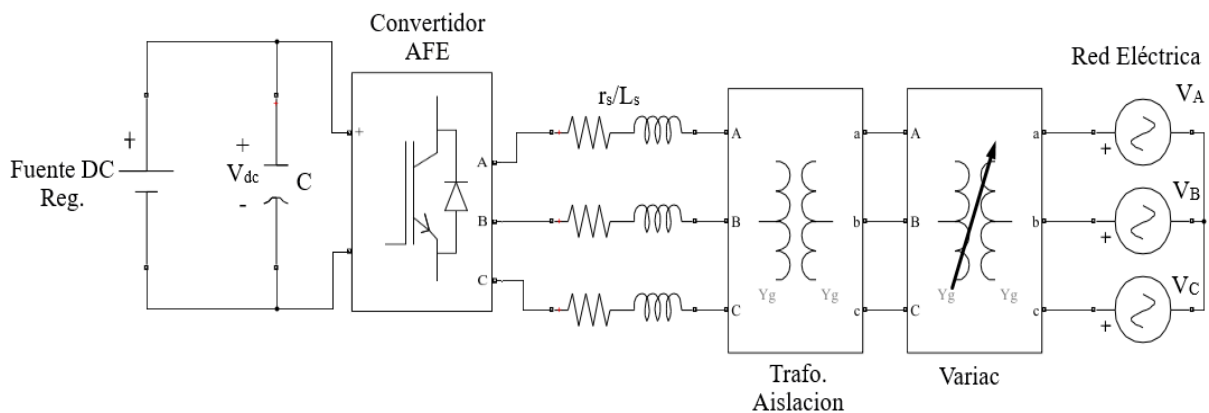


Fig. 56 “Diagrama para circuito implementado de control de corriente dq ”

Fuente: Elaboración Propia.

El voltaje del autotransformador se ajusta de tal forma que el voltaje rectificado que se obtiene en el punto DC después del convertidor AFE con los switches de conmutación apagados sea de unos 40 [V_{dc}]. Con este valor de voltaje en el enlace se puede configurar la fuente regenerativa con valor de 60 [V_{dc}] e interconectar la red con la fuente DC regenerativa. Esta consideración es sugerida para poder encender la conmutación de los switches, que mediante una señal en el software DSPACE CONTROL DESK® son activados.

Se realizan pruebas de cambio de referencia en la corriente dq para mejorar el ajuste de las constantes integrativas y proporcionales de los PI's mostrados en la Fig. 53 “Esquema de control de corrientes”. Con dicho ajuste aseguramos que el control haga un correcto seguimiento de las referencias entregadas desde el software DSPACE CONTROL DESK®. Este ajuste se realizó empíricamente luego de establecer como valores iniciales los proporcionados en la simulación anterior del control completo.

Tabla 11 “Valores para Constantes Integrativa y Proporcional”

K	T
-4	0.001

Fuente: Elaboración Propia.

Para los cambios de referencia se establecerán los siguientes valores de prueba:

Tabla 12 “Cambios de Referencia en Corriente para Prueba de Control de Corriente”

<i>Cambio de referencia</i>	$I_{d, inicial}^* [A]$	$I_{d, final}^* [A]$	$I_{q, inicial}^* [A]$	$I_{q, final}^* [A]$
I	-0,5	-1,5	0	0
II	-0,5	1,5	0	0
III	0,5	0,5	0	1,5
IV	0,5	0,5	0	-1,5

Fuente: Elaboración Propia.

Con estos cambios de coordenadas se logra en parte cambiar la amplitud de la corriente y su sentido, es decir, el convertidor junto al control implementado es capaz de inyectar potencia hacia la red eléctrica y también es capaz de inyectar potencia eléctrica hacia la fuente regenerativa. Para los dos últimos cambios de referencia la componente d se mantiene constante y se varia la componente q , esto modifica las características de la corriente en cuanto al desfase que pueda tener respecto al voltaje, específicamente, con la variación de la componente q se puede modificar los reactivos que pueda aportar el convertidor de potencia. Gráficamente se tiene:

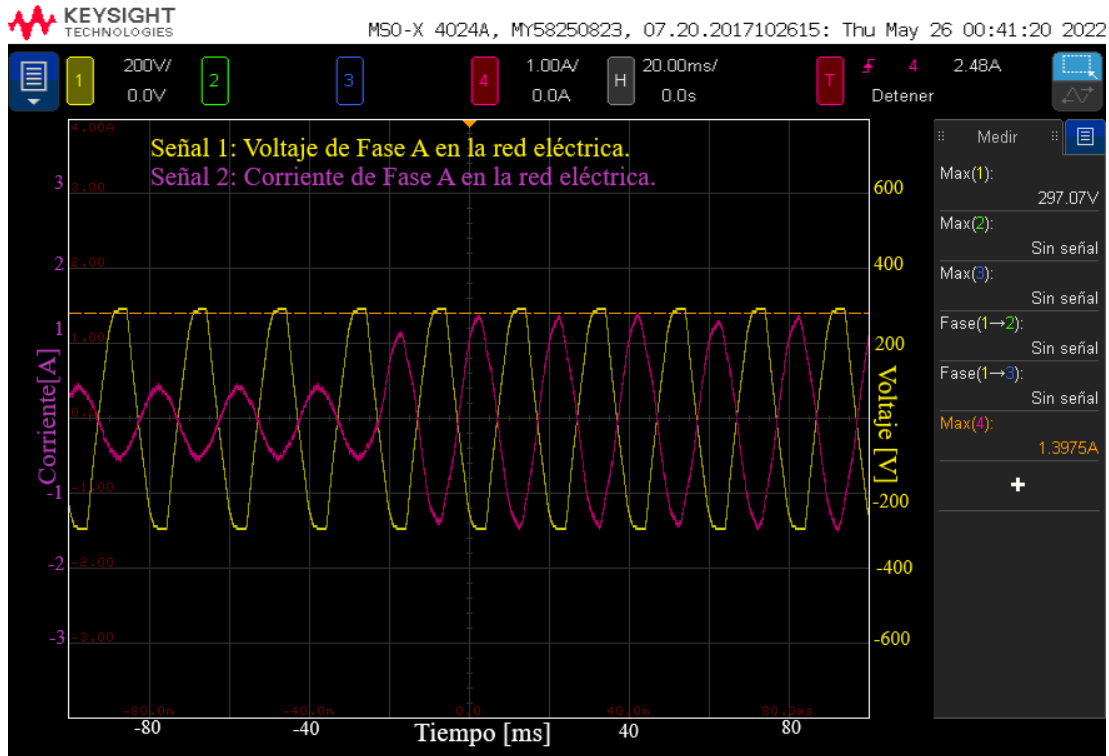


Fig. 57 “Corriente y voltaje de la fase A de la red para cambio de referencia I”

Fuente: Elaboración Propia.

Como se aprecia en la Fig. 57 la corriente en estado transiente y en estado estacionario está en contra fase con el voltaje de su respectiva fase, la amplitud se varió desde $-0,5$ [A] hasta $-1,5$ [A], la corriente máxima detectada por el osciloscopio tiene un valor de $1,4$ [A], lo cual indica que la referencia de corriente en realidad sigue lo referenciado, con una diferencia de corriente causadas, posiblemente, por el ajuste de las ganancias del controlador. Para este caso la fuente DC ve una corriente con signo positivo, lo que indica que esta entrega potencia hacia la red. La potencia entregada ronda los 500 [W] en el lado AC del convertidor. Para el lado AC consideran las pérdidas existentes del circuito lo que hace disminuir el valor de potencia y corriente respectivamente.

En este caso y, para las pruebas siguientes, se considera que cuando la componente d toma valores positivos, la corriente que ve la fuente DC regenerativa tiene valores negativos, mientras que, para el caso contrario, con una referencia negativa, la corriente detectada en la fuente DC se obtienen valores positivos. Esto indica que para referencias de corriente d positivos, el convertidor de potencia entrega potencia a la fuente DC regenerativa, mientras que para una referencia negativa de corriente d , el convertidor de potencia estaría entregando potencia hacia la red eléctrica.

Para el caso II en donde se procede a cambiar la dirección de flujo de la corriente se tiene:

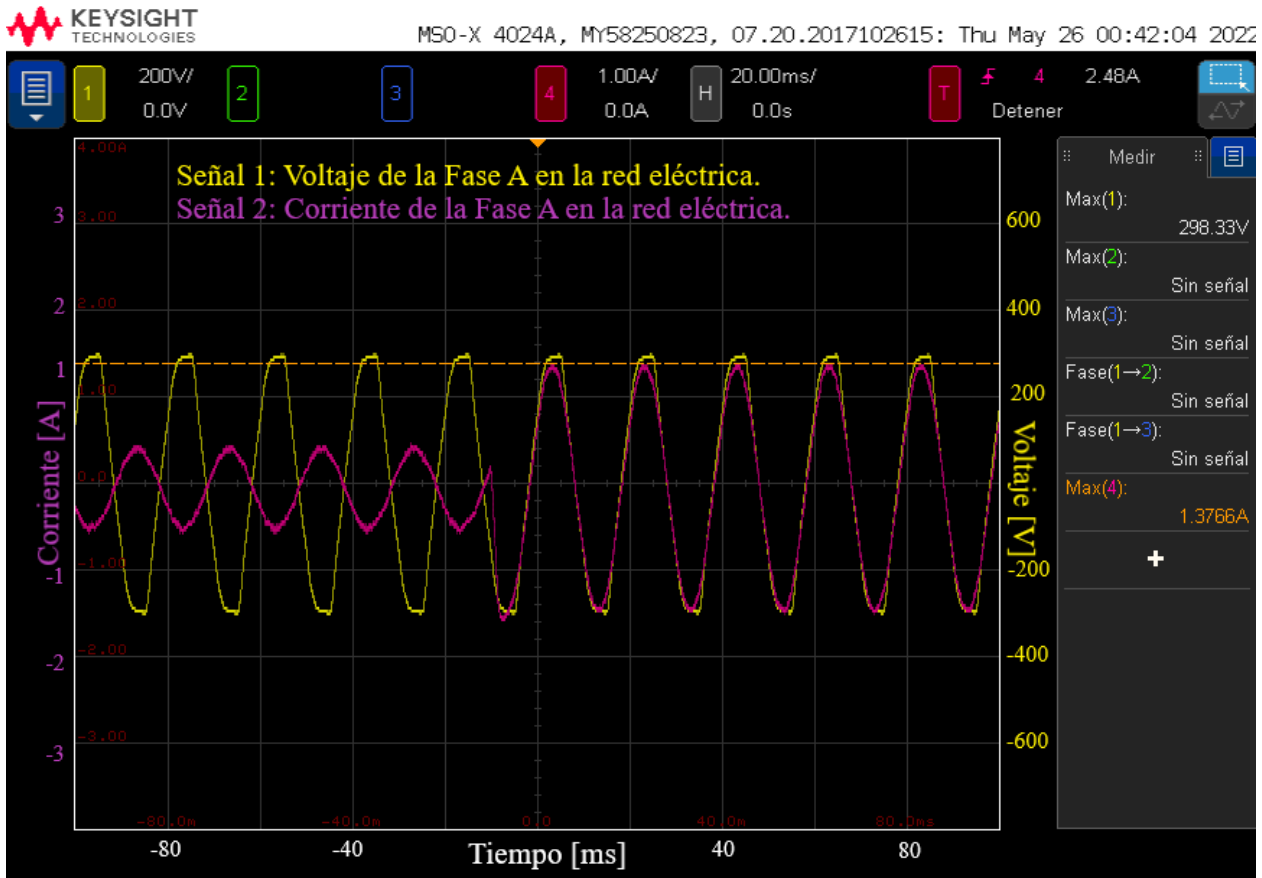


Fig. 58 “Corriente y voltaje fase A en la red para cambio de referencia II”

Fuente: Elaboración Propia.

En este caso particular la corriente está en fase respecto al voltaje de la fase A, esto indica que la corriente que se observa al lado de la fuente DC cambia de sentido, es decir, ahora la fuente DC está regenerando potencia eléctrica proveniente de la red eléctrica. El valor en amplitud de la corriente ronda un valor máximo de fase de 1,4 [A], la referencia fue de 1,5 [A] lo que difiere en 0,1 [A] esta variación de corriente, como se mencionó anteriormente, puede ser causado por las ganancias del lazo de control de corriente, con un ajuste mucho más fino es posible disminuir esta variación en estado estacionario. El convertidor ahora toma la potencia de la red eléctrica y se la entrega hacia la Fuente DC regenerativa.

Con lo anterior se confirma que el control del convertidor de potencia es efectivo para la componente rotatoria d , donde se pudo controlar correctamente tanto la amplitud de la corriente como la dirección en la que esta fluye.

Para la componente q que controla los reactivos se tienen los siguientes casos:

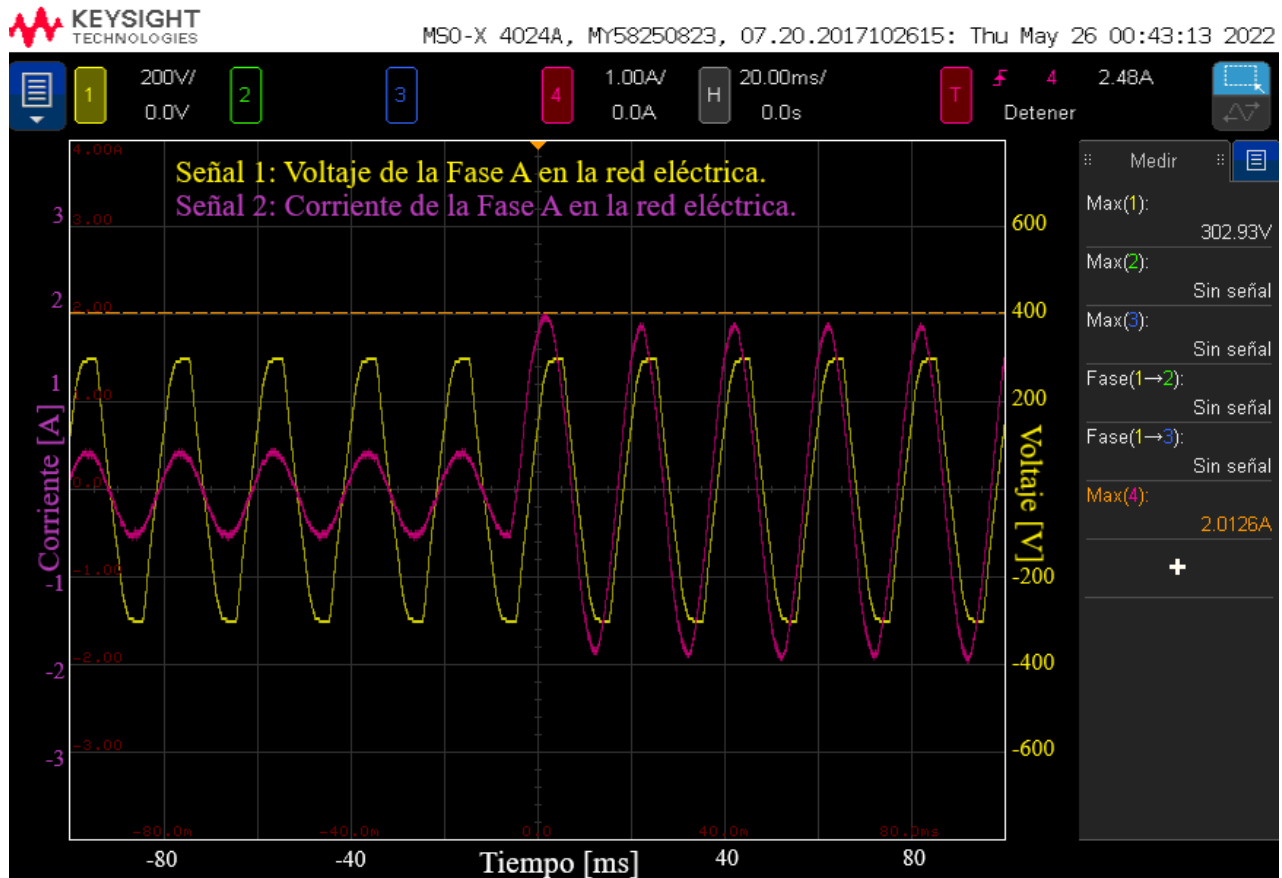


Fig. 59 “Corriente y voltaje de fase A lado red eléctrica para cambio referencia III”

Fuente: Elaboración Propia.

En estos cambios de referencias se modifica la componente q del sistema, los valores están especificados en la Tabla 12. Se demuestra en la Fig. 59 que para un cambio de referencia de 0 [A] hasta 1,5 [A] la corriente se adelanta respecto al voltaje y la amplitud de la corriente es afectada de igual manera. Con este cambio, se puede definir en cuánto se desfasa la corriente, según la referencia que se tiene. En este caso, para un cambio de referencia positivo la corriente tendrá un desfase en adelante respecto al voltaje. Además, la corriente en su componente d mantiene un valor de 0,5 [A].

Para el caso contrario, donde la referencia de coordenada q es negativa se tiene:

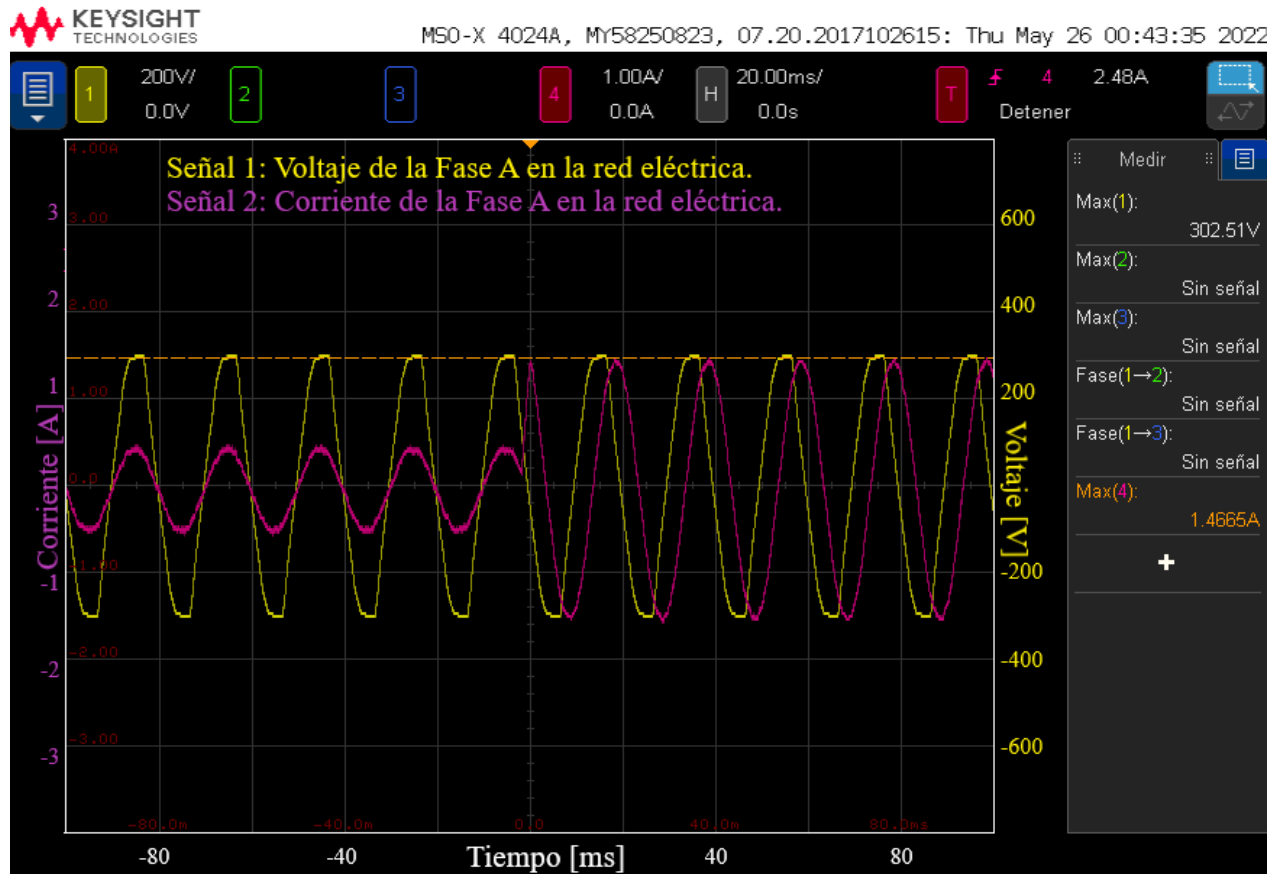


Fig. 60 “Corriente y voltaje de fase A lado red eléctrica para cambio referencia IV”

Fuente: Elaboración Propia.

Para esta prueba la referencia de corriente q , toma un valor negativo en el lazo de control, lo cual provoca un atraso en la fase de la corriente respecto a la del voltaje. Igualmente, la amplitud de la corriente tiende a aumentar.

Para ambos casos de cambio de referencia q la dirección del flujo de potencia indica que la fuente DC está regenerando potencia. La diferencia recae en el cambio de signo en la referencia que es capaz de modificar la fase de la corriente en la red eléctrica, esta se puede adelantar o atrasar respecto al voltaje de la red eléctrica.

4.4.2 Control de voltaje DC en capacitor sin transferencia de potencia

La siguiente prueba por realizar se enfoca en validar el control del lazo cerrado con una referencia de voltaje DC, como se aprecia en el lazo de control de la Fig. 32. El circuito implementado se puede representar en el siguiente esquema:

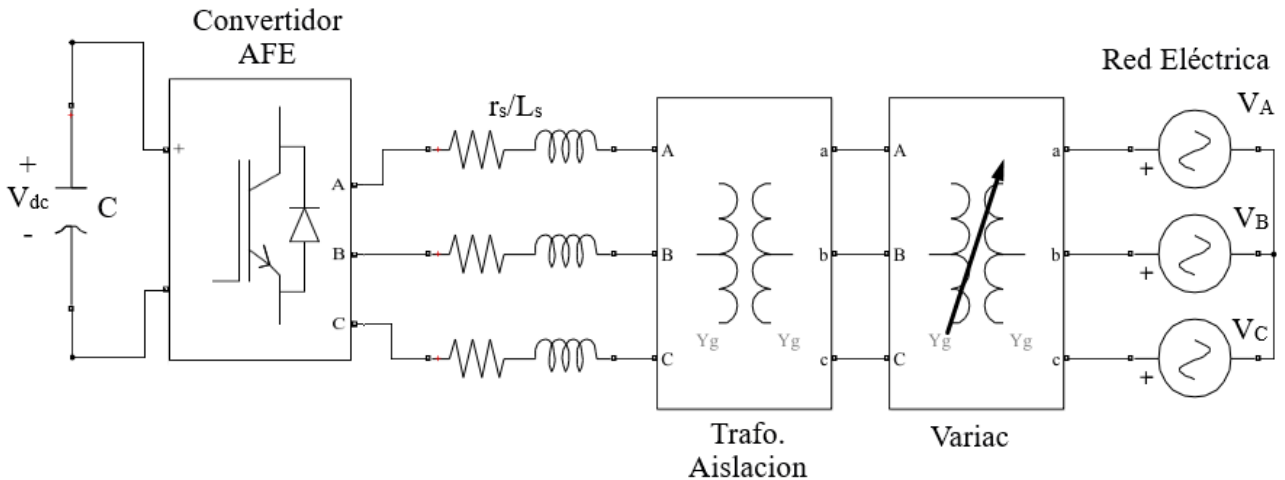


Fig. 61 “Circuito para prueba de control DC sin transferencia de potencia”

Fuente: Elaboración Propia.

A diferencia de la prueba anterior, se reemplazó la fuente DC por un capacitor de 2200 [uF] que se cargará hasta un valor predeterminado de voltaje para realizar las pruebas.

Respecto el control, a diferencia de la prueba anterior, se agrega un lazo de control en la componente d del control, que se encargará de controlar el voltaje del capacitor mediante los cambios de referencia de corriente d . Para los distintos niveles de voltaje DC, requeridos por el capacitor se obtendrán peaks de corriente que surgen para cargar el capacitor a su valor de referencia, cargado el capacitor la corriente del sistema completo se vuelve nula.

Específicamente, se tiene lo siguiente:

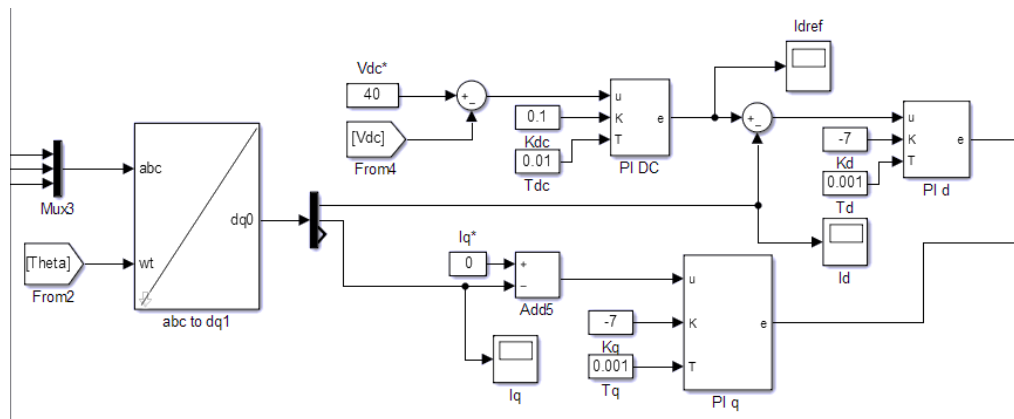


Fig. 62 “Diagrama de control implementado”

Fuente: Elaboración Propia.

La salida de los controladores de corriente sigue el esquema anterior de las simulaciones, que corresponde a los índices de modulación para cada componente rotatoria y así obtener los pulsos para

cada IGBT.

Al igual como sucede con la experiencia anterior, el PI de Voltaje DC se ajusta inicialmente con valores de simulación y, mientras transcurre la prueba, se realiza un ajuste fino para lograr una obtención de resultados de calidad en cuanto al control. Los valores a los cuales se ajustó el PI fueron los siguientes:

Tabla 13 “Valores de las Constantes del PI”

<i>Constante Proporcional PI DC</i>	<i>Constante Integrativa PI DC</i>
0.1	0.01

Fuente: *Elaboración Propia.*

Para los valores de las constantes integrativas y proporcionales de los controladores de corriente, se mantienen los valores de la prueba anterior. (Mostrados en Tabla 11).

Para las pruebas se ajustaron los siguientes valores de voltaje DC:

Tabla 14 “Puntos de Operación para Prueba de Control DC Sin Transferencia de Potencia”

<i>Instante</i>	<i>Voltaje de Referencia [V]</i>
T_0	35
T_1	45
T_2	55
T_3	65
T_4	50
T_5	40
T_6	35

Fuente: *Elaboración Propia.*

Gráficamente se obtiene lo siguiente:

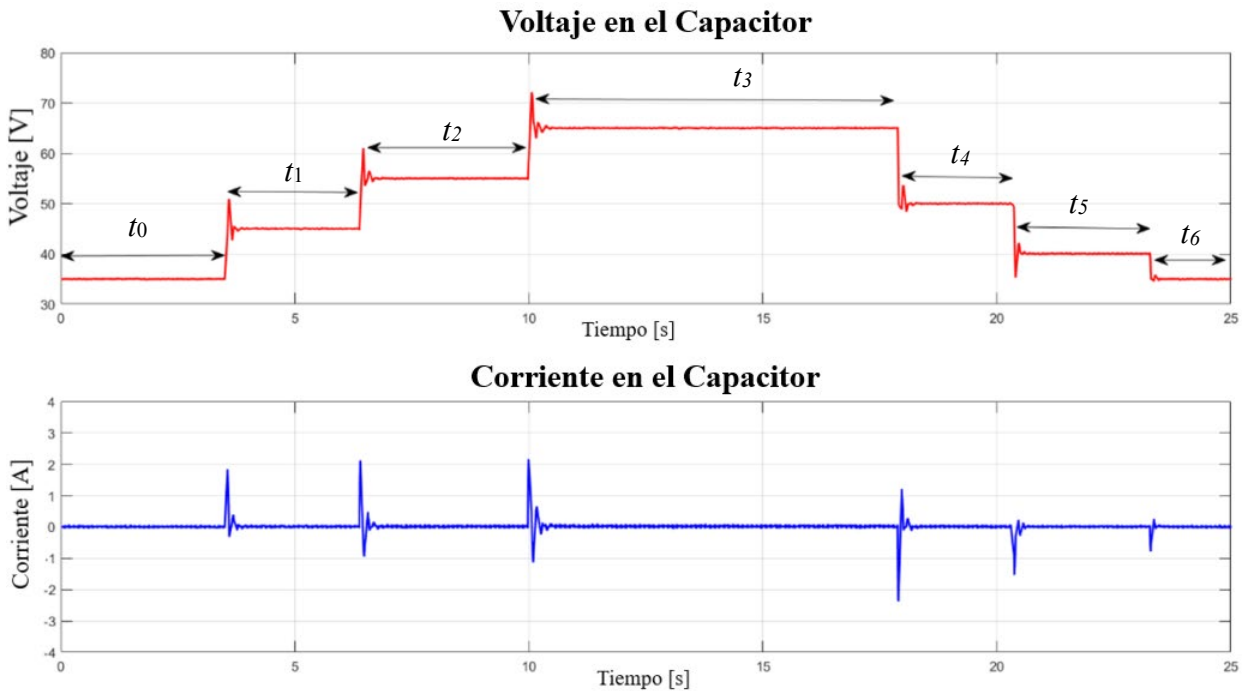


Fig. 63 “Comportamiento de voltaje DC y corriente en el capacitor”

Fuente: Elaboración Propia.

Los datos se extrajeron directamente de la plataforma de comunicación DSPACE® y fueron procesados mediante código en MATLAB®.

De la prueba se puede apreciar que el voltaje en el capacitor sigue correctamente la referencia dada, desde la interfaz de comunicación para cada valor de prueba. En específico se ajustaron cambios de voltaje de 10 [V]. Para estas condiciones el controlador fue capaz de tener un correcto desempeño, se nota un sobrepaso para cada cambio que ronda el 10% para los cambios en subida. Para cambios de referencia más elevados, se debe tener en consideración que la corriente peak demandada será más alta, por ende, la saturación del controlador de voltaje debe cambiar según las modificaciones plasmadas en el control, con el fin de limitar la corriente y mantener un margen de seguridad. Con esto se garantiza que en las condiciones dadas se controle el voltaje del capacitor conectado a la red eléctrica.

4.4.3 Control de voltaje DC en capacitor con transferencia de potencia

Para esta prueba se valida la operación completa del convertidor de potencia tipo AFE. La prueba considera, en la conexión de salida, una carga resistiva en serie con la fuente de voltaje DC. Esta resistencia provocará una caída de tensión que se reflejará luego en una corriente que fluye desde la fuente DC hacia el convertidor AFE y luego a la red. La siguiente figura representa el circuito

implementado para la prueba:

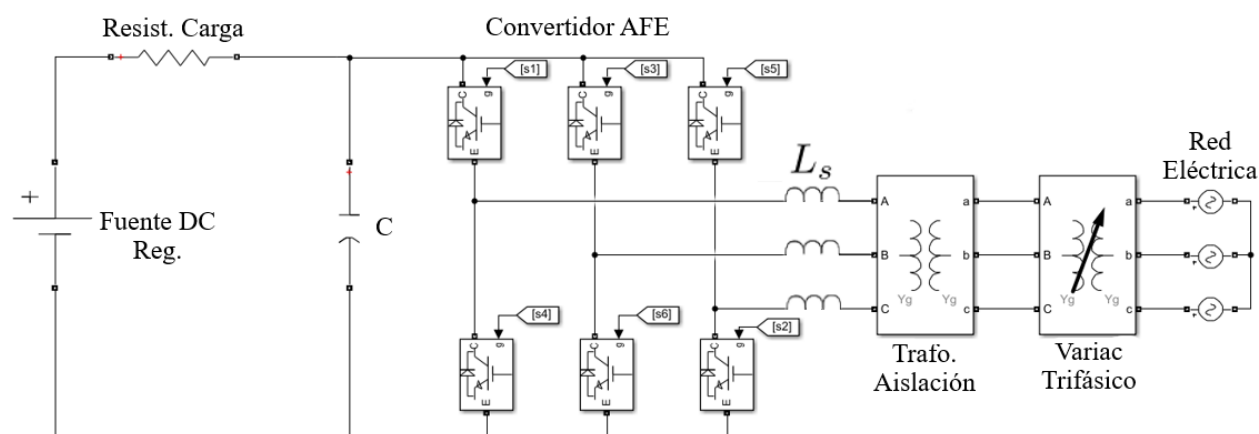


Fig. 64 “Circuito implementado para prueba de control de voltaje DC con inyección de potencia”

Fuente: Elaboración Propia.

Este nuevo circuito permite el flujo de corriente en ambas direcciones del sistema, es decir, hacia la fuente de voltaje DC y hacia la red eléctrica. Sin embargo, para tener un circuito más representativo respecto a los aerogeneradores, se tiene que la dirección del flujo de potencia es solo una, dado el rectificador a diodo que posee los aerogeneradores en su tablero de control, por lo que al circuito anterior se le implementará un diodo para que bloquee el flujo de corriente, en sentido desde la red eléctrica hacia la fuente, como se muestra a continuación:

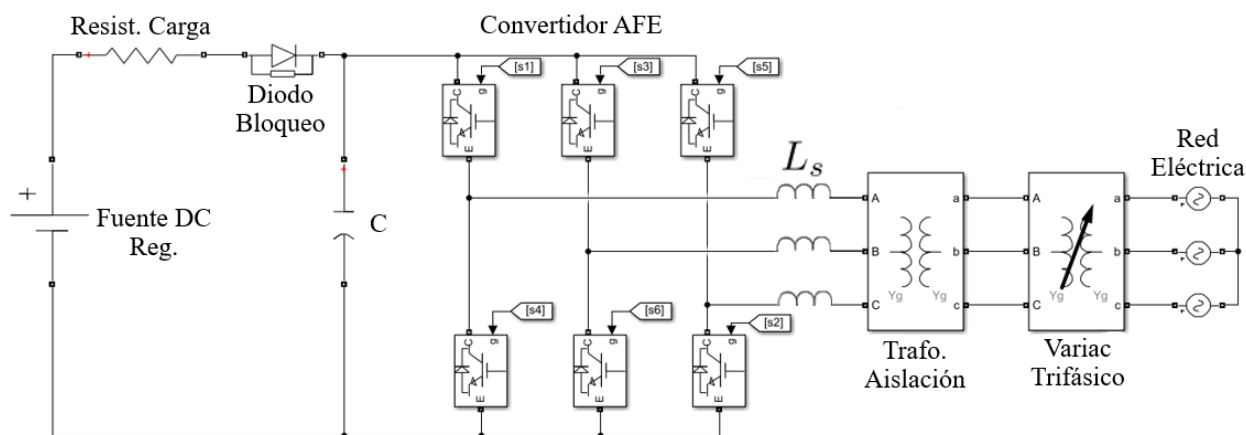


Fig. 65 “Circuito definitivo implementado”

Fuente: Elaboración Propia.

Experimentalmente el circuito contiene las siguientes conexiones:

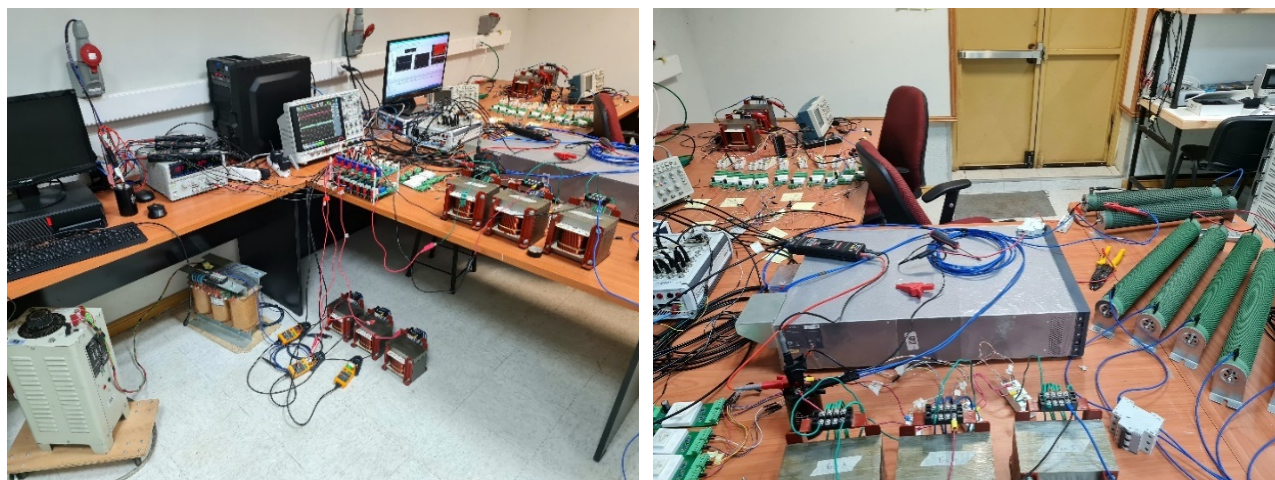


Fig. 66 “Circuito físico implementado”

Fuente: Elaboración Propia.

Las pruebas que se realizaron se detallan en la siguiente tabla:

Tabla 15 “Detalles Sobre Pruebas Implementadas”

Parámetros Instante	Voltaje en Fuente de Voltaje DC [V]	Voltaje en enlace DC [V]	Corriente Convertidor [A]	Corriente en Fuente Voltaje DC [A]
1	35	55	0.001	0.01
2	60	55	≈ -0.8	0.22
3	65	55	≈ -1.1	0.456
4	70	55	≈ -1.45	0.687
5	80	55	≈ 2	1.15

Fuente: Elaboración Propia.

Como se indica en la Tabla 15 el punto de operación del convertidor AFE es 55 [V]. Este nivel de voltaje es controlado por los diferentes PI del control del AFE, para voltajes en donde se sobrepase el punto de operación, el convertidor comenzará a operar inyectando la potencia proveniente desde la fuente DC hacia la red eléctrica. Para casos contrarios, en donde el voltaje sea menor al del punto de operación establecido, el control mantiene el voltaje del enlace y opera como si lo estuviese haciendo en la prueba anterior, donde la corriente que fluye por el convertidor de potencia es nula.

Respecto al comportamiento del voltaje DC en el enlace se tiene lo siguiente:

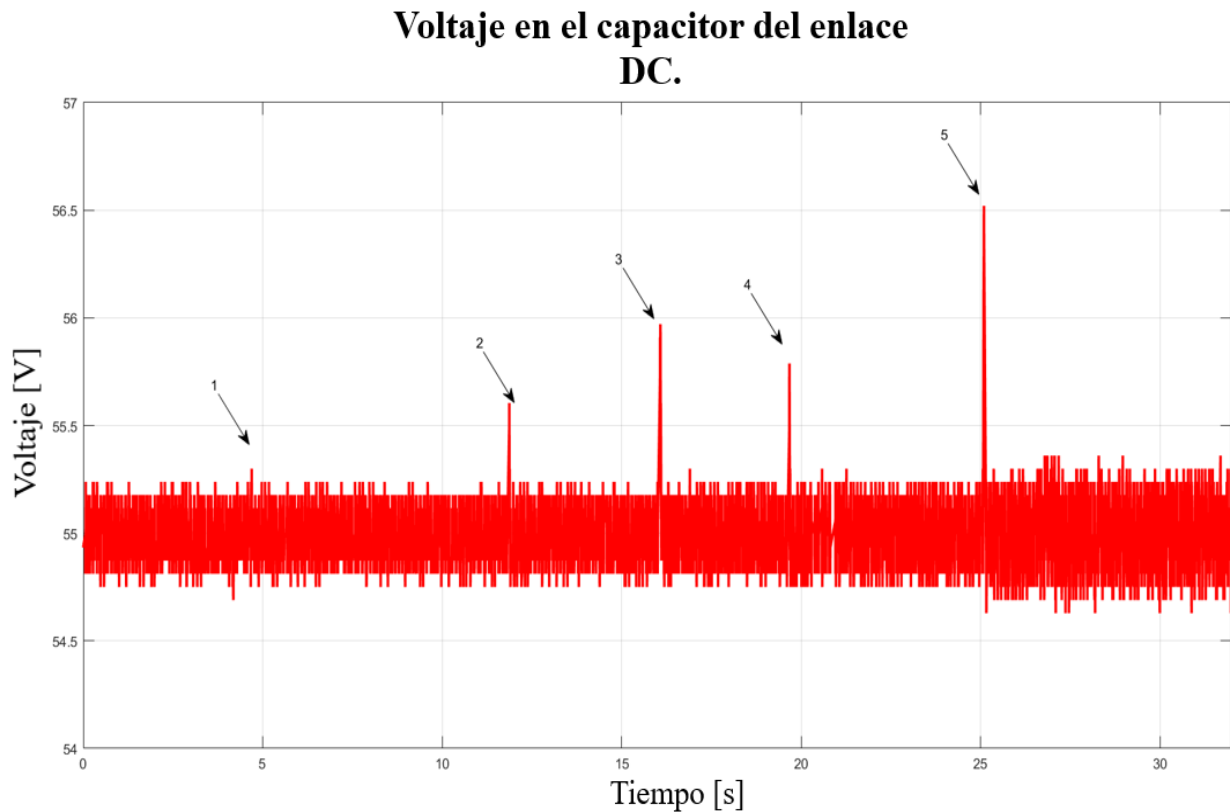


Fig. 67 “Comportamiento de voltaje en el capacitor del enlace DC”

Fuente: Elaboración Propia.

Se aprecia que el voltaje del enlace entre la fuente DC de voltaje y el convertidor, mantiene según lo impuesto por el lazo de control en todo momento. En caso de que el sistema no cumpla los requisitos de voltaje como en el instante 1 (Ver Tabla 15), donde claramente el voltaje que impone la fuente DC es menor al voltaje del enlace DC del lazo de control, aun así, el convertidor AFE mantiene un voltaje de enlace estable.

Como se mencionó anteriormente, las componentes rotatorias son representaciones continuas de señales sinusoidales. Para este caso se representa la corriente trifásica que está fluyendo por el convertidor de potencia para los distintos casos. Estas componentes quedan de la siguiente manera:

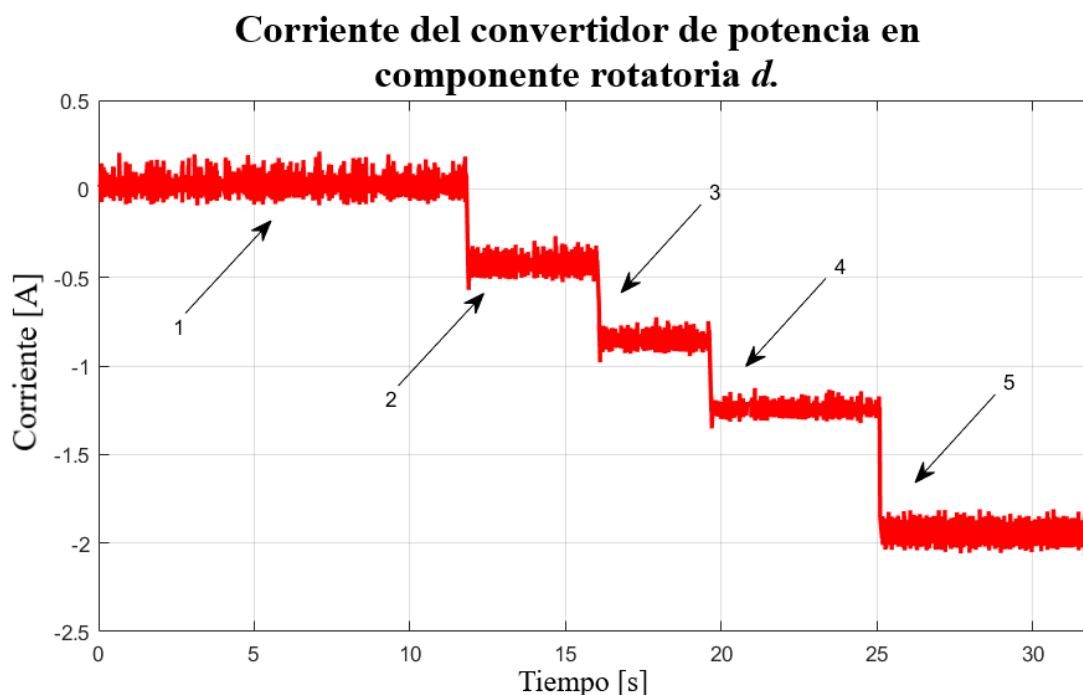
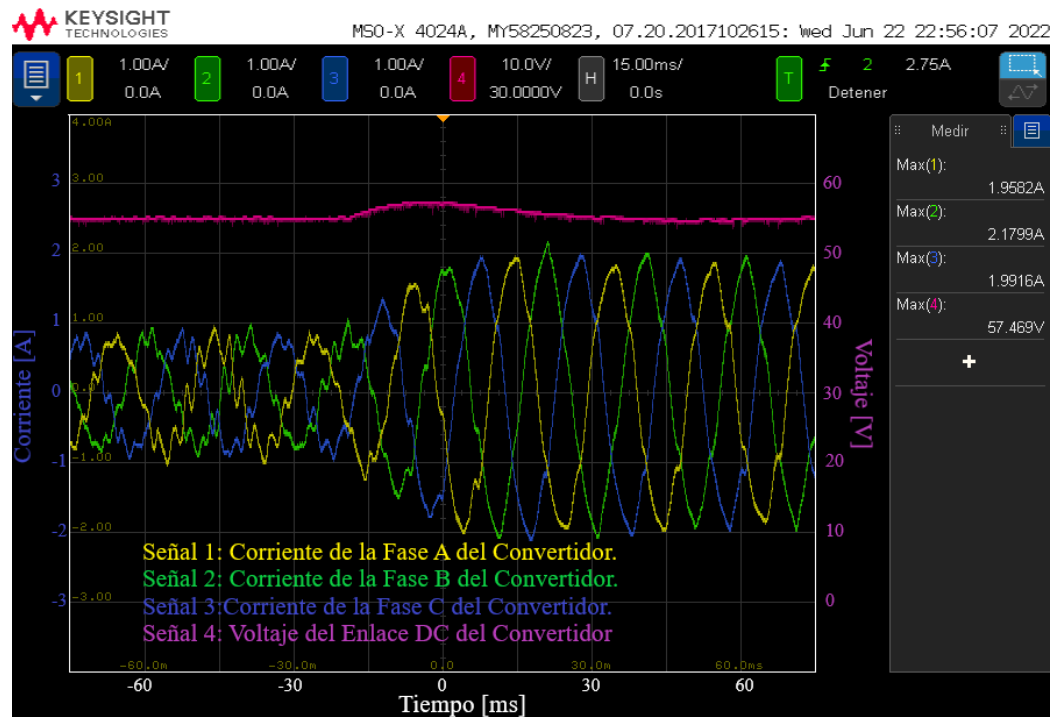


Fig. 68 “Corriente del sistema en componente d ”

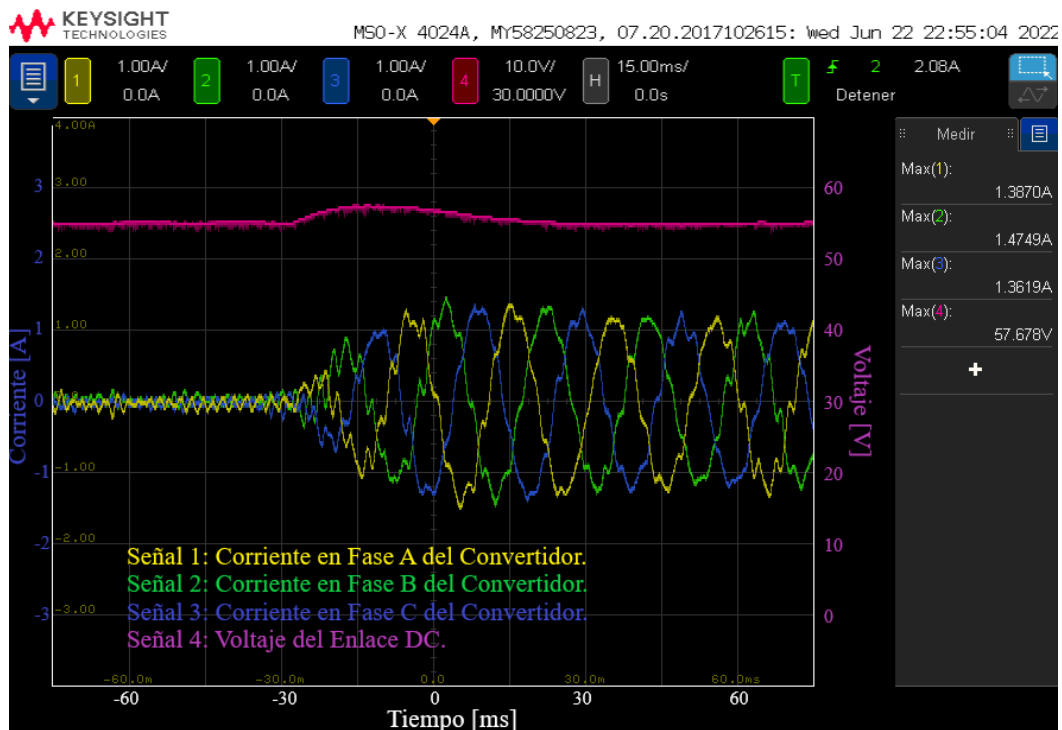
Fuente: Elaboración Propia.

Para el instante 1 el convertidor de potencia no está generando potencia dado que no se cumplen los requisitos mínimos de voltaje por parte de la fuente DC. Al existir un diodo en el circuito que representa un rectificador de diodo trifásico existente en la salida DC de los aerogeneradores dispuestos en la universidad, con esto la red eléctrica aporta la corriente necesaria solo para cargar el capacitor y, luego de esto, no existe requerimientos de corriente en el sistema, lo cual implica que la corriente sea nula. A medida que se aumenta el punto de operación de la fuente de voltaje DC, la corriente aumenta su magnitud, siendo capaz de generar un máximo cercano a 2 [A] para el último caso de voltaje.

La corriente trifásica capturada a la salida del convertidor de potencia tiene el siguiente comportamiento:



(a)



(b)

Fig. 69 “Comportamiento de la corriente en el convertidor de potencia y voltaje en el capacitor”

(a) Cambio referencia en fuente de voltaje DC 65 – 80 [V]. (b) Cambio referencia en fuente de voltaje DC 35 – 70 [V].

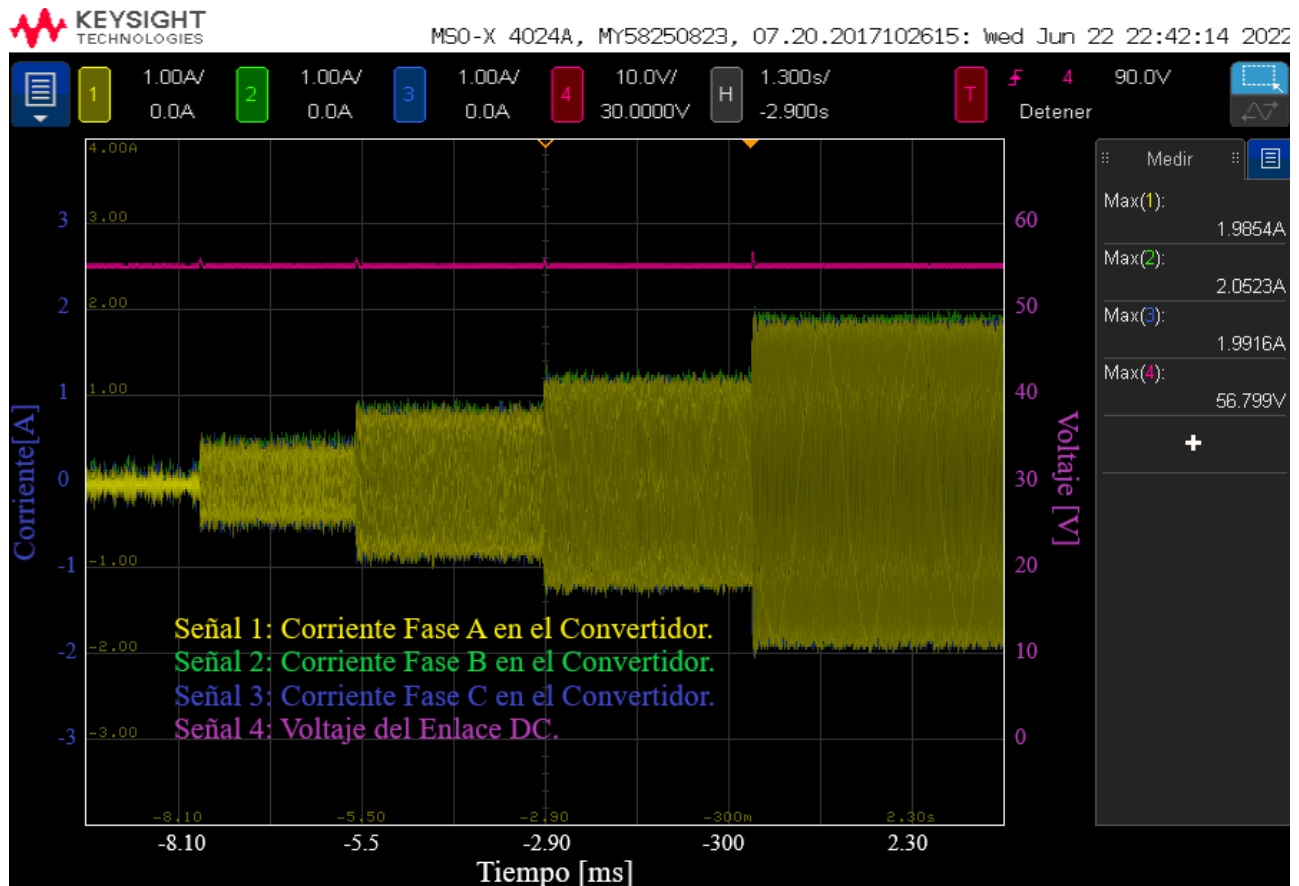


Fig. 70 “Corriente en el convertidor de potencia y voltaje en el capacitor durante cambios de referencias”

Fuente: Elaboración Propia.

Respecto a las diferentes referencias de la Fig. 69 (a) y (b), se puede apreciar el cambio de dinámica que ocurre cuando se cambia la referencia de voltaje en la fuente DC y cómo esta afecta directamente a la corriente que fluye por el convertidor de potencia.

En el primer caso Fig. 69 (a) el convertidor de potencia está operando por sobre el voltaje DC establecido en el control del convertidor lo que implica que está fluyendo una corriente AC de 1 [A] aproximadamente, en esta condición la corriente presenta distorsiones, como se aprecian a simple vista, esto ocurre por el punto de operación que se estableció y el índice de modulación del sistema. La condición expuesta indica que el convertidor está operando con un índice de modulación inferior al definido $m_d=0,8$ aprox. Luego del aumento del voltaje por parte de la fuente DC, se nota una mejora en cuanto a la distorsión de la corriente que fluye por el convertidor de potencia, esto indica una operación cercana al índice de modulación óptimo definido. Para comprender mejor la distorsión se puede ver la Fig. 69 (a).

Finalmente, el escenario completo se presenta en la Fig. 70 donde la corriente presenta

cambios de tipo escalón y aumenta acorde las referencias tomas en las pruebas. El voltaje en el capacitor se mantiene en el valor referenciado y no sufre cambios en estado estacionario.

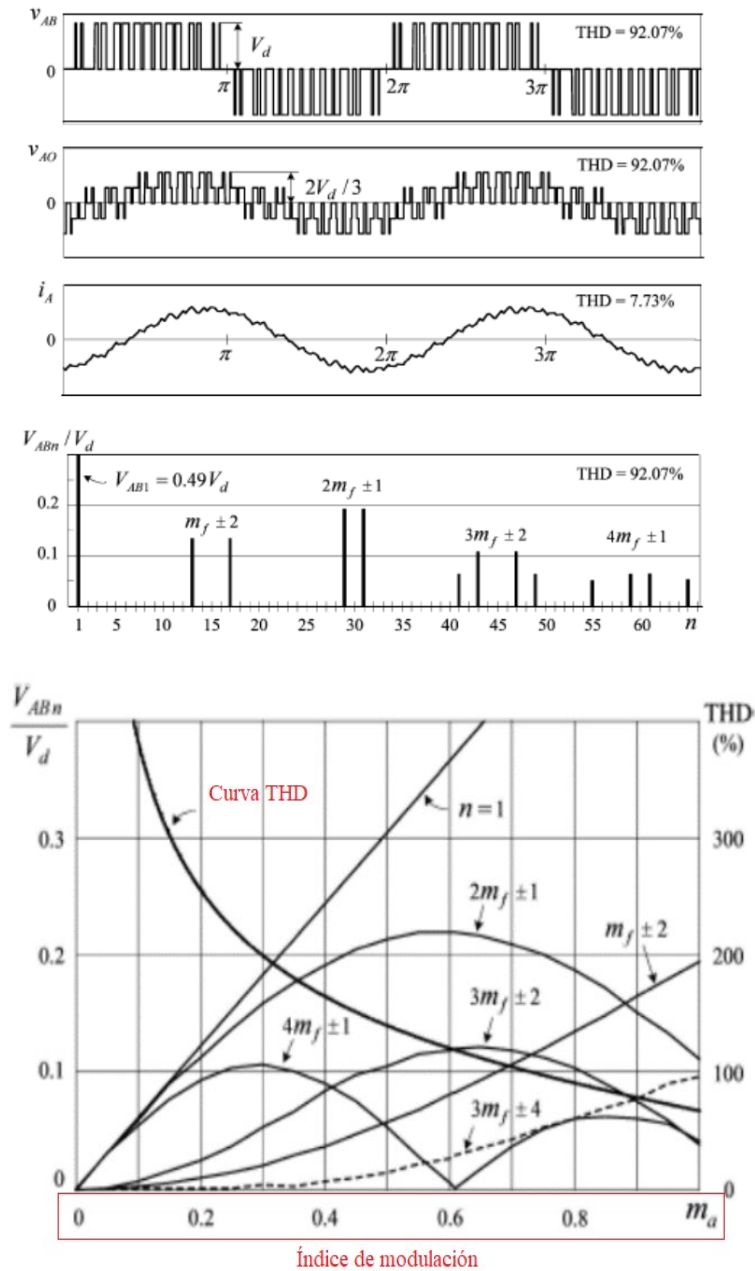


Fig. 71 “Distorsión armónica para modulación PWM”

Fuente: [2]

De la Fig. 71 se desprende que mientras menor sea el índice de modulación en amplitud este presentara mayores distorsiones, es decir, su THD de voltaje aumenta, como se muestra la Fig. 71. Con un valor cercano a los 0,8 en el índice de modulación se logra un valor de THD de voltaje aceptable con una relación de salida de voltaje cercano al 0,5 para $n=1$. En la Fig. 71 se aprecia en

detalle la operación con índice de modulación 0,8. En esta condición se obtiene un THD de corriente del orden del 7%,

Con esto se desprende que para rangos cercanos al punto de operación la calidad de la corriente que fluye por el convertidor de potencia no será de la mejor calidad, mientras que, para rangos de operación por encima del punto de operación, la calidad de la corriente mejorará en cuanto más se acerque al índice de modulación definido en la parametrización del convertidor.

Como se explica en el lazo de control del convertidor de potencia, la topología indica que para distintos requerimientos de voltaje DC en el enlace entre el convertidor y la fuente DC, existirán distintas corrientes de referencia, las que implican un cambio en el índice de modulación del sistema.

Finalmente, la corriente que fluye por el sistema queda determinada por el valor de la resistencia implementada y el voltaje de la fuente DC impuesto. Como se aprecia en el diagrama de la *Fig. 65* se puede conocer la corriente inyectada realizando un LVK entre la fuente DC regenerativa y el capacitor. Dicho LVK nos arroja la siguiente expresión de corriente:

$$i_r = \frac{V_{f,DC} - V_{cap}}{R}$$

Al conocer, tanto el voltaje de la fuente DC como el voltaje de referencia de operación del capacitor con una resistencia fija, es posible identificar la corriente que fluye en cada prueba realizada.

Capítulo 5. Conclusiones

5.1. Sumario

La implementación física del convertidor de potencia tipo AFE demandó la familiarización de diversos componentes de comunicación, entre los elementos como los IGBT's y su control.

Para esto se investigó el funcionamiento de la plataforma de comunicación y control Micro LabBox con su respectivo software y como estos interactúan con Simulink donde se estructura la obtención de los datos eléctricos y de control de PI.

Por un lado, respecto a los instrumentos de medición como la placa de medición de corriente y voltaje mencionada en el Capítulo 4.2, necesitó una calibración previa para ajustar las ganancias que poseen y así obtener datos con una alta precisión. Lo mismo ocurrió con los elementos Gate Drives, IGBT's, sensores de corriente, placa de medición, etc.

Con el conocimiento de operación de todos los elementos se implementaron los circuitos para las respectivas pruebas. Una vez armados los circuitos se pide la supervisión del profesor guía para verificar y evitar cualquier incidente. Este método de supervisión se utilizó para cada prueba implementada.

Terminadas las pruebas se obtienen los resultados tanto en capturas del osciloscopio como en grabaciones de datos en el software proporcionado por la DSPACE®.

5.2. Conclusiones

Respaldando las simulaciones realizadas del convertidor de potencia estudiado e implementado en laboratorio, se logró completar pruebas factibles sobre cómo opera este convertidor de potencia bajo situaciones de demandas específicas.

Respecto a los experimentos, se demostró la operación del convertidor de potencia con inyección hacia la red específicamente de una potencia relativamente baja por motivos de seguridad y por condiciones de prueba. Esta potencia eléctrica ronda los 100 [W] para la condición máxima de 80 [V] entregados por la fuente DC, que se muestra en la Fig. 70. En todo instante el voltaje del enlace DC mantiene un valor cercano al de referencia, con un error no mayor al 0,09% para un estado estacionario. Para el estado transitorio el valor de voltaje aumenta como es de esperar dado la dinámica del circuito, sin embargo, este no supera la brecha de los 57-58 [V] que corresponde a un 3% aproximado del valor de referencia de 55 [V].

Para escenarios correspondientes a valores de voltajes DC entregados por los aerogeneradores menores al valor de voltaje del enlace DC, se tiene que el convertidor no aporta inyección a la red eléctrica y, a su vez la red eléctrica aportara la energía suficiente solo para mantener cargado el capacitor, dado que al tener un rectificador tipo puente diodo no se permite el flujo de potencia eléctrica en dirección a los aerogeneradores.

En relación con la naturaleza de la corriente, se identifican armónicos para puntos de operación en donde el voltaje DC proporcionado por los aerogeneradores, está cercano al valor referenciado de voltaje para el convertidor de potencia. Esto se explica por la distorsión propia que genera utilizar una modulación PWM. Generalmente, cuando existe una gran distorsión de corriente se debe al valor del índice de modulación, es decir, es demasiado bajo respecto al punto de operación establecido como se explica en el Capítulo 2.4.

En comparación a las simulaciones expuestas sobre el convertidor de potencia existe una diferencia respecto al parámetro de entrada. Por un lado, en las simulaciones se realizaron cambios de velocidad en el aerogenerador lo que produce distintos voltajes en el rectificador y, el convertidor se satura para una variación de velocidad de un $\pm 10\%$ al punto de operación. Por otro lado, en la implementación el aerogenerador no tuvo un comportamiento óptimo respecto a la velocidad de rotación de las aspas, por lo que se decidió acoplar la fuente regenerativa de voltaje al convertidor de potencia en donde el parámetro que se modificó para las pruebas es el voltaje de la fuente regenerativa que representa el voltaje entregado por el aerogenerador en los terminales del rectificador. Esto arroja que el convertidor durante las simulaciones fue efectivo en un rango de velocidad $\pm 10\%$ al punto de operación y durante la implementación física del convertidor, este fue efectivo para variaciones de voltaje DC del orden $\pm 70\%$ respecto al punto de operación de voltaje DC.

Finalmente, el convertidor de potencia mostró un correcto desempeño en las pruebas realizadas en el laboratorio y se confirmó su capacidad para la transferencia de potencia eléctrica en rangos de voltajes superiores al valor de referencia establecido. Ante las constantes variaciones de voltaje, que son propias de los aerogeneradores, este tipo de topología de convertidor de potencia indica que es apto para su implementación en este tipo de escenarios de voltajes y potencia eléctrica variables

5.3. Trabajo Futuro

El convertidor, como se demostró, opera correctamente para distintos puntos de operación presentados en cada caso, sin embargo, tanto en simulaciones como en el desarrollo de laboratorio ocurre que, dado voltajes provenientes del lado DC o rectificado desde los aerogeneradores, es inferior

al punto de operación el sistema en un cierto porcentaje, este deja de inyectar potencia eléctrica. En esta condición se propone la implementación adicional de un convertidor *DC-Boost* para elevar el voltaje DC proveniente desde los aerogeneradores y tener una inyección de corriente en todo momento, aprovechando al máximo el convertidor de potencia implementado en el laboratorio. Esto ajustando el convertidor para la operación de los aerogeneradores a potencia nominal, ya que si este supera la velocidad nominal el aerogenerador se bloqueará y solo quedará ajustar el convertidor a la inyección de potencia en puntos de operación inferiores.

Un punto importante de tener en consideración es la posibilidad de realizar un estudio del viento en la zona que se ubican los aerogeneradores con el fin saber específicamente el máximo de voltaje que es capaz de operar el aerogenerador.

Bibliografía

- [1] Stephen J. Chapman, “*Máquinas Eléctricas*” Quinta edición 2012.
- [2] D. W. Hart, “*Electrónica de potencia*”, Edición 2002. Capítulo 4.
- [3] N. M. Salgado-Herrera, O. Anaya-Lara, D. Campos-Gaona, A. Medina-Rios, R. Tapia-Sanchez and J. R. Rodriguez-Rodriguez, "Active Front-End converter applied for the THD reduction in power systems," 2018 IEEE Power & Energy Society General Meeting (PESGM), 2018, pp. 1-5, doi: 10.1109/PESGM.2018.8586414.
- [4] X. Cai, Z. Zhang, L. Cai and R. Kennel, "Current balancing control of high power parallel-connected AFE with small current ripples," 2015 9th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE-ECCE Asia), 2015, pp. 624-630, doi: 10.1109/ICPE.2015.7167849.
- [5] C. Hou and P. Cheng, "Experimental Verification of the Active Front-End Converters Dynamic Model and Control Designs," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 26, no. 4, pp. 1112-1118, April 2011, doi: 10.1109/TPEL.2010.2097607.