



INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL

ESCUELA SUPERIOR DE INGENIERÍA MECÁNICA Y ELÉCTRICA

**SECCIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO E INVESTIGACIÓN
COORDINACIÓN DE INGENIERÍA ELÉCTRICA**

**DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN
TRANSFORMADOR DE FRECUENCIA VARIABLE
DE LABORATORIO**

TESIS

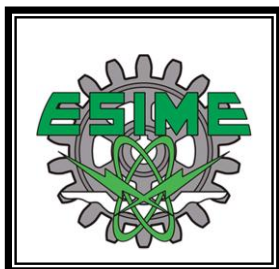
**QUE PARA OBTENER EL GRADO DE:
MAESTRO EN CIENCIAS
EN INGENIERÍA ELÉCTRICA**

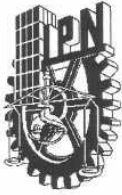
PRESENTA:

CÉSAR LORENZO VALDOVINOS RAMÍREZ

MÉXICO, D. F.

2016





INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL
SECRETARÍA DE INVESTIGACIÓN Y POSGRADO

SIP-14 BIS

ACTA DE REVISIÓN DE TESIS

En la Ciudad de México siendo las 16:00 horas del día 24 del mes de noviembre del 2016 se reunieron los miembros de la Comisión Revisora de la Tesis, designada por el Colegio de Profesores de Estudios de Posgrado e Investigación de E. S. I. M. E. para examinar la tesis titulada:

“DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN TRANSFORMADOR DE FRECUENCIA VARIABLE DE LABORATORIO”

Presentada por el alumno:

VALDOVINOS
Apellido paterno

RAMÍREZ
Apellido materno

CÉSAR LORENZO
Nombre(s)

Con registro:

B	1	4	0	8	6	0
---	---	---	---	---	---	---

aspirante de:

MAESTRO EN CIENCIAS EN INGENIERIA ELÉCTRICA

Después de intercambiar opiniones los miembros de la Comisión manifestaron **SU APROBACIÓN DE LA TESIS**, en virtud de que satisface los requisitos señalados por las disposiciones reglamentarias vigentes.

LA COMISIÓN REVISORA

Directores de tesis



DR. DANIEL RUIZ VEGA
Presidente



DR. FLORIBERTO ORTÍZ RODRÍGUEZ
Segundo Vocal



DR. DANIEL OLGUÍN SALINAS
Tercer Vocal



DR. FLORIBERTO ORTÍZ RODRÍGUEZ
Secretario



M. EN C. TOMAS IGNACIO ASIAÍN OLIVARES



DR. JAIME JOSÉ RODRÍGUEZ RIVAS

EL PRESIDENTE DEL COLEGIO



DR. MIGUEL TOLEDO VELÁZQUEZ





INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL
SECRETARÍA DE INVESTIGACIÓN Y POSGRADO

CARTA CESIÓN DE DERECHOS

En la Ciudad de México, D.F. el día 28 del mes de Noviembre del año 2016, el que suscribe, César Lorenzo Valdovinos Ramírez, alumno del Programa de Maestría en Ciencias en Ingeniería Eléctrica, con número de registro B140860, adscrito a la Sección de Estudios de Posgrado e Investigación de la ESIME-Zacatenco del IPN, manifiesta que es el autor intelectual del presente trabajo de Tesis bajo la dirección de los Doctores Daniel Ruiz Vega y Floriberto Ortiz Rodríguez y cede los derechos del trabajo titulado Diseño y Construcción de un Transformador de Frecuencia Variable de Laboratorio, al Instituto Politécnico Nacional para su difusión, con fines académicos y de investigación.

Los usuarios de la información no deben reproducir el contenido textual, gráficas o datos del trabajo sin el permiso expreso del autor y/o directores del trabajo. Este puede ser obtenido escribiendo a las siguientes direcciones **ing.cvaldovinos@gmail.com**, **drv_liege@yahoo.com** y **betoor@hotmail.com**. Si el permiso se otorga, el usuario deberá dar el agradecimiento correspondiente y citar la fuente del mismo.

César Lorenzo Valdovinos Ramírez

RESUMEN

El Transformador de Frecuencia Variable (*VFT*) es el más reciente elemento que puede ser clasificado dentro de los sistemas flexibles de transmisión de corriente alterna (*FACTS* por sus siglas en Inglés) y es un dispositivo bidireccional que permite transferir potencia entre dos sistemas, independientemente si son síncronos o no. Además, tiene una construcción similar a las máquinas de inducción de rotor devanado, por lo que es posible regular la potencia activa que pasa a través de él ajustando el ángulo relativo del rotor con respecto al estator mediante un primo motor de CD.

Solo se cuenta con tres aplicaciones en el mundo de este dispositivo, y una de ellas se encuentra en el Sistema Interconectado Nacional (*SIN*). Es por eso que es de gran importancia conocer su funcionamiento y desarrollar modelos que se puedan emplear en simulaciones digitales para análisis del tipo económico, planeación y operación del sistema.

En este trabajo de tesis se diseña y construye un *VFT* de laboratorio con control de potencia activa, el cual se implementó utilizando un motor de inducción de rotor devanado que se encuentra acoplado a una máquina de CD compuesta. Se determinaron mediante pruebas convencionales los parámetros del modelo de la máquina de inducción, validando su comportamiento como motor; sin embargo, para que los resultados del modelo operando como *VFT* se parecieran los valores medidos de manera experimental, se propone una corrección en la determinación de los parámetros, que proporciona buenos resultados cuando se opera como *VFT* en vacío y aislando dos sistemas.

El sistema rotatorio se opera como canal *VFT*, permitiendo analizar sus modos de operación de manera experimental y bajo simulaciones digitales; posteriormente se construye un sistema de adquisición y distribución de señales que se emplea para monitorear las variables relevantes en el canal y controlar el flujo de potencia a través de la máquina. Un control clásico PI es empleado en la transferencia de potencia, el cual se somete a diversas condiciones de operación para verificar su correcto funcionamiento. Una característica de importancia que se implementó en este trabajo es una función de sintonización automática del controlador en línea, la cual emplea como valores iniciales los obtenidos mediante una sintonización manual fina.

ABSTRACT

The Variable Frequency Transformer (*VFT*) is the latest element that can be classified within the Flexible AC Transmission Systems (*FACTS*), and is a bidirectional device that allows transferring power between two systems, regardless whether they are synchronous or not. It has a construction similar to the one of a wound rotor induction machine and this makes it possible to control the active power flowing through it by adjusting the relative angle between the rotor and the stator, using a DC prime mover motor.

There are only three applications of this device in the world, and one of them is installed in the Mexican National Interconnected System (NIS). This is why it is of great importance to know its operation, and to develop models that can be used in digital simulations to perform the economic, planning and operation analysis of the system.

In this thesis work a laboratory *VFT* is designed and built with an active power control, which was implemented using a wound rotor induction motor that is coupled with a compound DC machine. The induction machine model parameters were determined by the conventional tests, which were validated considering the motor operation of the machine; however, a correction of the parameters was proposed, to be able to reproduce the experimental measurements of the device using the model when the *VFT* operated unloaded or isolating two power systems.

The *VFT* was finally operated as a channel, interconnecting two synchronous systems, allowing analyzing all its operating modes by means of experimental and digital simulations; later, a system for the acquisition and distribution of signals were developed in order to monitor the most relevant variables of the system and to control the power flow through the *VFT*. A classical Proportional Integral (PI) control is employed to regulate the active power flow and it is subjected to various operating conditions to verify its correct performance. One important feature that was implemented to the control of the *VFT* was an on-line automating autotuning function, which uses the parameters obtained in a manual fine tuning as initial values for this process.

DEDICATORIA

A mi familia y mi esposa

Dedico la presente como agradecimiento al apoyo brindado durante estos años de estudio y como un reconocimiento de gratitud al haber finalizado mi maestría y con la promesa de seguir siempre adelante.

*"Hay una fuerza motriz más poderosa que el vapor, la electricidad y la energía atómica:
la voluntad"*

Albert Einstein

AGRADECIMIENTOS

A mi familia

Que siempre ha confiado en mí y me ha dado su apoyo incondicional para realizar todas las metas que me he propuesto, porque cada uno de los miembros de mi familia ha impreso en mí un sello que me ha formado en la persona que soy el día de hoy.

A mi esposa

Le agradezco infinitamente todo el apoyo y paciencia que me ha brindado durante todos estos años de estudio, así como el amor incondicional que siempre ha sido el motor que me impulsa a seguir adelante.

A mis asesores

Les agradezco el conocimiento brindado durante la realización de este trabajo, así como la paciencia otorgada e innumerables horas de su tiempo.

Al M. en C. Tomás Ignacio Asiaín Olivares

Que sin ser mi asesor contribuyo con innumerables horas de su tiempo en el trabajo de laboratorio, así como con una gran cantidad de ideas que se tomaron en cuenta en este trabajo.

Al M. en C. Alejandro Villegas Ortega

Por haber colaborado con algunas funciones iniciales de *LabVIEW®*, que sirvieron para desarrollar las funciones de control y monitoreo finales del *VFT*.

A mis amigos

Por apoyarme si tenían la posibilidad con ideas para este trabajo o momentos de su valioso tiempo y por todas las vivencias que nos llevaron en algún momento a perder la coordura.

Al Instituto Politécnico Nacional

Por haberme dado la oportunidad de realizar mis estudios a nivel medio superior, superior y posgrado dentro de sus instalaciones. Además por su apoyo económico con la Beca de Estímulo Institucional de Formación de Investigadores (BEIFI) del proyecto SIP 20160544 y la beca institucional del último semestre.

Al CONACyT

Por su apoyo económico por medio de la beca de estudios de posgrado para realizar mis estudios de maestría.

CONTENIDO

Página

RESUMEN	VII
ABSTRACT	IX
DEDICATORIA	XI
AGRADECIMIENTOS	XIII
CONTENIDO	XV
LISTA DE FIGURAS	XIX
LISTA DE TABLAS	XXVII
GLOSARIO	XXXI
CAPÍTULO 1: INTRODUCCIÓN	1
1.1 INTRODUCCIÓN	1
1.2 ANTECEDENTES	3
1.2.1 Trabajos relevantes acerca del VFT	6
1.2.2 Tesis realizadas en la SEPI ESIME-Zacatenco relacionadas con los VFT	7
1.2.3 Tesis realizadas en la SEPI ESIME-Zacatenco relacionadas con sistemas de monitoreo y control con LabVIEW®	8
1.3 OBJETIVO	8
1.4 JUSTIFICACIÓN	8
1.5 LIMITACIONES Y ALCANCES	14
1.6 APORTACIONES	14
1.5 CONTENIDO DE LA TESIS	15
CAPÍTULO 2: MODELO Y DETERMINACIÓN DE LOS PARÁMETROS DEL TRANSFORMADOR DE FRECUENCIA VARIABLE	17
2.1 INTRODUCCIÓN	17
2.2 MODELO DE LA MÁQUINA DE INDUCCIÓN DE ROTOR DEVANADO	18
2.2.1 Modelo matemático	19
2.3 DETERMINACIÓN DE PARÁMETROS	28
2.3.1 Parámetros eléctricos de la máquina de inducción	30
2.3.2 Determinación de la constante de inercia	34
2.3.3 Circuito equivalente de la máquina	37
CAPÍTULO 3: MODOS DE OPERACIÓN DEL TRASFORMADOR DE FRECUENCIA VARIABLE	39
3.1 INTRODUCCIÓN	39
3.2 SISTEMA DE PRUEBA	42
3.2.1 Equipos y configuración del sistema	44
3.3 OPERACIÓN DE LA MÁQUINA DE INDUCCIÓN COMO MOTOR	47
3.3.1 Sistema experimental de prueba	47
3.3.2 Resultados experimentales	48
3.3.3 Simulación digital	48
3.3.4 Discusión de resultados	50
3.4 OPERACIÓN DEL VFT EN VACÍO	51
3.4.1 Sistema experimental de prueba	52

	Página
3.4.2 Resultados experimentales	52
3.4.3 Simulación digital.....	53
3.4.4 Discusión de resultados.....	56
3.5 OPERACIÓN ASÍNCRONA DEL VFT AISLANDO DOS SISTEMAS DE POTENCIA	56
3.5.1 Sistema experimental de prueba.....	57
3.5.2 Resultados experimentales	57
3.5.3 Simulación digital.....	58
3.5.4 Discusión de resultados.....	62
3.6 OPERACIÓN DEL VFT CON TRANSFERENCIA DE POTENCIA ACTIVA	63
3.6.1 Sistema experimental de prueba.....	63
3.6.2 Resultados experimentales	65
3.6.3 Simulación digital.....	70
3.6.4 Discusión de resultados.....	71
3.7 CARACTERÍSTICAS PRINCIPALES DE LA MÁQUINA DE INDUCCIÓN OPERANDO COMO VFT	73
CAPÍTULO 4: ESPECIFICACIONES DE DISEÑO DEL SISTEMA DE CONTROL Y MEDICIÓN DEL TRANSFORMADOR DE FRECUENCIA VARIABLE	75
4.1 INTRODUCCIÓN	75
4.1.1 Estructura general del transformador de frecuencia variable	75
4.2 HARDWARE DEL SISTEMA.....	76
4.2.1 Elementos de adquisición de señales.....	77
4.2.2 Etapa de potencia de la máquina de CD	82
4.2.3 FPGA y módulos de adquisición y distribución de señales	84
4.3 SOFTWARE DEL SISTEMA	85
4.3.1 Programación del FPGA.....	85
4.3.2 Programación en el RTOS.....	89
4.3.3 Programa fuera de línea.....	104
CAPÍTULO 5: PRUEBAS EXPERIMENTALES	109
5.1 INTRODUCCIÓN	109
5.2 PRUEBAS DE ADQUISICIÓN DE SEÑALES	110
5.3 PRUEBAS DE LA DISTRIBUCION DE SEÑALES	115
5.4 PRUEBAS AL SISTEMA COMPLETO	118
5.5 PRUEBAS DEL CONTROL DE POTENCIA ACTIVA EN UNA CONEXIÓN SINCRONA	123
5.5.1 Sintonización del control PI	123
5.5.2 Control de potencia de rotor a estator	127
5.5.3 Control de potencia de estator a rotor	132
5.5.4 Sintonización automática en línea.....	136
5.6 ELEMENTOS EMPLEADOS EN EL LABORATORIO	145
CAPÍTULO 6: CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES PARA TRABAJOS FUTUROS.....	147
6.1 CONCLUSIONES	147
6.2 APORTACIONES	149
6.3 RECOMENDACIONES PARA TRABAJOS FUTUROS	150
REFERENCIAS	153
APÉNDICE A ENTORNO DE DESARROLLO LABVIEW®	159
A.1 INTRODUCCIÓN.....	159
A.2 ENTORNO DE DESARROLLO.....	159
A.2.1 Componentes de un VI	159
A.2.2 Componentes de un proyecto	160
A.3 CONFIGURACIÓN DE LOS MÓDULOS EMPLEADOS	162
A.4 CÓDIGO COMPLETO DE LA APLICACIÓN EN EL RTOS.....	167
A.5 CÓDIGO COMPLETO DE LA APLICACIÓN FUERA DE LÍNEA.....	169

APÉNDICE B ESPECIFICACIONES DE LOS SENSORES E INSTRUMENTOS EMPLEADOS	171
B.1 INTRODUCCIÓN	171
B.2 ESPECIFICACIONES DE LOS SENSORES DEL SISTEMA	171
<i>B.2.1 Sensor de tensión</i>	171
<i>B.2.2 Sensor de corriente</i>	172
<i>B.2.3 Sensor inductivo</i>	173
B.3 OSCILOSCOPIO TDS2014C DE TEKTRONIX	174
B.4 FUENTE DE PRUEBA ARTES 300 DE KoCos	175
APÉNDICE C REGLAS DE ZIEGLER-NICHOLS PARA SINTONIZAR CONTROLADORES PID .	177
C.1 INTRODUCCIÓN	177
C.2 METODOS DE SINTONIZACIÓN	177
C.3 FORMULAS DE SINTONIZACION DE LABVIEW®	181
C.4 PROGRAMA DESARROLLADO EN MATLAB®	182

LISTA DE FIGURAS

Página

FIG.1.1 ESTRUCTURA DEL <i>VFT</i> (ADAPTADA DE [GAGNON ET AL., 2006]).	1
FIG.1.2 ESTRUCTURA DEL <i>VFT</i> DE LAREDO (ADAPTADA DE [PRATICO ET AL., 2007]).	2
FIG.1.3 LOCALIZACIÓN FÍSICA DE LAS DIFERENTES ÁREAS DEL SIMULADOR EXPERIMENTAL EN LOS LABORATORIOS PESADOS II DE ESIME-ZACATENCO (ADAPTADO DE [RUIZ ET AL., 2007]). SE RESALTAN EN NEGRITAS LOS NOMBRES DE LAS ÁREAS EN LAS QUE LOS GENERADORES CUENTAN CON CONTROLES DE EXCITACIÓN Y FRECUENCIA.	9
FIG.1.4 GENERADORES DEL SIMULADOR EXPERIMENTAL CON CONTROLES DE EXCITACIÓN Y FRECUENCIA.	10
FIG.1.5 IDEA GENERAL DEL SIMULADOR EXPERIMENTAL DE SISTEMAS DE POTENCIA IMPLEMENTANDO UNA MICRORRED INTERCONECTADA CON LA RED ELÉCTRICA DE <i>CFE</i> .	13
FIG.1.6 MÁQUINA DE INDUCCIÓN DE ROTOR DEVANADO DE 3.0 kW.	13
FIG.2.1 MÁQUINA DE INDUCCIÓN IDEALIZADA SIMÉTRICA DE DOS POLOS Y CONEXIÓN ESTRELLA (ADAPTADA DE [KRAUSE ET AL., 2013]).	18
FIG.2.2 RELACIÓN ENTRE LOS EJES DEL ROTOR Y LOS EJES <i>dq</i> , DONDE EL EJE <i>q</i> ADELANTA AL EJE <i>d</i> 90° (ADAPTADA DE [KRAUSE ET AL., 2013]).	24
FIG.2.3 CIRCUITO EQUIVALENTE DEL EJE EN CUADRATURA DEL MODELO DE LA MÁQUINA INDUCCIÓN (ADAPTADA DE [KRAUSE ET AL., 2013]).	26
FIG.2.4 CIRCUITO EQUIVALENTE DEL EJE DIRECTO DEL MODELO DE LA MÁQUINA INDUCCIÓN (ADAPTADA DE [KRAUSE ET AL., 2013]).	26
FIG.2.5 CIRCUITO EQUIVALENTE DEL EJE CERO DEL MODELO DE LA MÁQUINA INDUCCIÓN (ADAPTADA DE [KRAUSE ET AL., 2013]).	27
FIG.2.6 CIRCUITO EQUIVALENTE EN ESTADO ESTABLE DE LA MÁQUINA DE INDUCCIÓN (ADAPTADA DE [KRAUSE ET AL., 2013]).	29
FIG.2.7 CIRCUITO EQUIVALENTE EN ESTADO ESTABLE DEL MOTOR DE INDUCCIÓN (ADAPTADA DE [RUIZ, 1996]).	30
FIG.2.8 CIRCUITO PARA LA PRUEBA DE VACÍO (ADAPTADA DE [CHAPMAN, 2000]).	31
FIG.2.9 CIRCUITO RESULTANTE DE LA PRUEBA DE VACÍO (ADAPTADA DE [RUIZ, 1996]).	32
FIG.2.10 CIRCUITO PARA LA PRUEBA DE ROTOR BLOQUEADO (ADAPTADA DE [CHAPMAN, 2000]).	33
FIG.2.11 CIRCUITO RESULTANTE DE LA PRUEBA DE ROTOR BLOQUEADO (ADAPTADA DE [RUIZ, 1996]).	33
FIG.2.12 ARREGLO EN LA CONEXIÓN PARA OPERAR LA MÁQUINA COMO MÁQUINA SÍNCRONA.	35
FIG.2.13 CURVA DE VELOCIDAD ANTE LA PRUEBA DE RECHAZO DE CARGA DE POTENCIA ACTIVA DE LA MÁQUINA DE INDUCCIÓN, OPERANDO COMO MÁQUINA SÍNCRONA.	36
FIG.2.14 POTENCIA DURANTE LA PRUEBA DE RECHAZO DE CARGA DE POTENCIA ACTIVA DE LA MÁQUINA DE INDUCCIÓN, OPERANDO COMO MÁQUINA SÍNCRONA.	37
FIG.2.15 CIRCUITO EQUIVALENTE PARAMETRIZADO DE LA MÁQUINA DE PRUEBA, EMPLEANDO LA PRUEBA DE ROTOR BLOQUEADO A 15 HZ.	38
FIG.2.16 CIRCUITO EQUIVALENTE PARAMETRIZADO DE LA MÁQUINA DE PRUEBA, EMPLEANDO LA PRUEBA DE ROTOR BLOQUEADO A 10.16 HZ.	38

FIG.3.1 CIRCUITO ELÉCTRICO EQUIVALENTE MODIFICADO EN ESTADO ESTABLE DE LA MÁQUINA DE INDUCCIÓN (ADAPTADA DE [ABAD ET AL., 2011]).....	39
FIG.3.2 BALANCE DE POTENCIAS EN LA MÁQUINA DE INDUCCIÓN (ADAPTADA DE [ABAD ET AL., 2011]).	40
FIG.3.3 REPRESENTACIÓN DE LOS MODOS DE OPERACIÓN EN LA MÁQUINA DE INDUCCIÓN (ADAPTADA DE [ABAD ET AL., 2011]).....	41
FIG.3.4 COMPONENTES BÁSICOS DE UN CANAL <i>VFT</i> (ADAPTADA DE [MARCZEWSKI, 2007A]).....	43
FIG.3.5 SISTEMA <i>VFT</i> EMBEBIDO EN UN SISTEMA DE POTENCIA, CONEXIÓN SÍNCRONA (ADAPTADA DE [MARCZEWSKI, 2007A]).....	43
FIG.3.6 SISTEMA <i>VFT</i> ENTRE DOS SISTEMAS ASÍNCRONOS (ADAPTADA DE [MARCZEWSKI, 2007A]).	44
FIG.3.7 SISTEMA EXPERIMENTAL DE LABORATORIO.	44
FIG.3.8 TABLERO DEL SISTEMA EXPERIMENTAL DEL LABORATORIO.	45
FIG.3.9 SISTEMA DE GENERACIÓN AISLADO DE LABORATORIO.	46
FIG.3.10 DRIVE DEL PRIMO MOTOR DEL SISTEMA DE GENERACIÓN DE LABORATORIO.	46
FIG.3.11 CIRCUITO DE UNA MÁQUINA DE INDUCCIÓN DE ROTOR DEVANADO COMO MOTOR.	47
FIG.3.12 SISTEMA EXPERIMENTAL DE PRUEBA EN MODO MOTOR.....	48
FIG.3.13 DIAGRAMA DE SIMULACIÓN DE LA MÁQUINA DE INDUCCIÓN COMO MOTOR.....	49
FIG.3.14 FORMAS DE ONDA EN LOS DEVANADOS DEL ESTATOR DURANTE LA OPERACIÓN DE LA MÁQUINA COMO MOTOR.	50
FIG.3.15 MEDICIONES DE LA VELOCIDAD Y LA CORRIENTE I_D DEL ROTOR DURANTE LA OPERACIÓN DE LA MÁQUINA COMO MOTOR.....	50
FIG.3.16 CIRCUITO DE UNA MÁQUINA DE INDUCCIÓN DE ROTOR DEVANADO OPERANDO COMO <i>VFT</i> EN VACÍO.....	51
FIG.3.17 SISTEMA EXPERIMENTAL DE PRUEBA OPERANDO LA MÁQUINA DE INDUCCIÓN COMO <i>VFT</i> EN VACÍO.....	52
FIG.3.18 DIAGRAMA DE SIMULACIÓN DE LA MÁQUINA DE INDUCCIÓN COMO <i>VFT</i> EN VACÍO.	54
FIG.3.19 FORMAS DE ONDA EN LOS DEVANADOS DEL ESTATOR DURANTE LA OPERACIÓN DE LA MÁQUINA COMO <i>VFT</i> EN VACÍO.	54
FIG.3.20 FORMAS DE ONDA EN LOS DEVANADOS DEL ROTOR DURANTE LA OPERACIÓN DE LA MÁQUINA COMO <i>VFT</i> EN VACÍO.....	55
FIG.3.21 COMPORTAMIENTO DE LA VELOCIDAD Y FRECUENCIA DEL ROTOR DURANTE LA OPERACIÓN DE LA MÁQUINA COMO <i>VFT</i> EN VACÍO.	55
FIG.3.22 SISTEMA EXPERIMENTAL DE PRUEBA OPERANDO LA MÁQUINA DE INDUCCIÓN COMO <i>VFT</i> AISLANDO DOS SISTEMAS DE POTENCIA.	57
FIG.3.23 DIAGRAMA DE SIMULACIÓN DE LA MÁQUINA DE INDUCCIÓN COMO <i>VFT</i> AISLANDO DOS SISTEMAS DE POTENCIA.	59
FIG.3.24 FORMAS DE ONDA DEL SISTEMA 1 EN LOS DEVANADOS DEL ESTATOR ANTES Y DESPUÉS DE LA INTERCONEXIÓN A TRAVÉS DEL <i>VFT</i>	60
FIG.3.25 FORMAS DE ONDA EN LOS DEVANADOS DEL ROTOR ANTES Y DESPUÉS DE LA INTERCONEXIÓN A TRAVÉS DEL <i>VFT</i>	60

	Página
FIG.3.26 FORMAS DE ONDA DEL SISTEMA 2 ANTES Y DESPUÉS DE LA INTERCONEXIÓN A TRAVÉS DEL <i>VFT</i> .	60
FIG.3.27 FORMAS DE ONDA DEL ÁNGULO Y VELOCIDAD DEL ROTOR ANTES Y DESPUÉS DE LA INTERCONEXIÓN A TRAVÉS DEL <i>VFT</i> .	61
FIG.3.28 MOMENTO DEL CIERRE DEL INTERRUPTOR DE SINCRONIZACIÓN (TENSIONES INICIALMENTE SEPARADAS 10°).	61
FIG.3.29 SISTEMA EXPERIMENTAL DE PRUEBA OPERANDO LA MÁQUINA DE INDUCCIÓN COMO <i>VFT</i> CON TRANSFERENCIA DE POTENCIA ACTIVA (CONEXIÓN SÍNCRONA).	64
FIG.3.30 SISTEMA EXPERIMENTAL DE PRUEBA OPERANDO LA MÁQUINA DE INDUCCIÓN COMO <i>VFT</i> CON TRANSFERENCIA DE POTENCIA ACTIVA (CONEXIÓN ASÍNCRONA).	64
FIG.3.31 TENSIONES EN LAS TERMINALES A (CANAL 2) Y A' (CANAL 1) ANTES DEL CIERRE DEL INTERRUPTOR EN LA CONEXIÓN SÍNCRONA.	65
FIG.3.32 TRANSFERENCIA DE POTENCIA DE ROTOR A ESTATOR EN LA CONEXIÓN SÍNCRONA.	66
FIG.3.33 TRANSFERENCIA DE POTENCIA DE ESTATOR A ROTOR EN LA CONEXIÓN SÍNCRONA.	66
FIG.3.34 TENSIONES EN LAS TERMINALES A (CANAL 2) Y A' (CANAL 1) ANTES DEL CIERRE DEL INTERRUPTOR EN LA PRIMERA CONEXIÓN ASÍNCRONA.	67
FIG.3.35 TRANSFERENCIA DE POTENCIA DE ROTOR A ESTATOR EN LA PRIMERA CONEXIÓN ASÍNCRONA.	67
FIG.3.36 VARIABLES RELEVANTES MEDIDAS EN LA TRANSFERENCIA DE POTENCIA DE ROTOR A ESTATOR EN LA PRIMERA CONEXIÓN ASÍNCRONA.	68
FIG.3.37 TRANSFERENCIA DE POTENCIA DE ESTATOR A ROTOR EN LA PRIMERA CONEXIÓN ASÍNCRONA.	68
FIG.3.38 VARIABLES RELEVANTES MEDIDAS EN LA TRANSFERENCIA DE POTENCIA DE ESTATOR A ROTOR EN LA PRIMERA CONEXIÓN ASÍNCRONA.	69
FIG.3.39 TENSIONES EN LAS TERMINALES A (CANAL 2) Y A' (CANAL 1) ANTES DEL CIERRE DEL INTERRUPTOR EN LA SEGUNDA CONEXIÓN ASÍNCRONA.	69
FIG.3.40 TRANSFERENCIA DE POTENCIA DE ROTOR A ESTATOR EN LA SEGUNDA CONEXIÓN ASÍNCRONA.	70
FIG.3.41 VARIABLES RELEVANTES MEDIDAS EN LA TRANSFERENCIA DE POTENCIA DE ROTOR A ESTATOR EN LA SEGUNDA CONEXIÓN ASÍNCRONA.	70
FIG.3.42 DIAGRAMA DE SIMULACIÓN DE LA MÁQUINA DE INDUCCIÓN COMO <i>VFT</i> CON TRANSFERENCIA DE POTENCIA ACTIVA.	71
FIG.3.43 POTENCIA EN LOS DEVANADOS DEL <i>VFT</i> .	71
FIG.3.44 DIAGRAMA FASORIAL DEL <i>VFT</i> (ADAPTADA DE [ILAH AND KUMAR, 2013]).	72
FIG.4.1 DIAGRAMA A BLOQUES DEL CANAL DE <i>VFT</i> DE LABORATORIO.	76
FIG.4.2 DIAGRAMA DE BLOQUES DEL MANEJO DE DATOS DEL SISTEMA.	76
FIG.4.3 SENSORES DE TENSIÓN Y CORRIENTE EMPLEADOS EN EL SISTEMA.	77
FIG.4.4 SENSOR INDUCTIVO EMPLEADO EN EL SISTEMA.	78
FIG.4.5 DIAGRAMAS DE LOS SENSORES DE TENSIÓN Y CORRIENTE.	78
FIG.4.6 TARJETA DE MEDICIÓN DE CORRIENTE Y TENSIÓN POR FASE DE UN SISTEMA TRIFÁSICO.	79
FIG.4.7 TARJETA DE MEDICIÓN DE LAS VARIABLES ELÉCTRICAS DE LA MÁQUINA DE CD.	80
FIG.4.8 TARJETA DE INTERCONEXIÓN ENTRE LAS TARJETAS DE MEDICIÓN DE LA MÁQUINA DE INDUCCIÓN Y EL MÓDULO DE ADQUISICIÓN.	81

	Página
FIG.4.9 TARJETA DE INTERCONEXIÓN ENTRE LA TARJETA DE MEDICIÓN Y LA ETAPA DE POTENCIA DE LA MÁQUINA DE CD.	81
FIG.4.10 DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DE LA ETAPA DE POTENCIA DE LA MÁQUINA DE CD.	83
FIG.4.11 ETAPA DE POTENCIA DE LA MÁQUINA DE CD.	83
FIG.4.12 CHASIS CRIO-9074.	84
FIG.4.13 MÓDULOS DE ADQUISICIÓN Y DISTRIBUCIÓN DE SEÑALES DE LA SERIE C DE NATIONAL INSTRUMENTS.	85
FIG.4.14 DIAGRAMA DE FLUJO DE LOS CICLOS DE ADQUISICIÓN Y MONITOREO DEL FIFO.	86
FIG.4.15 DIAGRAMA DE BLOQUES EN <i>LABVIEW</i> ® DEL CICLO DE ADQUISICIÓN.	87
FIG.4.16 DIAGRAMA DE BLOQUES EN <i>LABVIEW</i> ® DEL CICLO DE MONITOREO DEL FIFO.	87
FIG.4.17 DIAGRAMA DE FLUJO DEL CICLO QUE GENERA LAS SALIDAS DE CONTROL.	88
FIG.4.18 DIAGRAMA DE BLOQUES EN <i>LABVIEW</i> ® DEL CICLO DE LAS SALIDAS DE CONTROL.	89
FIG.4.19 DIAGRAMA DE LA ARQUITECTURA PRODUCTOR CONSUMIDOR (ADAPTADA DE [VILLEGAS, 2015]).	90
FIG.4.20 DIAGRAMA DE FLUJO DE LA APLICACIÓN EN EL RTOS.	91
FIG.4.21 DIAGRAMA DE BLOQUES EN <i>LABVIEW</i> ® DE LA INICIALIZACIÓN DEL FPGA.	92
FIG.4.22 DIAGRAMA DE BLOQUES EN <i>LABVIEW</i> ® DEL CIERRE DE REFERENCIA AL FPGA Y DESACTIVACIÓN DEL PUENTE H.	92
FIG.4.23 PANEL FRONTAL DE LA APLICACIÓN EN EL RTOS.	93
FIG.4.24 DIAGRAMA DE BLOQUES EN <i>LABVIEW</i> ® DEL CICLO PRODUCTOR.	93
FIG.4.25 DIAGRAMA DE BLOQUES EN <i>LABVIEW</i> ® DE LA INICIALIZACIÓN DEL CICLO CONSUMIDOR.	94
FIG.4.26 DIAGRAMA DE BLOQUES EN <i>LABVIEW</i> ® DE LA PRIMER PARTE DEL CICLO CONSUMIDOR.	95
FIG.4.27 DIAGRAMA DE BLOQUES EN <i>LABVIEW</i> ® DE LA SEGUNDA PARTE DEL CICLO CONSUMIDOR.	96
FIG.4.28 DIAGRAMA DE BLOQUES EN <i>LABVIEW</i> ® DE LA FUNCIÓN “ <i>PWM%</i> ”.	97
FIG.4.29 FUENTE DE PRUEBA TRIFÁSICA ARTES 300 DE KOÇOS.	98
FIG.4.30 CALIBRACIÓN DEL SENSOR DE CORRIENTE Y DEL SENSOR DE TENSIÓN EN UN ALCANCE DE 65 V.	98
FIG.4.31 CALIBRACIÓN DEL SENSOR DE TENSIÓN LOS ALCANCES DE 130 Y 260 V.	99
FIG.4.32 DIAGRAMA DE BLOQUES EN <i>LABVIEW</i> ® DE LA FUNCIÓN “ <i>ESCALAMIENTO</i> ”.	100
FIG.4.33 DIAGRAMA DE BLOQUES EN <i>LABVIEW</i> ® DE LAS FUNCIONES DE CALIBRACIÓN DEL SENSOR DE CORRIENTE Y SENSOR DE TENSIÓN EN UN ALCANCE DE 65 V.	100
FIG.4.34 DIAGRAMA DE BLOQUES EN <i>LABVIEW</i> ® DE LAS FUNCIONES DE CALIBRACIÓN DEL SENSOR DE TENSIÓN LOS ALCANCES DE 130 Y 260 V.	100
FIG.4.35 DIAGRAMA DE BLOQUES EN <i>LABVIEW</i> ® DE LA FUNCIÓN “ <i>FREQ_SUB_VI</i> ”.	101
FIG.4.36 DIAGRAMA DE BLOQUES EN <i>LABVIEW</i> ® DE LA FUNCIÓN <i>RMS_SUB_VI</i>	101
FIG.4.37 DIAGRAMA DE BLOQUES EN <i>LABVIEW</i> ® DE LA FUNCIÓN “ <i>MEAN_SUB_VI</i> ”.	102
FIG.4.38 DIAGRAMA DE BLOQUES EN <i>LABVIEW</i> ® DE LA FUNCIÓN “ <i>POWER</i> ”.	102
FIG.4.39 BLOQUE “ <i>PID</i> ” DE <i>LABVIEW</i> ®.	103
FIG.4.40 DIAGRAMA DE FLUJO DE LA APLICACIÓN FUERA DE LÍNEA.	105

	Página
FIG.4.41 DIAGRAMA DE BLOQUES EN <i>LABVIEW</i> ® DE LA FUNCIÓN “ <i>CLOCK_SUB_VI</i> ”.....	106
FIG.4.42 DIAGRAMA DE BLOQUES EN <i>LABVIEW</i> ® DE LA FUNCIÓN “ <i>CUT_ALL_CICLES_SUBVI</i> ”.....	106
FIG.4.43 DIAGRAMA DE BLOQUES EN <i>LABVIEW</i> ® DE LA FUNCIÓN “ <i>SPEED_MEASUREMENT_SUBVI</i> ”.....	107
FIG.4.44 PANEL FRONTAL DE LA APLICACIÓN PARA ANÁLISIS FUERA DE LÍNEA.	107
FIG.5.1 VISTA FRONTAL DEL PROTOTIPO.	110
FIG.5.2 VISTA POSTERIOR DEL PROTOTIPO.	111
FIG.5.3 VISUALIZACIÓN DE UN SISTEMA TRIÁSICO BALANCEADO CON LA APLICACIÓN DESARROLLADA.	112
FIG.5.4 INDICADORES DE DEPURACIÓN DE LA APLICACIÓN EN EL RTOS.....	113
FIG.5.5 SEÑALES RECORTADAS POR CICLO OBTENIDAS CON LA APLICACIÓN DESARROLLADA.	114
FIG.5.6 PWM GENERADO CON 50% DE CICLO ÚTIL.....	115
FIG.5.7 MEDICIÓN DEL PWM AL 50% CON LA APLICACIÓN DESARROLLADA.....	116
FIG.5.8 PWM GENERADO CON 10% DE CICLO ÚTIL.....	116
FIG.5.9 MEDICIÓN DEL PWM AL 10% CON LA APLICACIÓN DESARROLLADA.....	117
FIG.5.10 PWM GENERADO CON 90% DE CICLO ÚTIL.....	117
FIG.5.11 MEDICIÓN DEL PWM AL 90% CON LA APLICACIÓN DESARROLLADA.....	118
FIG.5.12 INDICADORES PERMANENTES DEL PROGRAMA FUERA DE LÍNEA DURANTE LA PRIMERA PRUEBA.	118
FIG.5.13 TENDENCIA RMS Y PROMEDIO OBTENIDAS CON LA APLICACIÓN FUERA DE LÍNEA EN LA PRIMERA PRUEBA (CONEXIÓN SÍNCRONA).....	119
FIG.5.14 SEÑALES RECORTADAS DE LAS TENSIONES EN EL ESTATOR Y ROTOR DEL <i>VFT</i> DE LA PRIMERA PRUEBA (CONEXIÓN SÍNCRONA).....	120
FIG.5.15 SEÑALES ADQUIRIDAS POR VENTANA DE DATOS EN LA PRIMERA PRUEBA (CONEXIÓN SÍNCRONA).....	120
FIG.5.16 POTENCIAS OBTENIDAS POR VENTANA DE DATOS CON LA APLICACIÓN EN LÍNEA EN LA PRIMERA PRUEBA (CONEXIÓN SÍNCRONA).....	121
FIG.5.17 POTENCIAS OBTENIDAS POR CICLO CON LA APLICACIÓN FUERA DE LÍNEA EN LA PRIMERA PRUEBA (CONEXIÓN SÍNCRONA).....	121
FIG.5.18 POTENCIAS OBTENIDAS POR CICLO CON LA APLICACIÓN FUERA DE LÍNEA EN LA SEGUNDA PRUEBA.....	122
FIG.5.19 FRECUENCIAS DE AMBOS SISTEMAS EN LA SEGUNDA PRUEBA (CONEXIÓN ASÍNCRONA).	122
FIG.5.20 VISUALIZACIÓN EN EL TIEMPO DE LA VELOCIDAD EN LA SEGUNDA PRUEBA CON TRES DISTINTAS FORMAS DE CÁLCULO EN LA SEGUNDA PRUEBA (CONEXIÓN ASÍNCRONA).	123
FIG.5.21 RESPUESTA DE LA PLANTA ANTE UN ESCALÓN CON FLUJO E POTENCIA ROTOR-ÉSTATOR.	125
FIG.5.22 PANEL FRONTAL DE LA APLICACIÓN EN RTOS AL INICIAR LA SINTONIZACIÓN FINA.....	126
FIG.5.23 RESPUESTA DE LA PLANTA ANTE UN ESCALÓN CON FLUJO E POTENCIA ESTATOR-ROTOR.	126
FIG.5.24 COMPORTAMIENTO DE LA POTENCIA ACTIVA EN EL CANAL <i>VFT</i> DURANTE LOS CAMBIOS DE LA REFERENCIA (SP) CON EL CONTROL PI (VISTA DE LA APLICACIÓN FUERA DE LÍNEA, FLUJO ROTOR-ÉSTATOR).	128
FIG.5.25 COMPORTAMIENTO DE LA POTENCIA ACTIVA, REACTIVA Y APARENTE EN EL CANAL <i>VFT</i> DURANTE LOS CAMBIOS DE SP CON EL CONTROL PI (VISTA DE LA APLICACIÓN FUERA DE LÍNEA, FLUJO ROTOR-ÉSTATOR).	128

FIG.5.26 COMPORTAMIENTO DE LAS TENDENCIAS RMS Y PROMEDIO DE LAS 16 VARIABLES DEL CANAL <i>VFT</i> DURANTE LOS CAMBIOS DE SP CON EL CONTROL PI (VISTA DE LA APLICACIÓN FUERA DE LÍNEA, FLUJO ROTOR-ESTATOR).....	129
FIG.5.27 DIAGRAMA DE CONEXIÓN DEL CANAL <i>VFT</i> EN LA SEGUNDA PRUEBA DEL CONTROL PI (FLUJO ROTOR- ESTATOR).	129
FIG.5.28 CARGA RESISTIVA EMPLEADA EN LA SEGUNDA PRUEBA DEL CONTROL PI.	130
FIG.5.29 COMPORTAMIENTO DE LA POTENCIA ACTIVA DEL CANAL <i>VFT</i> DURANTE LOS CAMBIOS DE CARGA CON EL CONTROL PI (VISTA DE LA APLICACIÓN FUERA DE LÍNEA, FLUJO ROTOR-ESTATOR).....	130
FIG.5.30 COMPORTAMIENTO DE LA POTENCIA ACTIVA, REACTIVA Y APARENTE EN EL CANAL <i>VFT</i> LOS CAMBIOS DE CARGA CON EL CONTROL PI (VISTA DE LA APLICACIÓN FUERA DE LÍNEA, FLUJO ROTOR-ESTATOR).	131
FIG.5.31 COMPORTAMIENTO DE LAS TENDENCIAS RMS Y PROMEDIO DE LAS 16 VARIABLES DEL CANAL <i>VFT</i> DURANTE LOS CAMBIOS DE CARGA CON EL CONTROL PI (VISTA DE LA APLICACIÓN FUERA DE LÍNEA, FLUJO ROTOR-ESTATOR).....	131
FIG.5.32 COMPORTAMIENTO DE LA POTENCIA ACTIVA EN EL CANAL <i>VFT</i> DURANTE LOS CAMBIOS DE SP CON EL CONTROL PI (VISTA DE LA APLICACIÓN FUERA DE LÍNEA, FLUJO ESTATOR- ROTOR).....	132
FIG.5.33 COMPORTAMIENTO DE LA POTENCIA ACTIVA, REACTIVA Y APARENTE EN EL CANAL <i>VFT</i> DURANTE LOS CAMBIOS DE SP CON EL CONTROL PI (VISTA DE LA APLICACIÓN FUERA DE LÍNEA, FLUJO ESTATOR-ROTOR).	133
FIG.5.34 COMPORTAMIENTO DE LAS TENDENCIAS RMS Y PROMEDIO DE LAS 16 VARIABLES DEL CANAL <i>VFT</i> DURANTE LOS CAMBIOS DE SP CON EL CONTROL PI (VISTA DE LA APLICACIÓN FUERA DE LÍNEA, FLUJO ESTATOR-ROTOR).....	133
FIG.5.35 DIAGRAMA DE CONEXIÓN DEL CANAL <i>VFT</i> EN LA SEGUNDA PRUEBA DEL CONTROL PI (FLUJO ESTATOR-ROTOR).	134
FIG.5.36 COMPORTAMIENTO DE LA POTENCIA ACTIVA DEL CANAL <i>VFT</i> DURANTE LOS CAMBIOS DE CARGA CON EL CONTROL PI (VISTA DE LA APLICACIÓN FUERA DE LÍNEA, FLUJO ESTATOR-ROTOR).....	135
FIG.5.37 COMPORTAMIENTO DE LA POTENCIA ACTIVA, REACTIVA Y APARENTE EN EL CANAL <i>VFT</i> LOS CAMBIOS DE CARGA CON EL CONTROL PI (VISTA DE LA APLICACIÓN FUERA DE LÍNEA, FLUJO ESTATOR-ROTOR).	135
FIG.5.38 COMPORTAMIENTO DE LAS TENDENCIAS RMS Y PROMEDIO DE LAS 16 VARIABLES DEL CANAL <i>VFT</i> DURANTE LOS CAMBIOS DE CARGA CON EL CONTROL PI (VISTA DE LA APLICACIÓN FUERA DE LÍNEA, FLUJO ESTATOR-ROTOR).....	136
FIG.5.39 BLOQUES INCORPORADOS PARA LA SINTONIZACIÓN AUTOMÁTICA EN LÍNEA.	136
FIG.5.40 DIAGRAMA DE BLOQUES EN <i>LABVIEW</i> ® DE LA SEGUNDA PARTE DEL CICLO CONSUMIDOR CON LA FUNCIÓN DE SINTONIZACIÓN AUTOMÁTICA.	137
FIG.5.41 DIAGRAMA DE BLOQUES DE LA TÉCNICA “ <i>PID RELAY</i> ” (ADAPTADA DE [NI, 2016]).	138
FIG.5.42 INICIALIZACIÓN DE LA VARIABLE <i>MV</i>	138
FIG.5.43 OSCILACIONES DE LA PLANTA EN LA SINTONIZACIÓN AUTOMÁTICA.....	139
FIG.5.44 PRUEBA DE SINTONIZACIÓN AUTOMÁTICA EN LÍNEA.	139
FIG.5.45 CAMBIOS DE REFERENCIA CON LOS PARÁMETROS DE LA SINTONIZACIÓN MANUAL FINA (ROTOR-ESTATOR).	140
FIG.5.46 CAMBIOS DE REFERENCIA CON LOS PARÁMETROS DE LA SINTONIZACIÓN AUTOMÁTICA (ROTOR-ESTATOR).....	141

	Página
FIG.5.47 CAMBIOS DE CARGA CON LOS PARÁMETROS DE LA SINTONIZACIÓN MANUAL FINA (ROTOR-ESTATOR).....	141
FIG.5.48 CAMBIOS DE CARGA CON LOS PARÁMETROS DE LA SINTONIZACIÓN AUTOMÁTICA (ROTOR-ESTATOR).....	142
FIG.5.49 CAMBIOS DE REFERENCIA CON LOS PARÁMETROS DE LA SINTONIZACIÓN MANUAL FINA (ESTATOR-ROTOR).....	143
FIG.5.50 CAMBIOS DE REFERENCIA CON LOS PARÁMETROS DE LA SINTONIZACIÓN AUTOMÁTICA (ESTATOR-ROTOR).....	143
FIG.5.51 CAMBIOS DE CARGA CON LOS PARÁMETROS DE LA SINTONIZACIÓN MANUAL FINA (ESTATOR-ROTOR).....	144
FIG.5.52 CAMBIOS DE CARGA CON LOS PARÁMETROS DE LA SINTONIZACIÓN AUTOMÁTICA (ESTATOR-ROTOR).....	144
FIG.5.53 PANORAMA GENERAL DEL LABORATORIO CON LOS ELEMENTOS EMPLEADOS.....	145
FIG.A.1 PANEL FRONTAL Y DIAGRAMA DE BLOQUES DE LA FUNCIÓN “PWM%”.....	160
FIG.A.2 VENTANA PRINCIPAL DEL PROYECTO DESARROLLADO EN <i>LABVIEW®</i>	161
FIG.A.3 CONEXIÓN DIFERENCIAL DE LOS MÓDULOS NI 9205 [NI, 2008].....	163
FIG.A.4 CONFIGURACIÓN DE LAS TERMINALES EN EL MÓDULO NI 9205 [NI, 2008].....	163
FIG.A.5 CONEXIÓN DE LAS TERMINALES DIGITALES DEL MÓDULO NI 9381 [NI, 2012].....	164
FIG.A.6 CONFIGURACIÓN DE LAS TERMINALES EN EL MÓDULO NI 9205 [NI, 2012].....	165
FIG.A.7 DIAGRAMA DE BLOQUES DE LA APLICACIÓN EN EL RTOS.....	167
FIG.A.8 DIAGRAMA DE BLOQUES DE LA APLICACIÓN FUERA DE LÍNEA.....	169
FIG.B.1 OSCILOSCOPIO TDS2014C DE TEKTRONIX (ADAPTADA DE [TEKTRONIX, 2012]).....	175
FIG.C.1 CONTROL PID E UNA PLANTA (ADAPTADA DE [OGATA, 2010]).....	177
FIG.C.2 RESPUESTA ANTE UN ESCALÓN UNITARIO DE UNA PLANTA (ADAPTADA DE [OGATA, 2010]).....	178
FIG.C.3 CURVA E RESPUESTA EN FORMA DE "S" (ADAPTADA DE [OGATA, 2010]).....	178
FIG.C.4 SISTEMA EN LAZO CERRADO CON UN CONTROLADO PROPORCIONAL (ADAPTADA DE [OGATA, 2010]).....	180
FIG.C.5 RESPUESTA DE LA PLANTA AL APLICAR EL SEGUNDO MÉTODO DE SINTONIZACIÓN (ADAPTADA E [OGATA, 2010]).....	180
FIG.C.6 EXPORTAR ARCHIVO ".XLSX" DESDE LA APLICACIÓN FUERA DE LÍNEA.....	183
FIG.C.7 DIAGRAMA DE FLUJO DEL PROGRAMA DE SINTONIZACIÓN.....	183
FIG.C.8 CAPTURA E PANTALLA E LA EJECUCIÓN DEL PROGRAMA REALIZADO.....	184
FIG.C.9 VISUALIZACIÓN GRAFICA DEL ANÁLISIS REALIZADO EN EL PROGRAMA.....	184

LISTA DE TABLAS

Página

TABLA 2.1 MEDICIONES DE LAS RESISTENCIAS EN LOS DEVANADOS DEL ESTATOR A UNA TEMPERATURA DE 24°C.	30
TABLA 2.2 MEDICIONES DE LA PRUEBA DE VACÍO DE LA MÁQUINA DE INDUCCIÓN.	32
TABLA 2.3 REGLAS EMPÍRICAS PARA DISTRIBUIR LAS REACTANCIAS EN EL CIRCUITO DEL ROTOR Y DEL ESTATOR (ADAPTADA DE [CHAPMAN, 2000]).	34
TABLA 2.4 MEDICIONES DE LA PRUEBA DE ROTOR BLOQUEADO DE LA MÁQUINA DE INDUCCIÓN A UNA FRECUENCIA DE REDUCIDA.	34
TABLA 2.5 DATOS DE LA PRUEBA DE RECHAZO DE CARGA DE POTENCIA ACTIVA.	37
TABLA 3.1 CUATRO MODOS DE OPERACIÓN DEPENDIENTES DE LA VELOCIDAD Y POTENCIAS EN LA MÁQUINA (ADAPTADA DE [ABAD ET AL., 2011]).	42
TABLA 3.2 DATOS DE PLACA DE LA MÁQUINA DE INDUCCIÓN.	45
TABLA 3.3 DATOS DE PLACA DE LA MÁQUINA DE CD.	45
TABLA 3.4 DATOS DE PLACA DE LA MÁQUINA SÍNCRONA DEL SISTEMA DE GENERACIÓN DE LABORATORIO.	46
TABLA 3.5 DATOS DE PLACA DE LA MÁQUINA DE INDUCCIÓN DEL SISTEMA DE GENERACIÓN DE LABORATORIO.	47
TABLA 3.6 MEDICIONES DE LA MÁQUINA DE INDUCCIÓN OPERANDO COMO MOTOR.	48
TABLA 3.7 RESULTADOS DE LAS SIMULACIONES DE LA MÁQUINA DE INDUCCIÓN OPERANDO COMO MOTOR.	50
TABLA 3.8 COMPARACIÓN ENTRE LOS VALORES REALES Y SIMULADOS DE LA MÁQUINA DE INDUCCIÓN OPERANDO COMO MOTOR.	51
TABLA 3.9 MEDICIONES DE LA MÁQUINA DE INDUCCIÓN OPERANDO COMO <i>VFT</i> EN VACÍO.	53
TABLA 3.10 RESULTADOS DE LAS SIMULACIONES DE LA MÁQUINA DE INDUCCIÓN OPERANDO COMO <i>VFT</i> EN VACÍO.	55
TABLA 3.11 COMPARACIÓN ENTRE LOS VALORES REALES Y SIMULADOS DE LA MÁQUINA DE INDUCCIÓN OPERANDO COMO <i>VFT</i> EN VACÍO.	56
TABLA 3.12 MEDICIONES DE LA MÁQUINA DE INDUCCIÓN OPERANDO COMO <i>VFT</i> AISLANDO DOS SISTEMAS DE LA MISMA FRECUENCIA.	58
TABLA 3.13 MEDICIONES DE LA MÁQUINA DE INDUCCIÓN OPERANDO COMO <i>VFT</i> AISLANDO DOS SISTEMAS DE FRECUENCIAS DISTINTAS.	58
TABLA 3.14 RESULTADOS DE LAS SIMULACIONES DE LA MÁQUINA DE INDUCCIÓN OPERANDO COMO <i>VFT</i> AISLANDO DOS SISTEMAS DE LA MISMA FRECUENCIA.	61
TABLA 3.15 RESULTADOS DE LAS SIMULACIONES DE LA MÁQUINA DE INDUCCIÓN OPERANDO COMO <i>VFT</i> AISLANDO DOS SISTEMAS DE DIFERENTES FRECUENCIAS.	62
TABLA 3.16 COMPARACIÓN ENTRE LOS VALORES REALES Y SIMULADOS DE LA MÁQUINA DE INDUCCIÓN OPERANDO COMO <i>VFT</i> AISLANDO DOS SISTEMAS.	62
TABLA 3.17 MEDICIONES DE POTENCIA EN LA CONEXIÓN SÍNCRONA.	66
TABLA 4.1 MEDICIONES DE LA CALIBRACIÓN DE LOS SENSORES DE TENSIÓN Y CORRIENTE.	98

	Página
TABLA 5.1 ERROR RELATIVO EN LAS MEDICIONES DE TENSIÓN.	113
TABLA 5.2 ERROR RELATIVO EN LAS MEDICIONES DE CORRIENTE.	114
TABLA 5.3 COMPARACIÓN ENTRE LOS VALORES NOMINALES DEL SISTEMA ROTATORIO Y LOS VALORES DE TRANSFERENCIA DE POTENCIA MEDIDOS.	124
TABLA 5.4 ESQUEMA DE POTENCIA EN EL ROTOR DURANTE LA TRANSFERENCIA ROTOR-ESTATOR CON CONTROL PI.....	127
TABLA 5.5 ESQUEMA DE CARGA EN EL ROTOR DURANTE LA TRANSFERENCIA ROTOR-ESTATOR CON CONTROL PI.....	130
TABLA 5.6 ESQUEMA DE POTENCIA EN EL ESTATOR DURANTE LA TRANSFERENCIA ESTATOR-ROTOR CON CONTROL PI.....	132
TABLA 5.7 ESQUEMA DE CARGA EN EL ESTATOR DURANTE LA TRANSFERENCIA ESTATOR-ROTOR CON CONTROL PI.....	134
TABLA 5.8 ESQUEMA DE CARGA EN EL ROTOR. TRANSFERENCIA ROTOR-ESTATOR CON CONTROL PI.....	141
TABLA 5.9 ESQUEMA DE CARGA EN EL ESTATOR DURANTE LA TRANSFERENCIA ESTATOR-ROTOR CON CONTROL PI.....	142
TABLA A.1 CANALES DIFERENCIALES DE LOS MÓDULOS NI 9205.	162
TABLA A.2 ESPECIFICACIONES DEL MÓDULO NI 9205.....	163
TABLA A.3 SALIDAS DIGITALES DEL MÓDULO NI 9381.	164
TABLA A.4 ESPECIFICACIONES DEL MÓDULO NI 9381.....	164
TABLA B.1 ESPECIFICACIONES ELÉCTRICAS DEL SENSOR LV 25-P (ADAPTADA DE [LEM, 2014]).....	172
TABLA B.2 PRECISIÓN DEL SENSOR LV 25-P (ADAPTADA DE [LEM, 2014]).....	172
TABLA B.3 DATOS GENERALES DEL SENSOR LV 25-P (ADAPTADA DE [LEM, 2014]).	172
TABLA B.4 ESPECIFICACIONES ELÉCTRICAS DEL SENSOR LA 55-P (ADAPTADA DE [LEM, 2008]).....	173
TABLA B.5 PRECISIÓN DEL SENSOR LA 55-P (ADAPTADA DE [LEM, 2008]).....	173
TABLA B.6 DATOS GENERALES DEL SENSOR LA 55-P (ADAPTADA DE [LEM, 2008]).	173
TABLA B.7 DATOS GENERALES DEL SENSOR BES 516-396-EO-C-PU (ADAPTADA DE [BALLUFF, 2007]).....	174
TABLA B.8 ESPECIFICACIONES MECÁNICAS DEL SENSOR BES 516-396-EO-C-PU (ADAPTADA DE [BALLUFF, 2007]).....	174
TABLA B.9 ESPECIFICACIONES ELÉCTRICAS DEL SENSOR BES 516-396-EO-C-PU (ADAPTADA DE [BALLUFF, 2007]).....	174
TABLA B.10 ESPECIFICACIONES DEL OSCILOSCOPIO TDS2014C (ADAPTADA DE [TEKTRONIX, 2012]).	175
TABLA B.11 ESPECIFICACIONES DE LA FUENTE ARTES 300 (ADAPTADA DE [KOCOS, 2011]).....	175
TABLA C.1 REGLAS DE SINTONIZACIÓN DE ZIEGLER-NICHOLS PARA LA RESPUESTA DE LA PLANTA ANTE UN ESCALÓN UNITARIO (ADAPTADA DE [OGATA, 2010]).....	179
TABLA C.2 REGLAS DE SINTONIZACIÓN DE ZIEGLER-NICHOLS PARA LA RESPUESTA DE OSCILACIONES SOSTENIDAS (ADAPTADA DE [OGATA, 2010]).....	180
TABLA C.3 REGLAS DE SINTONIZACIÓN DE ZIEGLER-NICHOLS PARA EL MÉTODO DE RESPUESTA DE FRECUENCIA EJECUCIÓN RÁPIDA (ADAPTADA DE [NI, 2016]).	181
TABLA C.4 REGLAS DE SINTONIZACIÓN DE ZIEGLER-NICHOLS PARA EL MÉTODO DE RESPUESTA DE FRECUENCIA EJECUCIÓN NORMAL (ADAPTADA DE [NI, 2016]).	181

	Página
TABLA C.5 REGLAS DE SINTONIZACIÓN DE ZIEGLER-NICHOLS PARA EL MÉTODO DE RESPUESTA DE FRECUENCIA EJECUCIÓN LENTA (ADAPTADA DE [NI, 2016]).....	182

GLOSARIO

A	Ampere
AC	<i>"Alternating Current"</i> (Corriente Alterna)
ADC	<i>"Analog to Digital Converter"</i> (Convertidor Analógico Digital)
AEP	<i>"American Electric Power"</i> (Energía Eléctrica Americana)
CA	Corriente Alterna
CD	Corriente Directa
CEPCO	<i>"Chubu Electric Power Company"</i> (Compañía de Energía Eléctrica Chubu)
CFE	Comisión Federal de Electricidad
Con Ed	Con Edison
CONACyT	Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología
cRIO	<i>"CompactRIO"</i>
DAC	<i>"Digital to Analog Converter"</i> (Convertidor Digital Analógico)
DMA	<i>"Direct Memory Access"</i> (Acceso Directo a Memoria)
EMTP®	<i>"ElectroMagnetic Transients Program"</i> (Programa de Transitorios Electromagnéticos)
ESIME	Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica
FACT	<i>"Flexible Alternating Current Transmission Systems"</i> (Sistema de Transmisión Flexible de Corriente Alterna.
FIFO	<i>"First In, First Out"</i> (Primero en Entrar-Primero en Salir)
FP	Factor de Potencia
FPGA	<i>"Field Programmable Gate Array"</i> (Arreglo de Compuertas Programables en Campo)
GE	<i>"General Electric"</i> (Energía General)
HP	<i>"Horse Power"</i> (Caballos de Potencia)
HVDC	<i>"High Voltage Direct Current"</i> (Corriente Directa de Alta Tensión)
Hz	Hertz
IACS	<i>"International Annealed Copper Standard"</i> (Estándar Internacional de Cobre Recocido)
IEEE	<i>"Institute of Electrical and Electronics Engineers"</i> (Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos)
IPN	Instituto Politécnico Nacional
IRQ	<i>"Interrupt Request"</i> (Solicitud de Interrupción)
kHz	Kilo Hertz
kS/s	Kilo Muestras por Segundo
kV	Kilo Volts
kVA	Kilo Volt Ampere
kW	Kilo Watt
kΩ	Kilo Ohms
LabVIEW®	<i>"Laboratory Virtual Instrument Engineering Workbench"</i> (Banco de Trabajo de Ingeniería de Instrumentación Virtual de Laboratorio)

LED	<i>"Light Emitting Diode"</i> (Diodo Emisor de Luz)
mA	Mili Ampere
MATLAB®	<i>"Matrix Laboratory"</i> (Laboratorio de Matrices)
MHz	Mega Hertz
MV	<i>"Manipulated Variable"</i> (Variable Manipulada)
mV	Mili Volt
MW	Mega Watts
PC	<i>"Personal Computer"</i> (Computadora Personal)
PCI	<i>"Peripheral Component Interconnect"</i> (Interconexión de Componentes Periféricos)
PGIA	<i>"Programmable Gain Instrumentation Amplifier"</i> (Amplificador de Instrumentación de Ganancia Programable)
PI	Proporcional Integral
PID	<i>"Proporcional Integral Diferencial"</i>
PSCAD®	<i>"Power System Computer Aided Design"</i> (Diseño Asistido por Computadora de Sistemas de Potencia)
PSE&G	<i>"Public Service Electric and Gas"</i> (Servicio Eléctrico Público y Gas)
PSIM	<i>"Power Simulator"</i> (Simulador de Potencia)
PSS/E®	<i>"Power System Simulator"</i> (Simulador de Sistemas de Potencia)
pu	Por Unidad
PV	<i>"Process Variable"</i> (Variable Procesada)
PWM	<i>"Pulse Width Modulation"</i> (Modulación por Ancho de Pulso)
RMS	<i>"Root Mean Square"</i> (Media Cuadrática)
RPFC	<i>"Rotary Power Flow Controller"</i> (Controlador de Flujo de Potencia Rotatorio)
RPM	Revoluciones Por Minuto
RTOS	<i>"Real Time Operating System"</i> (Sistema Operativo en Tiempo Real)
SCADA	<i>"Supervisory Control And Data Acquisition"</i> (Supervisión, Control y Adquisición de Datos)
SEP	Sistema Eléctrico de Potencia
SEPI	Sección de Estudios de Posgrado e Investigación
SIN	Sistema Internacional Conectado
SP	<i>"Set Point"</i> (Referencia)
V	Volt
V/f	Tensión-frecuencia
V _{CD}	Volts en Corriente Directa
VFT	Transformador de Frecuencia Variable
VI	<i>"Virtual Instruments"</i> (Instrumentos Virtuales)
VSC	<i>"Voltage Source Converters"</i> (Convertidores de Fuente de Tensión)
W	Watt
Ω	Ohms

CAPÍTULO 1:

INTRODUCCIÓN

1.1 INTRODUCCIÓN

En esta tesis se diseña y construye un transformador de frecuencia variable (*“Variable Frequency Transformer”* en Inglés, *VFT*), el cual es un equipo que se puede clasificar dentro del grupo de sistemas flexibles de transmisión en corriente alterna (*“Flexible AC Transmission Systems”* en Inglés, *FACTS*), y que está basado en una máquina de inducción de rotor devanado (ver la Fig.1.1). Este sistema es muy útil porque permite interconectar sistemas eléctricos de potencia de manera asíncrona (evitando con esto que los disturbios que puedan ocurrir en uno de los sistemas se extienda hacia el otro sistema) [Gagnon et al., 2006], mientras que controla la potencia activa que se intercambia entre los dos sistemas.

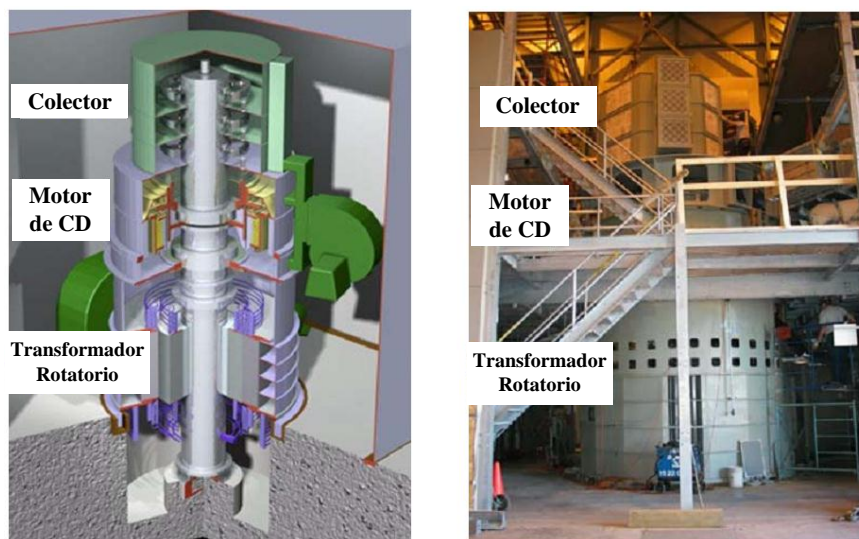


Fig.1.1 Estructura del VFT (adaptada de [Gagnon et al., 2006]).

El *VFT* es el más novedoso y reciente de los equipos *FACTS* que han sido diseñados y aplicados en el mundo, y es de especial interés para nuestro país, porque es aquí, en el Sistema Interconectado Nacional (SIN), en donde se encuentra funcionando uno de los tres equipos de gran capacidad de este tipo que se han construido en el mundo.

Este equipo fue instalado en 2007, tiene una capacidad de 100 MW, e interconecta el SIN con el sistema eléctrico de Texas en Laredo. La función primaria del VFT de Laredo es proveer al sistema eléctrico de Texas de un acceso confiable a la potencia eléctrica proveniente de *Comisión Federal de Electricidad (CFE)*, inmediatamente después de experimentar un disturbio. La función secundaria de este equipo es proveer al sistema eléctrico de Texas de una fuente alterna de generación en caso de que este sistema pierda una fuente de generación local [Ávila, 2008].

Por esta razón es muy importante conocer su funcionamiento y desarrollar modelos del VFT que puedan ser empleados tanto en herramientas de análisis económico, como de simulación digital, para la toma de decisiones en los contextos de la planeación y la operación del sistema eléctrico de potencia. Es por eso que en este trabajo se propone la construcción de un VFT experimental de laboratorio.

La estructura principal del VFT se muestra en la Fig.1.2, en la cual se presenta el diagrama general del equipo de Laredo [Pratico et al., 2007]. El equipo principal, como se mostró también en la Fig.1.1, es una máquina de inducción de rotor devanado o transformador rotatorio (1) acoplada a un motor de corriente directa (CD) (2). Los sistemas que se enlazan a través del VFT, el sistema de Texas y el de México se conectan respectivamente al estator (E) y al rotor (R) del transformador, a través de dos transformadores convencionales T_1 y T_2 .

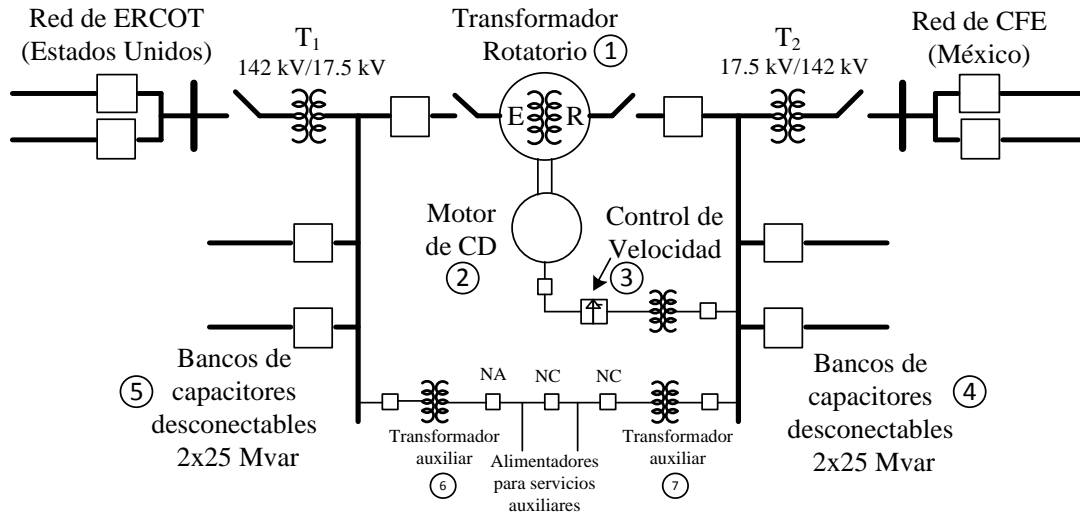


Fig.1.2 Estructura del VFT de Laredo (adaptada de [Pratico et al., 2007]).

Existen dos lazos principales de control:

- El primer lazo controla la potencia activa de transmisión que pasa a través del VFT (3). La potencia que se transfiere entre los dos sistemas, y su dirección, se controlan variando la velocidad del rotor de la máquina de inducción, y por lo tanto el deslizamiento entre las frecuencias de los sistemas interconectados, por medio de este control.
- El segundo lazo de control controla la tensión del equipo por medio de dos bancos de capacitores conmutables (4) y (5).

Aunque la idea general del equipo y sus sistemas de control parecen a primera vista muy simples, este equipo posee unas características de control de transferencia de potencia activa y de conexión asíncrona entre sistemas que compiten con las que presenta una línea de corriente directa en alta tensión empleando convertidores de fuente de tensión ("*Voltage Source Converters*" en Inglés, *VSC*), sin presentar sus problemas de distorsión armónica y con requerimientos de espacio de instalación menores [Pratico et al., 2007]. Sin embargo, sus variaciones de tensión son mayores debido a que su control emplea bancos de capacitores [Wang and Wu, 2012].

Una parte importante de la tesis es la implementación de un control de potencia activa que emplee la técnica convencional PI.

Este tipo de equipos es muy importante porque se espera que en un futuro cercano se desarrollen micro redes (sistemas a nivel de redes de distribución que cuenten con su propia generación) a nivel residencial, comercial e industrial y su conexión confiable, segura y económica con la red eléctrica de *CFE* requerirá de sistemas de conexión novedosos, como el equipo que se estudia y desarrolla en este trabajo.

1.2 ANTECEDENTES

Cuando inició la transmisión de potencia eléctrica en corriente alterna (CA), no existía un estándar de frecuencia o tensión eléctrica, y los sistemas de potencia existentes operaban con valores de 25, 50, 60, 125 y 133 Hz, y tensiones del orden de 12, 44 y 60 kV en alta tensión; eventualmente se adoptó una frecuencia estándar de 60 Hz en el Norte de América y 50 Hz en algunos otros países, principalmente de Europa, América del sur y en Japón. Los valores de tensión también fueron normalizados a 115, 138, 161 y 230 kV para alta tensión y 345, 500 y 765 kV para extra alta tensión [Kundur, 1994].

Los sistemas de potencia tendieron con el tiempo a conectarse con sistemas vecinos, y esta tendencia continúa a nivel mundial. La conexión de dos sistemas de potencia se puede llevar a cabo de dos formas: una es la conexión síncrona, la cual simplemente consiste en conectar dos sistemas de potencia de la misma frecuencia mediante líneas de transmisión de CA; aunque este método es fácil y económico, incrementa la complejidad del sistema y su tamaño, y bajo algunas fallas serias disminuye la seguridad del mismo, al permitir que los diferentes disturbios que ocurren en una región del sistema se puedan extender por todo el sistema interconectado.

La otra forma de conexión es la asíncrona, la cual consiste en conectar dos sistemas que pueden ser de la misma frecuencia nominal o no; normalmente este tipo de conexiones son realizadas a través de sistemas de transmisión de corriente directa en alta tensión ("*High Voltage Direct Current*" en Inglés, *HVDC*) [Chen and Zhou, 2005].

A principios de la década de 1950, el desarrollo de las válvulas de arco de mercurio permitió que los sistemas de transmisión *HVDC* se volvieran económicos y prácticos en situaciones especiales, como lo es la transmisión de potencia en largas distancias,

aunque sin duda la principal característica de la transmisión HVDC es que permiten realizar conexiones asíncronas, en las cuales los disturbios que ocurren en uno de los sistemas no se extienden al otro sistema que se interconecta, por lo que la seguridad del sistema completo mejora [Kundur, 1994].

“La primera aplicación comercial de la transmisión HVDC ocurrió en 1954 al interconectar la parte principal de Suecia y la isla de Gotland mediante un cable submarino de 96 km”. La transmisión HVDC tomó más fuerza al introducirse los convertidores de tiristores. La primera aplicación de este tipo de línea ocurrió en el río Eel en 1972, con una configuración espalda con espalda (*“back to back”* en Inglés) que interconectó de manera asíncrona los sistemas de Quebec y Nueva Brunswick. El costo y el tamaño del equipo de conversión han decrecido con los avances en la electrónica de potencia, mientras que la confiabilidad de éstos y sus aplicaciones en campo han incrementado [Kundur, 1994].

Independientemente de cómo se encuentre la infraestructura de un sistema de potencia, en un sistema síncrono de corriente alterna los flujos de potencia se determinan en gran parte por la impedancia de las líneas, es decir, una línea de baja impedancia permite un mayor flujo de potencia, que una línea con impedancia alta. Otro factor de gran peso por supuesto es la carga, debido a que tiene una gran influencia en los flujos de potencia, los cuales se distribuyen siguiendo fielmente las leyes de corriente de Kirchhoff. Por esta razón no siempre es posible que el operador del sistema pueda redistribuir los flujos en la red, y algunos problemas ocasionados por una mala regulación de los flujos de potencia pueden ser: la pérdida de estabilidad del sistema, las altas pérdidas en transmisión, las violaciones de límites de tensión y disparos en cascada [Acha et al., 2004].

Problemas como éstos comúnmente se resuelven conectando más centrales eléctricas y líneas de transmisión; sin embargo, resulta ser una solución un tanto costosa de implementar ya que requiere de largos tiempos de construcción y una serie de inconvenientes, aunados a la creación de infraestructura nueva. Por esta razón se han propuesto nuevas soluciones para el control de los flujos de potencia, basadas en la mejora de corredores de transmisión existentes empleando equipos de última generación, como los FACTs. Estos equipos tienen como objetivo principal aumentar el control del flujo de potencia en la red en estado estable y transitorio, y esto puede mejorar la forma en la que se realizan transacciones de energía en el mundo. Los sistemas HVDC se clasifican dentro de los FACTs, y su más reciente desarrollo tecnológico está basado en convertidores de estado sólido tipo VSC, que permiten un rápido control de la potencia activa y reactiva a través de ellos [Acha et al., 2004].

Durante la última década, se presentaron diversas alternativas para controlar el flujo de potencia en un corredor de transmisión, basadas en máquinas rotatorias, como el controlador de flujo de potencia rotatorio (*“Rotary Power Flow Controller”* en Inglés, RPFC). Uno de los primeros usos del RPFC fue en Japón, por la compañía *Chubu Electric Power Company (CEPCO)*. Su principal objetivo fue balancear la potencia

activa entre cuatro corredores con líneas de transmisión de circuito doble, en condiciones normales y con disparos de línea [Oury et al., 2008]. Algunos trabajos han propuesto ya modelos para el análisis del *RPFC* [Oury et al., 2009] y realizado simulaciones que evalúan el desempeño del mismo al controlar el flujo de potencia en corredores de sistemas eléctricos [Oury et al., 2009a].

Otro dispositivo similar, y punto medular de este trabajo, es el *VFT*, del que solo existen tres aplicaciones en el mundo. El primero de estos dispositivos fue fabricado por *General Electric (GE)*, instalado y puesto en marcha en la subestación Langlois de Hydro-Quebec en 2003. El acuerdo con *GE* para la instalación de un *VFT* con capacidad de 100 MW en la subestación de Langlois se efectuó en 2001, y la construcción del sitio comenzó en 2002. Una gran cantidad de simulaciones realizadas por *GE* probaron que el equipo cumplía los requerimientos del sistema, y finalmente se realizaron pruebas de campo en 2003. En abril de 2004 se colocó en operación al dispositivo como un transformador desfasador en una red local, y esta conexión síncrona presentó una operación satisfactoria durante 8 meses, considerándose listo para una operación asíncrona en diciembre de 2004. El *VFT* fue empleado para transferir hasta 100 MW de potencia entre los sistemas asíncronos de Quebec (Canadá) y Nueva York (Estados Unidos de América) en abril de 2005 [Ilahi and Kumar, 2013].

El segundo *VFT* se instaló en la subestación Laredo, de *American Electric Power (AEP)* cerca de la frontera entre Texas y México, siendo el primero en los Estados Unidos de América [Hassink et al., 2008]. Este dispositivo entró en operación el verano de 2007, interconectando las redes asíncronas de Estados Unidos de América y México. Este enlace entre *AEP* y *CFE* fue seleccionado por su respuesta pasiva a la disminución transitoria de la frecuencia con inyección de potencia, con una capacidad de 100 MW [Hassink et al., 2007], siendo así el dispositivo idóneo para una ciudad como Laredo, donde existe un rápido crecimiento de carga de aire acondicionado [Hassink et al., 2008].

La última aplicación de esta tecnología ocurrió en el 2009, cuando se interconectaron los sistemas síncronos de Nueva York y Nueva Jersey [GE, 2012]. Las conexiones existentes con *VFTs* hasta esta fecha habían sido de un solo canal, con capacidad de transferencia de 100 MW, sin embargo, en la estación de Linden, Nueva Jersey se instalaron tres canales en paralelo con una capacidad total de 300 MW (100 MW por canal) para transferir potencia entre el sistema *Con Edison (Con Ed)* en la ciudad de Nueva York y el sistema de la compañía *Public Service Electric and Gas (PSE&G)* en Nueva Jersey [Marczewski, 2007, Marczewski, 2007a]. El *VFT* fue la tecnología preferida para la aplicación en Linden debido a su habilidad de control de flujo de potencia continuo, su bajo riesgo de interacciones en la red y su relativamente pequeño tamaño de instalación [Pratico et al., 2010].

Como ya se ha mencionado una aplicación directa del *VFT* es como un transformador desfasador, que conecta dos sistemas síncronos. Un transformador desfasador se

emplea para mantener constante la transferencia de potencia activa en un corredor, sin embargo, tiene algunos inconvenientes que el *VFT*, operando en una conexión síncrona, supera con facilidad [Merkhouf et al., 2006]. El inconveniente de mayor peso es que tiene un diseño que provee un cambio discreto en el ángulo de fase [Alstom, 2012] mientras que el *VFT* es básicamente un transformador desfasador continuamente variable [Piwko and Larsen, 2006].

Las conexiones *HVDC* a pesar de todas las ventajas que han presentado, tienen inconvenientes asociados con la electrónica de potencia. El *VFT* funcionalmente es similar a los dispositivos *HVDC*, sin embargo, a diferencia de éstos, no tienen un límite mínimo de transferencia de potencia [Chen and Zhou, 2005], produce armónicos despreciables, no causa interacciones indeseables con otros elementos de la red y su costo y espacio de instalación son menores [Merkhouf et al., 2006]. Además su mantenimiento en general y factor de rendimiento están a la par o son ligeramente menores que los de los dispositivos *HVDC* [Marken et al., 2008].

1.2.1 Trabajos relevantes acerca del *VFT*

Algunos de los artículos de mayor relevancia para el análisis del *VFT* se mencionan en esta sección.

En [Piwko et al., 2005] se muestra una descripción breve del concepto general del *VFT* de la estación de Langlois, sus características de operación y control, además de los modelos empleados para estudios de planeación y dinámicos que básicamente están representados por el modelo del transformador desfasador, así como simulaciones de transferencia de potencia en escalón, respuesta ante una falla en un sistema, y alimentación de un sistema aislado.

Una simulación digital mediante el software *ElectroMagnetic Transients Program*® (*EMTP*®) se presenta en [Chen and Zhou, 2005], donde las pruebas realizadas son la energización del *VFT*, auto sincronización, una regulación de potencia en rampa y en escalón, potencia aplicada a un sistema aislado, control de tensión vía capacitores en paralelo y el límite de potencia dependiente de tensión. El modelo que se emplea es el de una máquina de inducción universal.

En [Nadeau, 2007] se muestra el comportamiento del *VFT* instalado en Langlois durante disturbios en la red, mostrando curvas de eventos reales, como fallas monofásicas, fallas trifásicas y alimentando un sistema aislado. En este documento se puede apreciar un comportamiento de este dispositivo extraído directamente de mediciones reales.

En [Merkhouf et al., 2008] se presenta una descripción breve del funcionamiento básico del *VFT*, además de simulaciones electromagnéticas mediante el método de elemento finito para analizar los patrones de flujo y el efecto de las variaciones de la permeancia en el entrehierro del *VFT*. El análisis en este artículo se obtiene de una

máquina de cuatro polos con los siguientes datos nominales: 100 MW, 17 kV/17 kV y 60 Hz.

Una simulación con el software *Power System Computer Aided Design*® (*PSCAD*®) se muestra en [Yuan et al., 2009], el modelo de verificación presentado es un modelo máquina-bus infinito, donde el modelo que representa al *VFT* es esencialmente el modelo de un generador asíncrono con un primo motor de CD. Se presentan pruebas de energización, así como de fallas y su respuesta a diversos tiempos de liberación.

En [Hossam et al., 2010] se presenta un modelo desarrollado en *MATLAB*®/*SIMULINK*®. Las simulaciones presentan la dinámica característica del *VFT*, y bajo algunas fallas se observa que el *VFT* previene que se extiendan de un sistema a otro. El modelo presentado se basa en el hecho de que el *VFT* es una máquina doblemente alimentada y se emplea un modelo de una máquina de inducción.

En [Ilahi et al., 2011b] se presenta al *VFT* como una nueva tecnología para el control de motores de inducción con tensión-frecuencia (V/f). Analizan el modo de operación en vacío de la máquina alimentando el estator y manteniendo el circuito del rotor abierto, de esta forma con un primo motor varían el deslizamiento y con ello la frecuencia y magnitud de la tensión en las terminales del rotor. Este proceso lo verifican de manera simulada y experimental con un sistema rotatorio compuesto por una máquina de inducción de 420 V, 4.4 A, Y-Y, 1430 RPM y FP=0.83 acoplada mecánicamente con una máquina de CD de 0.75 HP, 3.8 A, 220 V y 1500 RPM. Las simulaciones son efectuadas en *MATLAB*®/*SIMULINK*®, sin embargo, no se hace mención en ningún momento sobre las consideraciones realizadas en el cálculo de los parámetros del *VFT*.

En [Aguilar et al., 2012] implementan un modelo del *VFT* empleando el software *Power System Simulator*® (*PSS/E*®). El modelo es esencialmente el del transformador desfasador, donde el cambio del ángulo de fase es ajustado para mantener el intercambio de potencia activa dentro de los límites de potencia.

1.2.2 Tesis realizadas en la SEPI ESIME-Zacatenco relacionadas con los *VFT*

Dentro de la Sección de Estudios de Posgrado e Investigación (SEPI) de ESIME Zacatenco se ha desarrollado solo una tesis hasta la fecha en relación al *VFT*, debido a que es un dispositivo relativamente nuevo.

En [Álvarez, 2015], se presenta el modelado del *VFT* en el marco trifásico (abc), en el marco $dq0$, y en diversos marcos de referencia (arbitrario, estacionario, estator y rotor) como se hace con los motores de inducción. Además se realiza un análisis de estabilidad angular ante grandes y pequeños disturbios de la interconexión de dos sistemas de prueba mediante un *VFT* y la sintonización de los controles de este dispositivo.

1.2.3 Tesis realizadas en la SEPI ESIME-Zacatenco relacionadas con sistemas de monitoreo y control con *LabVIEW*®

Debido a que este trabajo emplea un sistema de adquisición y distribución de señales desarrollado en *LabVIEW*® es importante mencionar los trabajos realizados en la SEPI de ESIME Zacatenco que se encuentran relacionados.

En [Uribe, 2003] se realiza la instrumentación virtual de diversas variables eléctricas de una máquina síncrona mediante *LabVIEW*®; algunas de las funciones que realiza la aplicación que se desarrolla en este trabajo son: medición trifásica de tensión y corriente RMS, magnitud ángulo de fase, factor de potencia, potencia eléctrica (aparente, activa y reactiva) y medición del ángulo de carga de la máquina. La adquisición de señales se efectúa con la tarjeta PCLab 711.

En [Villegas, 2015] se realiza un sistema de adquisición de datos y monitoreo con *LabVIEW*® para máquinas síncronas de un simulador experimental de laboratorio, se miden directamente las tensiones de fase y corrientes que salen de los devanados del estator con transformadores de potencial y corriente respectivamente, así como la velocidad del rotor de la máquina con un sensor inductivo. Además una gama de cálculos pueden seleccionarse desde el panel frontal de la aplicación diseñada de las que se encuentran funciones como: valores RMS de tensión y corriente, ángulo de carga, distorsión armónica, potencia etc. Toda la adquisición y procesamiento de señales se efectúa con la tecnología cRIO de National Instruments.

En [Reyes, 2015] se realiza una implementación de un emulador de turbina eólica mediante *LabVIEW*® y la tecnología myRIO, en este trabajo se programan los modelos de las turbinas eólicas para simular su comportamiento, inicialmente se efectúa el análisis de los modelos polinomial, sinusoidal y exponencial en *MATLAB*® y *PSIM*®.

1.3 OBJETIVO

Desarrollar un prototipo inicial de un transformador de frecuencia variable (*VFT*) con control proporcional-integral (*PI*) de potencia activa, que pueda ser empleado en la conexión de la microred del laboratorio con el sistema eléctrico de *CFE*.

1.4 JUSTIFICACIÓN

El grupo de Investigación de Fenómenos Dinámicos en Redes Interconectadas y Máquinas Eléctricas de la SEPI-ESIME, conformado desde mediados de la década de 1980, está desarrollando un Simulador Experimental de Sistemas Eléctricos de Potencia Multimáquinas con 4 áreas de control. La Fig.1.3 muestra la localización física del simulador que se está construyendo desde 1985 en los Laboratorios Pesados II de ESIME-Zacatenco [Ruiz et al., 2007].

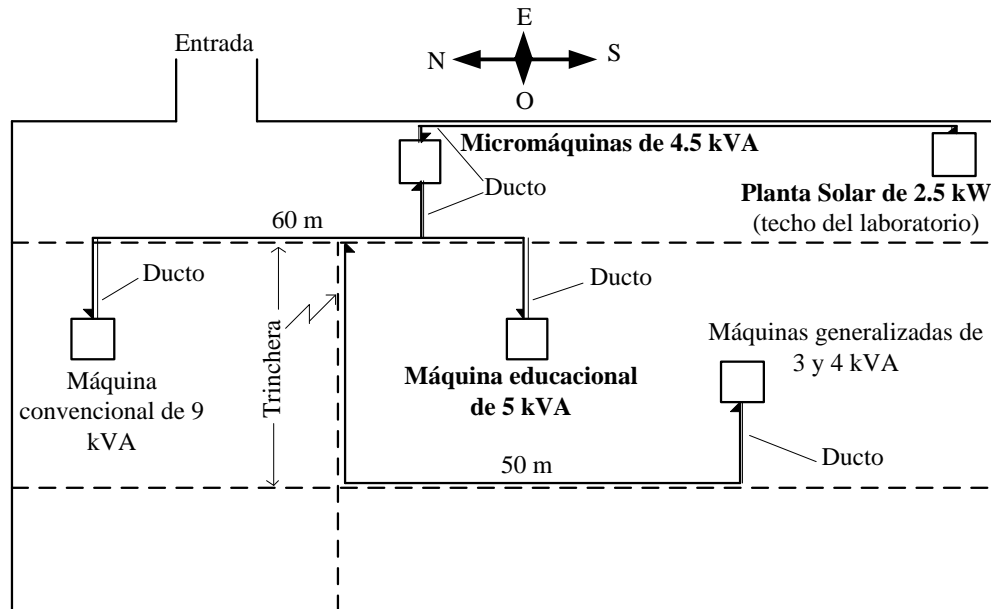


Fig.1.3 Localización física de las diferentes áreas del Simulador Experimental en los Laboratorios Pesados II de ESIME-Zacatenco (adaptado de [Ruiz et al., 2007]). Se resaltan en negritas los nombres de las áreas en las que los generadores cuentan con controles de excitación y frecuencia.

Las áreas de control que componen el simulador experimental de sistemas de potencia se encuentran desplazadas geográficamente dentro del área de la nave del edificio de Laboratorios Pesados II de la Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica Unidad Zacatenco, como se muestra en la Fig.1.3, para mejorar la representación de un sistema interconectado.

Este simulador experimental de un SEP cuenta con todos los tipos de simuladores físicos de máquinas eléctricas: máquinas generalizadas (máquinas especiales), micromáquinas (máquinas diseñadas especialmente para tener parámetros dinámicos similares a los de grandes unidades de generación) y simuladores no escalados (máquinas convencionales de pequeña capacidad). Esto aumenta aún más las ventajas del simulador, ya que permite explotar adecuadamente las ventajas de cada uno de estos simuladores, tanto en la investigación como en la docencia. Aunque se podría pensar que la construcción de este simulador es muy costosa, debido a los equipos especiales con los que cuenta, el costo de desarrollar este simulador es mucho menor que el esperado, ya que utiliza máquinas que ya se encontraban en el laboratorio de ingeniería eléctrica de la ESIME [Ruiz et al., 2007].

Actualmente se tienen ya dos áreas del simulador en las que se han implementado los controles de tensión y de frecuencia y que pueden ser interconectadas para formar un sistema multimáquinas: el área de las micromáquinas y el área de la máquina educacional de 5 kVA, las cuales se muestran en la Fig.1.4.



a) Microred con máquinas síncronas de polos lisos y salientes de 4.5 kVA.

b) Tablero de control en construcción



c) Máquina educacional de 5 kVA

Fig.1.4 Generadores del Simulador Experimental con controles de excitación y frecuencia.

Se ha determinado actualmente que las máquinas generalizadas deben permanecer operando aisladas del resto del sistema por tener características muy particulares de construcción y operación, por lo que para terminar la construcción del simulador, solamente resta implementar los controles de la máquina convencional de 9 kVA.

Actualmente, se puede implementar un sistema de potencia interconectado con tres generadores síncronos con controles, ya que el área de la microred cuenta con 4 módulos de transformadores trifásicos y 33 líneas de transmisión monofásicas y 3 trifásicas, y con 23 módulos de cargas estáticas, las cuales se pueden observar en su tablero principal.

En el proyecto 83701 del CONACyT de 2008, el grupo de investigación fue apoyado con recursos económicos para que se instalaran controles a las máquinas de la microred. Los controles de velocidad y excitación han sido adquiridos y ajustados [Sánchez, 2010 y Ramos, 2010], y actualmente se está construyendo un tablero de control para que sean instalados de manera definitiva en el laboratorio.

En la parte final del proyecto CONACyT, se debía desarrollar el sistema de monitoreo de los generadores síncronos de la microred. En lugar de comprar un sistema SCADA comercial, el director del proyecto decidió que era necesario desarrollar el sistema de monitoreo y adquisición de datos dentro del grupo de investigación empleando el sistema de desarrollo *LabVIEW*® [Villegas, 2015]. Esto permitió adquirir los componentes necesarios para desarrollar un sistema de adquisición de datos para los 3 generadores que ya tienen controles.

Una razón importante de comenzar a desarrollar los sistemas de adquisición de datos y monitoreo es que actualmente es necesario diseñar nuevos sistemas de este tipo para fuentes de generación renovables, baterías y otros componentes que van a ser integrados al Simulador Experimental, y que van a ser empleados de manera extensa en la red eléctrica real. Actualmente, desarrollar sistemas de adquisición de datos y monitoreo es un área de gran interés.

En la Fig.1.3 se puede observar que además de los generadores síncronos, en el simulador experimental de laboratorio se planea instalar una planta solar, que podrá funcionar como un generador más del sistema. Esta planta fue autorizada dentro del proyecto multidisciplinario SIP 1533 titulado “Desarrollo de un sistema experimental para el estudio de la integración de plantas de generación solar a sistemas eléctricos de potencia convencionales” del período 2013-2014. La adquisición de la planta fue autorizada y financiada con recursos del fideicomiso del IPN, pero desafortunadamente su compra se ha retrasado, principalmente por el paro de actividades de 2014. Actualmente sigue el proceso de adquisición.

Es importante notar, a partir de la descripción de los componentes y el desarrollo histórico del Simulador Experimental de Sistemas Eléctricos de Potencia, que cuenta con todos los elementos necesarios para ser considerado como una micro red moderna, dentro del concepto actual de las Redes Inteligentes [Hatziargyriou, 2014]:

- La presencia de generación renovable (una planta solar) y convencional (tres generadores síncronos con controles).
- Cargas eléctricas dinámicas y estáticas.
- Un sistema de monitoreo.

Esto es importante, debido a que, por su gran novedad, a nivel mundial se ha reconocido que todos los conceptos relacionados con la operación, diseño y gestión de las micro redes se deben probar experimentalmente, en diferentes sistemas alrededor del mundo [Kropowski et al., 2008].

Para el desarrollo de sistemas de control y protección de estos sistemas ante disturbios, es más adecuado probarlos en condiciones controladas en sistemas experimentales de laboratorio. Esto se debe a que para realizar las diferentes tareas que requiere el desarrollo de estos sistemas se deben aplicar intencionalmente disturbios en la red, que son inaceptables en microredes que tienen usuarios reales del sistema eléctrico [Kropowski et al., 2008].

En las micro redes de laboratorio se pueden aplicar fallas y otros disturbios para verificar la correcta operación de los sistemas de control y protección en condiciones seguras y controladas, que minimicen los posibles daños materiales y humanos.

Al operar el Simulador Experimental de Sistemas Eléctricos de Potencia en modo aislado, en una configuración con dos generadores síncronos, se ha observado que el ajuste de los controles es adecuado y que sus variables de tensión y frecuencia son reguladas de manera adecuada por los controles de excitación y velocidad de los generadores, sin embargo, al interconectar este sistema con la red de los Laboratorios Pesados 2 de ESIME-Zacatenco (la red de CFE), se han presentado fenómenos inadecuados de oscilaciones debidos al desbalance de las fases de la instalación del laboratorio y a otros factores.

Por esta razón, se propuso y fue aceptado el proyecto transdisciplinario 1734 en 2015, titulado: "Diseño y construcción de un transformador de frecuencia variable para interconectar una microred de laboratorio". Este proyecto fue aprobado por el IPN y se autorizaron recursos para comprar los componentes necesarios para la construcción del VFT y sincronizadores automáticos para todas las máquinas síncronas del laboratorio. Afortunadamente ya se adquirieron los componentes y este trabajo de tesis es una parte fundamental del proyecto. La idea general de la micro red de laboratorio, cuando se termine la adquisición e instalación de la planta solar y se haya construido el VFT se muestra en la Fig.1.5.

El utilizar el VFT permitiría conectar de manera asíncrona la micro red de laboratorio con la red de CFE, e intercambiar potencia entre ambos sistemas de manera controlada. Desde el punto de vista de la frecuencia, ambos sistemas estarían separados. En el simulador experimental ya se cuenta con un grupo en el que una máquina de inducción de rotor devanado está acoplada a una máquina de CD (Fig.1.6), por lo que el costo total de implementación del equipo se redujo de manera importante.

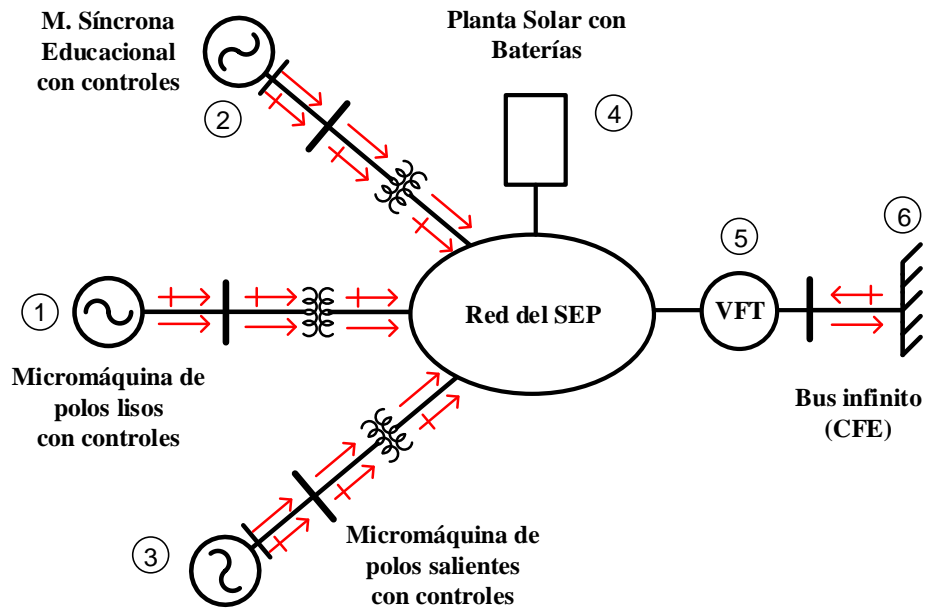


Fig.1.5 Idea general del simulador experimental de sistemas de potencia implementando una microrred interconectada con la red eléctrica de CFE.

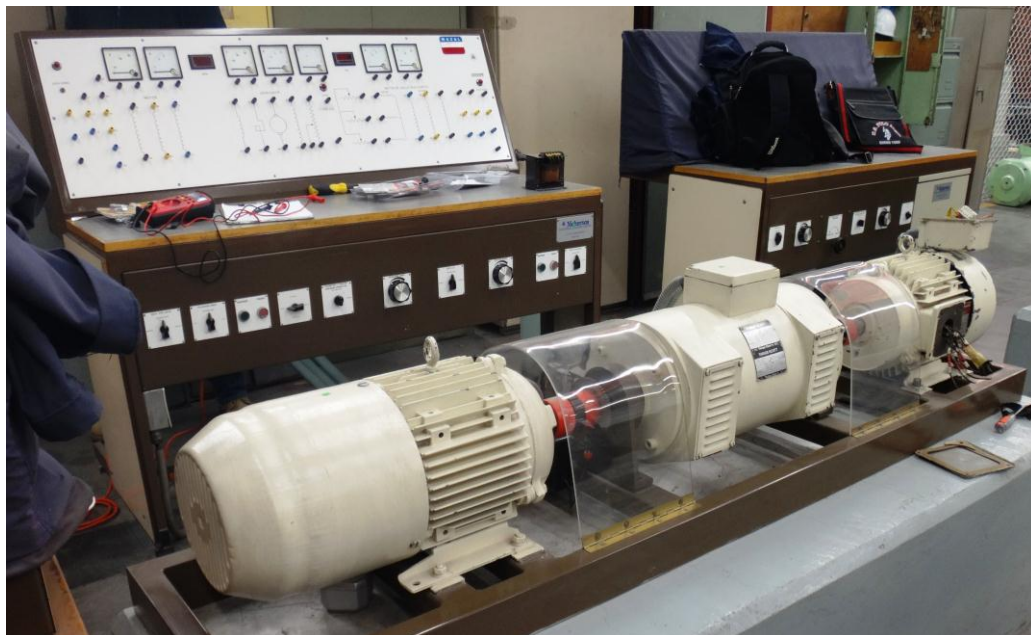


Fig.1.6 Máquina de inducción de rotor devanado de 3.0 kW.

Al iniciar los trabajos de diseño del VFT, se observó que muchos aspectos detallados del funcionamiento de la máquina de inducción en este modo de operación no se conocían aún. Por ejemplo, por facilidad, se ha empleado para representar al VFT un modelo de transformador desfasador, el cual no es adecuado para todas las condiciones de funcionamiento en las que puede operar el VFT.

De esta manera, el desarrollo de los modelos, y aún la determinación detallada de la operación de la máquina de inducción como transformador, tuvieron que ser obtenidas por medio de un análisis teórico, apoyado en la realización de pruebas experimentales de laboratorio.

Lo mismo pasó con la determinación de los parámetros del modelo. Fue necesario hacer una adecuación a partir de los parámetros obtenidos por medio de los procedimientos indicados en las normas, para obtener resultados de simulación que reprodujeran los valores medidos en las pruebas de laboratorio.

1.5 LIMITACIONES Y ALCANCES

El diseño del transformador de frecuencia variable (*VFT*) del presente trabajo de tesis se efectúa empleando un sistema rotatorio disponible en el laboratorio compuesto por un motor de inducción de rotor devanado acoplado a una máquina de CD compuesta, con lo que el comportamiento dinámico del sistema *VFT* se encuentra sujeto al diseño de las máquinas.

El sistema estará adaptado a los equipos disponibles en el Simulador Experimental de Sistemas Eléctricos de Potencia. Sin embargo, los modelos estáticos y dinámicos estudiados son adecuados para el análisis de cualquier otro dispositivo de este tipo, así como los procedimientos de prueba para la determinación de los parámetros.

1.6 APORTACIONES

Las aportaciones de esta tesis se mencionan a continuación:

- Se obtuvieron los parámetros de la máquina de inducción de manera convencional y se propuso una corrección de los parámetros que proporcionó buenos resultados de simulación cuando la máquina opera como *VFT* en vacío y aislando dos sistemas de potencia. La determinación de la constante de inercia se efectuó de un modo no invasivo con una metodología que usualmente es empleada en máquinas síncronas.
- Los modos de operación de la máquina de inducción operando como *VFT* se exploraron de manera experimental, apoyados de simulaciones que nos permitieron conocer más sobre este dispositivo. Fue necesario desarrollar un sistema de medición y control que fácilmente se puede adaptar a otras aplicaciones. Una versión inicial del prototipo nos permitió además obtener las mediciones necesarias para calcular la constante de inercia y conocer el comportamiento de la máquina operando como *VFT* en conexiones síncronas y asíncronas al transferir potencia activa a través de ella.
- El sistema desarrollado, además de la flexibilidad para adaptarse a otras aplicaciones, es un sistema seguro y confiable que se puede tener la certeza que no existe alguna pérdida de datos en los fenómenos supervisados; además es

una herramienta bastante útil debido a la cantidad de señales que adquiere y las funciones con las que cuenta operando en tiempo real o fuera de línea.

- El prototipo final es de gran utilidad para conectar dos sistemas síncronos y transferir potencia entre ellos, la respuesta del control es confiable permitiendo así que en laboratorio se pueda tener un corredor en el que se controle el flujo de potencia a voluntad. Se pueden efectuar conexiones asíncronas aunque debido a las características del sistema rotatorio, la transferencia de potencia oscila ligeramente dentro de una banda aceptable debido a las pequeñas diferencias de frecuencia entre los sistemas.

1.5 CONTENIDO DE LA TESIS

La estructura del trabajo desarrollado se muestra a continuación:

Capítulo 1: Introducción.

Este capítulo establece el planteamiento del problema, los objetivos y justificación que dieron pauta al desarrollo de este trabajo, así como sus limitaciones y alcances, las aportaciones que esta tesis provee y una breve explicación de la historia y trabajos desarrollados que le preceden.

Capítulo 2: Modelo y determinación de los parámetros del transformador de frecuencia variable.

Este capítulo presenta el desarrollo matemático del modelo dinámico de la máquina de inducción y la obtención del circuito en estado estacionario a partir de éste; además se describen las pruebas realizadas para parametrizar el modelo de la máquina de manera convencional, y la corrección propuesta para los modos de operación de la máquina trabajando como *VFT* en vacío y aislando dos sistemas de potencia.

Capítulo 3: Modos de operación del transformador de frecuencia variable.

En esta parte se exploran de manera experimental los modos de operación de la máquina de inducción trabajando como *VFT*. Primeramente se validan los parámetros obtenidos de manera convencional en el modelo de la máquina trabajando como motor, haciendo una comparación entre los valores simulados y los reales; con los parámetros corregidos se efectúan las simulaciones del *VFT* en vacío y aislando dos sistemas y se comparan con valores obtenidos de manera experimental. En el modo de operación transfiriendo potencia entre dos sistemas el modelo de simulación presentó una tendencia de comportamiento parecida a la registrada experimentalmente, sin embargo las magnitudes de los resultados son diferentes por lo que es necesario mejorar los parámetros para poder reproducir las mediciones con el modelo de simulación.

Capítulo 4: Especificaciones de diseño del sistema de control y medición del transformador de frecuencia variable.

Este capítulo contiene el desarrollo del prototipo de medición y control del canal VFT; se especifica inicialmente todo el desarrollo del software del sistema detallando cada una de sus etapas, además la descripción del diseño del hardware y las funciones que el sistema puede desempeñar.

Capítulo 5: Pruebas experimentales.

Aquí se prueba el prototipo ante diversas situaciones para las que fue diseñado, y se valida su funcionamiento correcto ante cada una de las mismas. Inicialmente se valida toda la etapa de adquisición de señales, para después corroborar la distribución de señales en el sistema. Con estas dos secciones verificadas se procede a realizar pruebas sobre el control de potencia activa en las que se incluye la sintonización del mismo.

Capítulo 6: Conclusiones y recomendaciones para trabajos futuros.

En este capítulo se recaban todas las conclusiones que se obtuvieron a lo largo del trabajo y se dan algunas recomendaciones para trabajos futuros.

Referencias

Aquí se indica todas las citas bibliográficas que se emplearon en este trabajo de tesis.

Apéndice A.

Se da una breve introducción al entorno de desarrollo en *LabVIEW*® y se muestran los programas completos empleados en el desarrollo del prototipo.

Apéndice B

Una descripción más detallada de los elementos más importantes empleados en el desarrollo del hardware del prototipo se presenta en esta sección.

Apéndice C

Se presenta una breve introducción a los métodos sintonización y se presenta el código en *MATLAB*® para obtener las constantes de sintonización.

CAPÍTULO 2:

MODELO Y DETERMINACIÓN DE LOS PARÁMETROS DEL TRANSFORMADOR DE FRECUENCIA VARIABLE

2.1 INTRODUCCIÓN

La construcción del *VFT* es similar a la de las máquinas de inducción de rotor devanado. Los dos sistemas separados eléctricamente se conectan en los devanados del rotor y estator respectivamente. Las principales partes de este sistema rotatorio son: un transformador rotatorio, un primo motor con sus respectivos controles y el sistema del colector [Ilahi and Kumar, 2014]. El arreglo físico del *VFT* y sus componentes, es vertical, donde el colector se encuentra en la parte superior del sistema rotatorio; éste se encuentra compuesto de anillos deslizantes de cobre con escobillas de carbón y es el encargado de conducir corriente entre los devanados del rotor y uno de los sistemas de potencia [Ilahi and Kumar, 2013].

El primo motor se diseñada para producir continuamente par mecánico, incluso a velocidad cero. Este motor es una máquina de CD de excitación separada, la cual es utilizada para esta aplicación por su confiabilidad, disponibilidad y principalmente por el hecho de que la máquina trabaja a velocidades muy bajas e incluso en condiciones de paro [Truman and Stranges, 2007].

El sistema rotatorio en general tiene muy poca capacidad de auto enfriamiento debido a la baja velocidad de rotación a la que opera, así que el enfriamiento del sistema se realiza por aire forzado. Un factor de gran importancia que ayuda a mantener la estabilidad durante disturbios, es la gran inercia del sistema; típicamente de 26 pu a una base de 100 MW [Ilahi and Kumar, 2013].

Para representar el comportamiento de la máquina de inducción en sus diversos modos de operación se requiere de un modelo dinámico que pueda expresar su comportamiento, tanto en estado estacionario como transitorio; sin embargo, los parámetros de este modelo diferencian una máquina de otra, alterando este comportamiento. De esta forma, para el uso efectivo del modelo de la máquina de inducción operando en cualquier modo de operación, es necesaria una buena determinación de sus parámetros, con la finalidad de representar lo más cercano

posible su comportamiento real. La identificación de los parámetros se efectúa normalmente por una serie de pruebas experimentales, haciendo que la máquina trabaje bajo condiciones específicas. La concatenación de dichas pruebas permite obtener los parámetros del modelo [Abad et al., 2011, Sen, 2014].

2.2 MODELO DE LA MÁQUINA DE INDUCCIÓN DE ROTOR DEVANADO

El modelo matemático de la máquina de inducción es un modelo idealizado, con la estructura mostrada en la Fig.2.1.

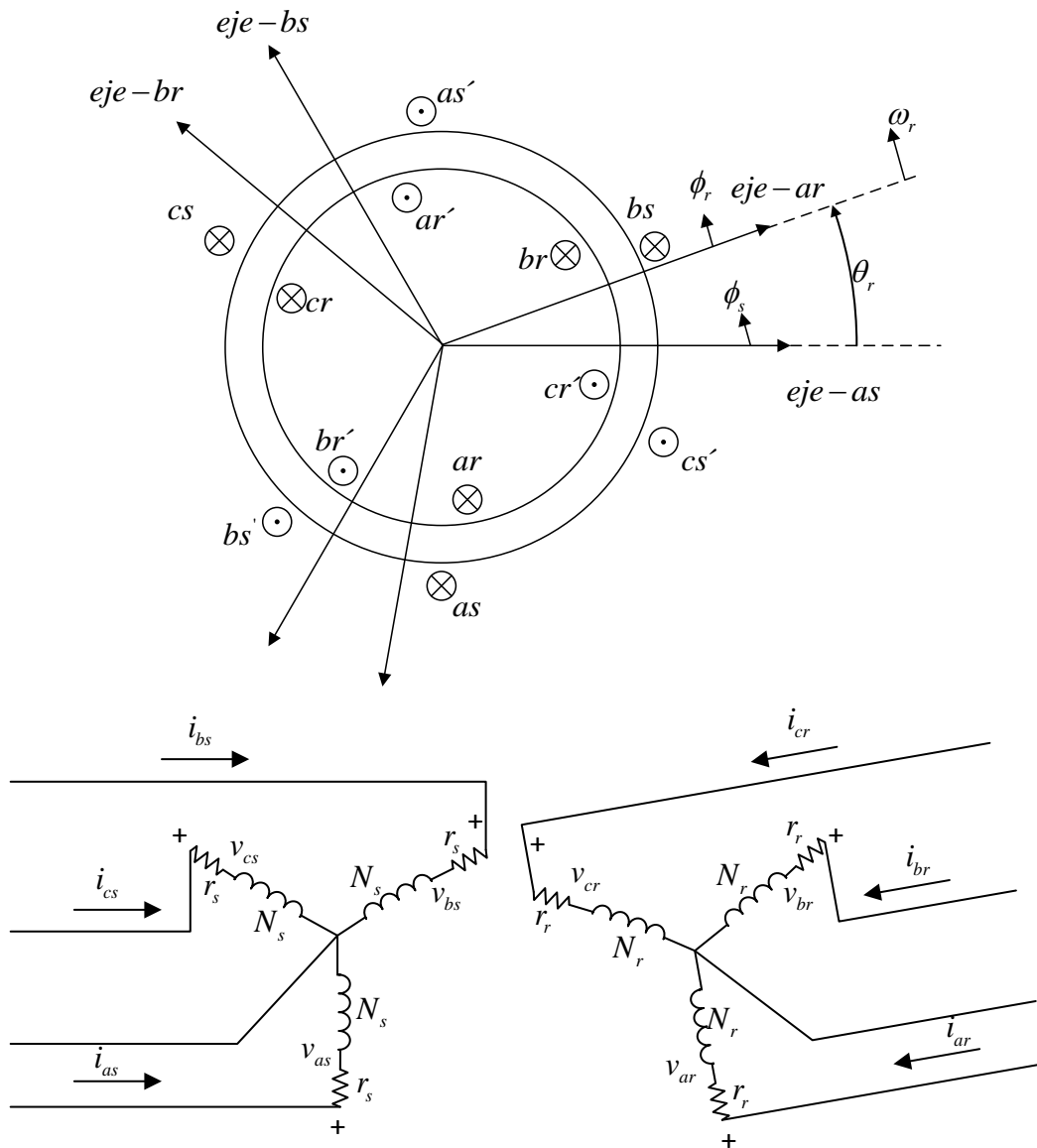


Fig.2.1 Máquina de inducción idealizada simétrica de dos polos y conexión estrella (adaptada de [Krause et al., 2013]).

El modelo es desarrollado bajo las condiciones siguientes [Ruiz y Olguín, 1995, Krause et al., 2013]:

- Se asume que el rotor es cilíndrico, lo cual indica que las inductancias mutuas y propias entre los devanados del rotor y el estator son constantes.
- La máquina es simétrica, de esta forma la construcción de los circuitos equivalentes en el eje d y q es igual.
- La dinámica de los circuitos del rotor depende del deslizamiento.
- Se desprecian los armónicos.
- Se asume un comportamiento magnético lineal, es decir, se desprecia la saturación.
- Se desprecia el cambio en la resistencia debido a variaciones de frecuencia y temperatura.

2.2.1 Modelo matemático

Considerando una convención motor en ambos devanados, las ecuaciones de tensión del estator y rotor de la máquina están dadas por las ecuaciones (2.1) y (2.2) [Krause et al., 2013]

$$v_{abcs} = r_s i_{abcs} + p \lambda_{abcs} \quad (2.1)$$

$$v_{abcr} = r_r i_{abcr} + p \lambda_{abcr} \quad (2.2)$$

donde:

$$(f_{abcs})^T = [f_{as} \quad f_{bs} \quad f_{cs}] \quad (2.3)$$

$$(f_{abcr})^T = [f_{ar} \quad f_{br} \quad f_{cr}] \quad (2.4)$$

Las ecuaciones con subíndice s denotan variables y parámetros asociados con los devanados en el estator, el subíndice r denota que se asocian con el rotor, las matrices r_s y r_r son diagonales y f representa tensión, corriente o enlaces de flujo. Los enlaces de flujo se encuentran determinados por la ecuación (2.5) considerando que el circuito magnético es lineal [Krause et al., 2013].

$$\begin{bmatrix} \lambda_{abcs} \\ \lambda_{abcr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & L_{sr} \\ (L_{sr})^T & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{abcs} \\ i_{abcr} \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

En donde las inductancias del estator, rotor y mutuas se describen en las ecuaciones (2.6), (2.7) y (2.8).

$$L_s = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{ls} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{ls} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

$$L_r = \begin{bmatrix} L_{lr} + L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & L_{lr} + L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & L_{lr} + L_{mr} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

$$L_{sr} = \mathbf{L}_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \theta_r & \cos \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \theta_r \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

En las ecuaciones (2.6) y (2.7) las inductancias de dispersión están denotadas por el subíndice l , mientras que las inductancias de magnetización se representan con el subíndice m ; además \mathbf{L}_{sr} representa la amplitud de las inductancias mutuas entre los devanados del rotor y estator en la ecuación (2.8) [Krause et al., 2013].

Mediante la relación de espiras entre estator y rotor se pueden referir las corrientes, tensiones y enlaces de flujo del rotor al lado del estator como [Krause et al., 2013]

$$i'_{abcr} = \frac{N_r}{N_s} i_{abcr} \quad (2.9)$$

$$v'_{abcr} = \frac{N_s}{N_r} v_{abcr} \quad (2.10)$$

$$\lambda'_{abcr} = \frac{N_s}{N_r} \lambda_{abcr} \quad (2.11)$$

Así mismo L_{ms} , L_{mr} y L_{sr} están relacionadas por

$$L_{ms} = \frac{N_s}{N_r} L_{sr} \quad (2.12)$$

de esta forma se puede definir

$$L'_{sr} = \frac{N_s}{N_r} L_{sr} = L_{ms} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta_r & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta_r \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

Además L_{mr} se puede expresar como

$$L_{mr} = \left(\frac{N_r}{N_s}\right)^2 L_{ms} \quad (2.14)$$

Refiriendo las inductancias en el rotor al estator como se muestra en la ecuación (2.15)

$$L'_r = \left(\frac{N_s}{N_r}\right)^2 L_r \quad (2.15)$$

se obtiene

$$L'_r = \begin{bmatrix} L'_{lr} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & L'_{lr} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & L'_{lr} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

donde

$$L'_{lr} = \left(\frac{N_s}{N_r}\right)^2 L_{lr} \quad (2.17)$$

Ahora los enlaces de flujo se pueden expresar como en la ecuación (2.18)

$$\begin{bmatrix} \lambda_{abcs} \\ \lambda'_{abcr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & L'_{sr} \\ (L'_{sr})^T & L'_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{abcs} \\ i'_{abcr} \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

y las ecuaciones de tensión en la máquina de inducción con los todos los términos referidos al estator se expresan en la ecuación (2.19) [Krause et al., 2013]

$$\begin{bmatrix} v_{abcs} \\ v'_{abcr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s + pL_s & pL'_{sr} \\ p(L'_{sr})^T & r'_r + pL'_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{abcs} \\ i'_{abcr} \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

donde

$$r'_r = \left(\frac{N_s}{N_r} \right)^2 r_r \quad (2.20)$$

La ecuación del par electromagnético en la máquina, en conjunto con las ecuaciones de tensión, forman el conjunto de ecuaciones eléctricas que describen el comportamiento dinámico de la máquina de inducción en el marco abc [Krause et al., 2013].

La energía almacenada en el acoplamiento magnético está definida por la ecuación (2.21)

$$W_f = \frac{1}{2} (i_{abcs})^T L_s i_{abcs} + (i_{abcs})^T L'_{sr} i'_{abcr} + \frac{1}{2} (i'_{abcr})^T L'_r i'_{abcr} \quad (2.21)$$

Al asumir un efecto magnético lineal en el desarrollo del modelo, la energía en el campo W_f es igual a la coenergía W_c , además el cambio de la energía mecánica se define como [Krause et al., 2013]

$$pW_m = -T_e p\theta_{rm} \quad (2.22)$$

Donde:

- W_c es la energía mecánica.
- T_e es el par electromagnético.
- θ_{rm} es el desplazamiento actual del rotor.

El desplazamiento angular eléctrico θ_r se puede expresar como

$$\theta_r = \left(\frac{P}{2} \right) \theta_{rm} \quad (2.23)$$

En la que P es el número de polos en la máquina, de esta forma al sustituir la ecuación (2.23) en (2.22) se obtiene

$$pW_m = -T_e \left(\frac{2}{P} \right) p\theta_r \quad (2.24)$$

y el par electromagnético puede ser evaluado de

$$T_e(i, \theta_r) = \left(\frac{P}{2} \right) \frac{\partial W_c(i, \theta_r)}{\partial \theta_r} \quad (2.25)$$

Así, sustituyendo W_f en la ecuación (2.25) se obtiene

$$T_e = \left(\frac{P}{2}\right) (i'_{abcs})^T \frac{\partial}{\partial \theta_r} [L'_{sr}] i'_{abcr} \quad (2.26)$$

En unidades de Newton-metro (Nm), la forma expandida se muestra en la ecuación (2.27)

$$T_e = -\left(\frac{P}{2}\right) L_{ms} \left\{ \left[i'_{as} \left(i'_{ar} - \frac{1}{2} i'_{br} - \frac{1}{2} i'_{cr} \right) + i'_{bs} \left(i'_{br} - \frac{1}{2} i'_{ar} - \frac{1}{2} i'_{cr} \right) + i'_{cs} \left(i'_{cr} - \frac{1}{2} i'_{br} - \frac{1}{2} i'_{ar} \right) \right] \sin \theta_r + \frac{\sqrt{3}}{2} \left[i'_{as} (i'_{br} - i'_{cr}) + i'_{bs} (i'_{cr} - i'_{ar}) + i'_{cs} (i'_{ar} - i'_{br}) \cos \theta_r \right] \right\} \quad (2.27)$$

La relación entre par-velocidad está dada por

$$T_e = J \left(\frac{2}{P}\right) p \omega_r + T_L \quad (2.28)$$

Donde:

- J es la inercia del rotor ($\text{kg}\cdot\text{m}^2$ o $\text{J}\cdot\text{s}^2$).
- T_L es el par inercial ($\text{lbm}\cdot\text{ft}^2$).
- ω_r es la velocidad angular del rotor (rad/s).

Al analizar una máquina de inducción es necesario realizar una transformación de todas las variables de la máquina a un marco arbitrario que puede ser estacionario o girar a cualquier velocidad. Una formulación que permite la transformación de las variables del marco abc al marco arbitrario es [Krause et al., 2013]

$$(f'_{qd0r})^T = [f'_{qr} \quad f'_{dr} \quad f'_{0r}] \quad (2.29)$$

$$(f'_{abcr})^T = [f'_{ar} \quad f'_{br} \quad f'_{cr}] \quad (2.30)$$

$$K_r = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \beta & \cos\left(\beta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\beta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin \beta & \sin\left(\beta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\beta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

$$\beta = \theta - \theta_r \quad (2.32)$$

donde θ_r está definido como

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r \quad (2.33)$$

Así tenemos que la inversa de la matriz de transformación es

$$(K_r)^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \beta & \sin \beta & 1 \\ \cos\left(\beta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\beta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\beta + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\beta + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (2.34)$$

El subíndice r indica que la matriz de transformación está asociada con los circuitos del rotor (circuitos móviles), una representación de la relación entre los ejes del rotor y los ejes dq del marco de referencia se muestra en la Fig.2.2 [Krause et al., 2013]

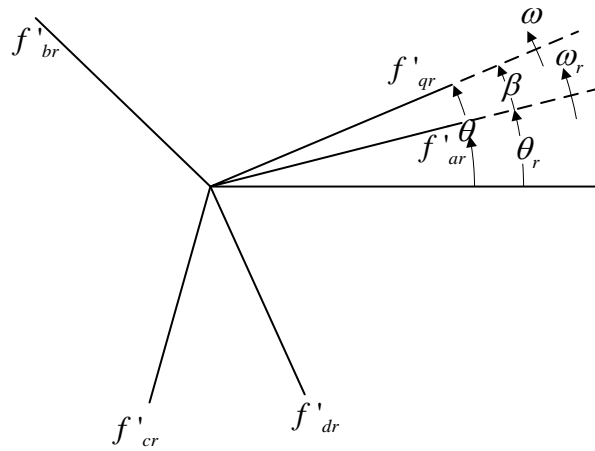


Fig.2.2 Relación entre los ejes del rotor y los ejes dq , donde el eje q adelanta al eje d 90° (adaptada de [Krause et al., 2013]).

Las matrices de transformación (2.31) y (2.34) son también las matrices de transformación de los circuitos del estator, con β como desplazamiento angular en vez de θ . En particular, al reemplazar θ_r por θ_c en la ecuación (2.32) donde [Krause et al., 2013]

$$\frac{d\theta_c}{dt} = \omega_c \quad (2.35)$$

la velocidad angular de los circuitos, se puede seleccionar en cero o cualquier otra velocidad. Existen tres marcos de referencia que surgen de esta deducción, el marco de referencia estacionario donde $\omega_c = 0$, el marco síncrono donde $\omega_c = \omega_s$ y el marco en el rotor donde $\omega_c = \omega_r$ [Ruiz y Olguín, 1995, Krause et al., 2013].

Con la transformación al marco arbitrario definida, se deben transformar las ecuaciones de tensión en la máquina y la ecuación del par electromagnético al marco

de referencia arbitrario. Las ecuaciones de tensión de la máquina de inducción en el nuevo marco están descritas por las ecuaciones (2.36) y (2.37) [Krause et al., 2013]

$$v_{qd0s} = r_s i_{qd0s} + \omega \lambda_{dqs} + p \lambda_{qd0s} \quad (2.36)$$

$$v'_{qd0r} = r'_r i'_{qd0r} + (\omega - \omega_r) \lambda'_{dqr} + p \lambda'_{qd0r} \quad (2.37)$$

donde

$$\left(\lambda_{dqs} \right)^T = \begin{bmatrix} \lambda_{ds} & -\lambda_{qs} & 0 \end{bmatrix} \quad (2.38)$$

$$\left(\lambda'_{dqr} \right)^T = \begin{bmatrix} \lambda'_{dr} & -\lambda'_{qr} & 0 \end{bmatrix} \quad (2.39)$$

Aplicando la transformación a los enlaces de flujo en el marco de referencia *abc*

$$\begin{bmatrix} \lambda_{qd0s} \\ \lambda'_{qd0r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_s L_s (K_s)^{-1} & K_s L'_{sr} (K_r)^{-1} \\ K_r (L'_{sr})^T (K_s)^{-1} & K_r L'_r (K_r)^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qd0s} \\ i'_{qd0r} \end{bmatrix} \quad (2.40)$$

donde

$$K_s L_s (K_s)^{-1} = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_M & 0 & 0 \\ 0 & L_{ls} + L_M & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} \end{bmatrix} \quad (2.41)$$

$$L_M = \frac{3}{2} L_{ms} \quad (2.42)$$

Debido a que L'_r es similar en forma a L_s , resulta que

$$K_r L'_r (K_r)^{-1} = \begin{bmatrix} L'_{lr} + L_M & 0 & 0 \\ 0 & L'_{lr} + L_M & 0 \\ 0 & 0 & L'_{lr} \end{bmatrix} \quad (2.43)$$

Además se puede demostrar que

$$K_s L'_{sr} (K_r)^{-1} = K_r (L'_{sr})^T (K_s)^{-1} = \begin{bmatrix} L_M & 0 & 0 \\ 0 & L_M & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.44)$$

Las ecuaciones de tensión expandidas de las ecuaciones (2.36) y (2.37) se muestran en el conjunto de ecuaciones (2.45), además al sustituir las ecuaciones (2.41), (2.43) y (2.44) en la ecuación (2.40), se obtiene de forma expandida el conjunto de ecuaciones (2.46) de los enlaces de flujo [Krause et al., 2013].

$$\begin{aligned}
 v_{qs} &= r_s i_{qs} + \omega \lambda_{ds} + p \lambda_{qs} \\
 v_{ds} &= r_s i_{ds} - \omega \lambda_{qs} + p \lambda_{ds} \\
 v_{0s} &= r_s i_{0s} + p \lambda_{0s} \\
 v'_{qr} &= r'_r i'_{qr} + (\omega - \omega_r) \lambda'_{dr} + p \lambda'_{qr} \\
 v'_{dr} &= r'_r i'_{dr} - (\omega - \omega_r) \lambda'_{qr} + p \lambda'_{dr} \\
 v'_{0r} &= r'_r i'_{0r} + p \lambda'_{0r}
 \end{aligned} \tag{2.45}$$

$$\begin{aligned}
 \lambda_{qs} &= L_{ls} i_{qs} + L_M (i_{qs} + i'_{qr}) \\
 \lambda_{ds} &= L_{ls} i_{ds} + L_M (i_{ds} + i'_{dr}) \\
 \lambda_{0s} &= L_{ls} i_{0s} \\
 \lambda'_{qr} &= L'_{lr} i'_{qr} + L_M (i_{qs} + i'_{qr}) \\
 \lambda'_{dr} &= L'_{lr} i'_{dr} + L_M (i_{ds} + i'_{dr}) \\
 \lambda'_{0r} &= L'_{lr} i'_{0r}
 \end{aligned} \tag{2.46}$$

Con las ecuaciones de enlaces de flujo y tensiones se obtienen los circuitos equivalentes del eje d, q y 0 que se muestran en las Figs.2.3, 2.4 y 2.5 respectivamente.

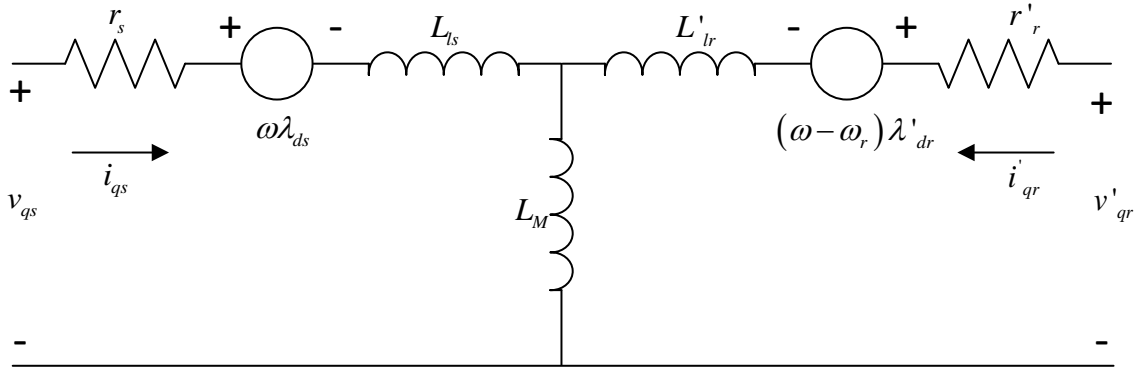


Fig.2.3 Circuito equivalente del eje en cuadratura del modelo de la máquina inducción (adaptada de [Krause et al., 2013]).

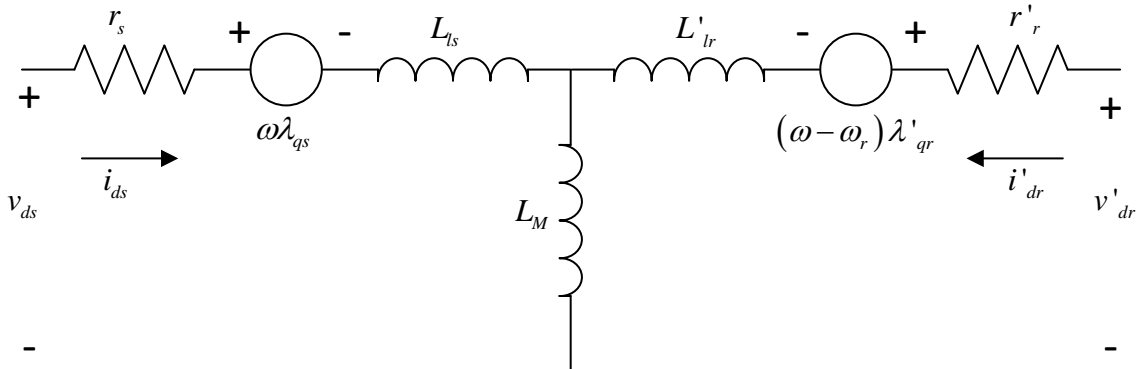


Fig.2.4 Circuito equivalente del eje directo del modelo de la máquina inducción (adaptada de [Krause et al., 2013]).

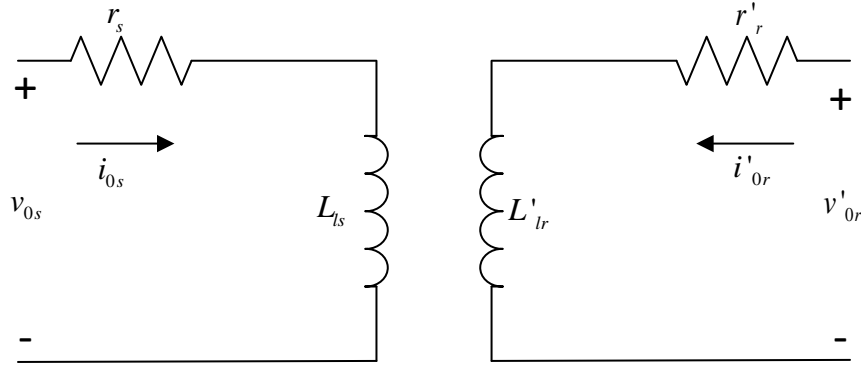


Fig.2.5 Circuito equivalente del eje cero del modelo de la máquina inducción (adaptada de [Krause et al., 2013]).

El par electromagnético en el marco de referencia arbitrario surge al aplicar la transformación a la ecuación (2.26) como se muestra en la ecuación (2.47) [Krause et al., 2013].

$$T_e = \left(\frac{P}{2}\right) \left[(K_s)^{-1} i_{qd0s} \right]^T \frac{\partial}{\partial \theta_r} [L'_{sr}] (K_r)^{-1} i'_{qd0r} \quad (2.47)$$

Así el par expresado en términos de corrientes es

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) L_M (i_{qs} i'_{dr} - i_{ds} i'_{qr}) \quad (2.48)$$

Y algunas otras expresiones equivalentes son:

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) (\lambda'_{qr} i'_{dr} - \lambda'_{dr} i'_{qr}) \quad (2.49)$$

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) (\lambda_{ds} i_{qs} - \lambda_{qs} i_{ds}) \quad (2.50)$$

El marco de referencia que se utiliza en el análisis de la máquina de inducción se recomienda se seleccione bajo las siguientes consideraciones [Ruiz y Olgúin, 1995]:

- Emplear el marco estacionario si las tensiones en el estator son desbalanceadas o discontinuas y las tensiones del rotor son balanceadas.
- Emplear el marco en el rotor si las tensiones en el rotor son desbalanceadas o discontinuas y las tensiones del estator son balanceadas.
- Emplear el marco estacionario o síncrono si todos los voltajes están balanceados.

Un par de ecuaciones más completan el modelo de la máquina asíncrona, las ecuaciones mecánicas que describen su dinámica se muestran en las ecuaciones (2.51) y (2.52), conocidas también como la ecuación de oscilación [Ruiz y Olgúin, 1995a, Krause et al., 2013].

$$\frac{d}{dt} \omega_m = \frac{1}{2H} (T_e - F\omega_m - T_m) \quad (2.51)$$

$$\frac{d}{dt} \theta_m = \omega_m \quad (2.52)$$

Donde:

- ω_m es la velocidad angular del rotor.
- θ_m es la posición angular del rotor.
- H es la constante de inercia combinada del rotor y la carga.
- F es el coeficiente de fricción combinado del rotor y la carga.
- T_e es el par electromagnético.
- T_m es el par mecánico.

2.3 DETERMINACIÓN DE PARÁMETROS

Para evaluar un modelo de simulación que refleje los valores reales que produce la máquina de inducción de rotor devanado de laboratorio operando como motor o como *VFT*, es necesario obtener los parámetros de la máquina como motor de inducción, que es la manera convencional que existe hasta ahora para obtener los parámetros del circuito equivalente de la máquina.

La determinación de parámetros de la máquina de inducción se basa en una serie de pruebas que en conjunto proporcionan información necesaria para determinar las magnitudes de cada elemento del circuito equivalente de estado estacionario y del cual se pueden obtener los parámetros en general para el modelo detallado que se explicó en la sección anterior.

En condiciones balanceadas, las cantidades de secuencia cero de la transformación, son cero y en condiciones de estado estable todas las variables en d y q son sinusoidales en todas las referencias, menos en el marco de referencia síncrono, en el cual son constantes; se debe tener en mente que en un marco de referencia asíncrono las tensiones están relacionadas por [Krause et al., 2013]:

$$F_{ds} = jF_{qs} \quad (2.53)$$

y con $\theta(0) = 0$

$$F_{qs} = F_{as} \quad (2.54)$$

La máquina de inducción es simétrica así que las ecuaciones (2.53) y (2.54) aplican en los enlaces de flujo y corrientes del estator; de igual manera, las variables del rotor en estado estable están relacionadas por [Krause et al., 2013]:

$$F'_{dr} = jF'_{qr} \quad (2.55)$$

y con $\theta(0) = \theta_r(0) = 0$

$$F'_{qr} = F'_{ar} \quad (2.56)$$

Si en las ecuaciones de tensión (2.45) se sustituye el operador p por $j(\omega_e - \omega)$ se obtienen las ecuaciones en forma fasorial [Krause et al., 2013].

$$V_{qs} = r_s \tilde{I}_{qs} + \omega \lambda_{ds} + j(\omega_e - \omega) \lambda_{qs} \quad (2.57)$$

$$V'_{qr} = r'_r \tilde{I}'_{qr} + (\omega - \omega_r) \lambda'_{dr} + j(\omega_e - \omega) \lambda'_{qr} \quad (2.58)$$

En base a las ecuaciones (2.53) y (2.55) se obtiene

$$V_{qs} = r_s \tilde{I}_{qs} + j\omega_e \lambda_{qs} \quad (2.59)$$

$$V'_{qr} = r'_r \tilde{I}'_{qr} + j(\omega_e - \omega_r) \lambda'_{qr} \quad (2.60)$$

Las ecuaciones de tensión que son válidas en cualquier marco de referencia asíncrono se obtienen sustituyendo los enlaces de flujo del conjunto de ecuaciones (2.46) en las ecuaciones (2.59) y (2.60), además convirtiendo las variables qs y qr en variables as y ar respectivamente [Krause et al., 2013].

$$V_{as} = (r_s + j\omega_e L_{ls}) \tilde{I}_{as} + j\omega_e L_M (\tilde{I}_{as} + I'_{ar}) \quad (2.61)$$

$$\frac{V'_{ar}}{s} = \left(\frac{r'_r}{s} + j\omega_e L'_{lr} \right) I'_{ar} + j\omega_e L_M (\tilde{I}_{as} + I'_{ar}) \quad (2.62)$$

Donde se define s como el deslizamiento y ω_e es la velocidad síncrona.

$$s = \frac{\omega_e - \omega_r}{\omega_e} \quad (2.63)$$

De esta forma, de las ecuaciones (2.61) y (2.62) se obtiene el circuito equivalente de la Fig.2.6; además, considerando que el circuito del rotor en un motor de inducción está en corto circuito, y expresando las ecuaciones en términos de reactancias, se obtiene el circuito de la Fig.2.7.

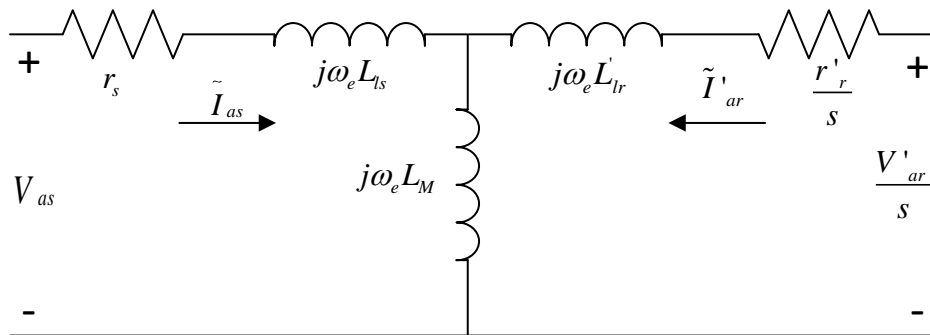


Fig.2.6 Circuito equivalente en estado estable de la máquina de inducción (adaptada de [Krause et al., 2013]).

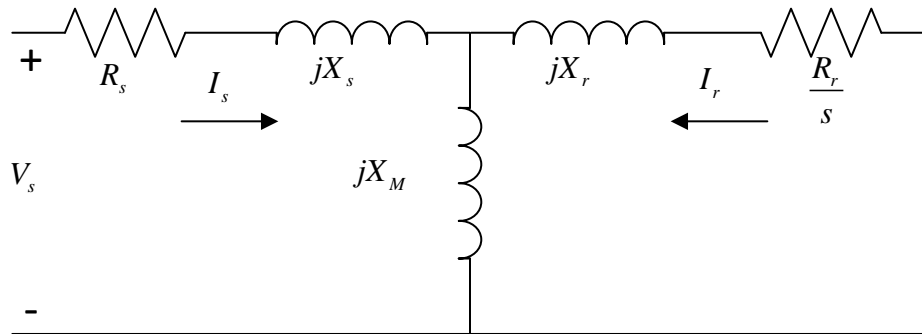


Fig.2.7 Circuito equivalente en estado estable del motor de inducción (adaptada de [Ruiz, 1996]).

2.3.1 Parámetros eléctricos de la máquina de inducción

Para determinar los parámetros eléctricos de la máquina de inducción es necesario realizar tres pruebas básicas [Chapman, 2000]:

- Determinación de la resistencia del estator.
- Prueba de vacío.
- Prueba de rotor bloqueado.

En [García, 2016] se desarrollaron las tres pruebas para obtener el circuito equivalente de la máquina de inducción de laboratorio; los valores de las mediciones obtenidas se emplean para calcular los parámetros convencionales del circuito equivalente. Los parámetros obtenidos de manera convencional se validan en el modelo de la máquina de inducción en modo motor, obteniendo buenos resultados; sin embargo, operando como *VFT*, los resultados de las simulaciones no se aproximan a la realidad, con lo que se realiza la prueba de rotor bloqueado a la frecuencia más baja posible en laboratorio, obteniendo así nuevos parámetros de la máquina que aproximan más las simulaciones a las mediciones experimentales.

2.3.1.1 Determinación de la resistencia del estator

La resistencia del estator se determinó mediante la medición directa de la resistencia en los devanados del estator a través de un micro-ohmetro, los resultados de la medición se muestran en la Tabla 2.1.

Tabla 2.1 Mediciones de las resistencias en los devanados del estator a una temperatura de 24°C.

Devanado	A	B	C
Resistencia (Ω)	0.4726	0.5411	0.4661

De las mediciones obtenidas directamente se promedian los valores de cada devanado como se muestra en la ecuación (2.64); la corrección temperatura a este valor de resistencia se efectúa con la ecuación (2.65) [Ruiz, 1996, IEEE, 2004].

$$R_a = \frac{R_A + R_B + R_C}{3} \quad (2.64)$$

$$R_s = \frac{R_a (t_b + k_1)}{t_a + k_1} \quad (2.65)$$

Donde

- R_s es la resistencia corregida en ohms a la temperatura t_b .
- R_a promedio de los valores medidos en ohms de cada devanado en el estator, a la temperatura t_a .
- t_a es la temperatura en °C a la que se realizó la prueba.
- t_b es la temperatura de corrección en °C.
- k_1 es 234.5 de 100% IACS conductividad del cobre, o 225 para el aluminio, basado en un volumen conductividad de 62%.

Finalmente basado en las mediciones y ecuaciones anteriores el valor de resistencia obtenido se corrigió a 80°C como lo sugiere la placa de datos, con lo que $R_s = 0.6001$.

2.3.1.2 Prueba de vacío

En la Fig.2.8 se muestra el circuito para esta prueba en la que se revelan las pérdidas rotacionales en el motor de inducción. Debido a que el deslizamiento de la máquina en vacío es casi cero la resistencia del rotor es muy grande con lo que la corriente del rotor puede despreciarse, de este modo el circuito equivalente de la máquina de inducción en estado estacionario puede reescribirse como se muestra en la Fig.2.9 [Chapman, 2000, Cathey, 2001, IEEE, 2004].

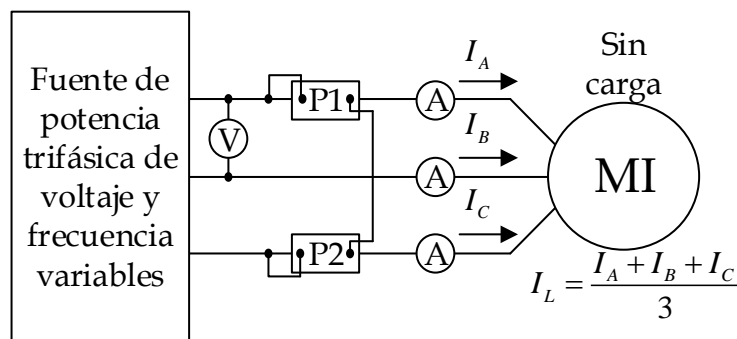


Fig.2.8 Circuito para la prueba de vacío (adaptada de [Chapman, 2000]).

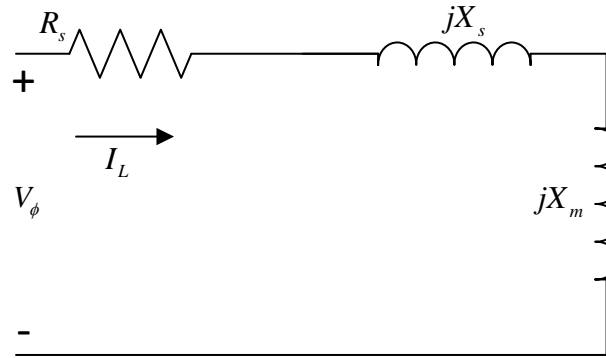


Fig.2.9 Circuito resultante de la prueba de vacío (adaptada de [Ruiz, 1996]).

Del circuito reducido se pueden deducir las siguientes ecuaciones [Chapman, 2000]:

$$P_{SCL} = 3I_L^2 R_s \quad (2.66)$$

$$P_{in} = P_{SCL} + P_{rot} \quad (2.67)$$

$$|Z_{eq}| = \frac{V_\phi}{I_L} \approx X_s + X_m \quad (2.68)$$

Donde:

- P_{SCL} son las pérdidas en el cobre.
- P_{rot} pérdidas rotacionales.
- P_{in} potencia de entrada.
- I_L es el promedio de las corrientes de cada devanado.
- R_s es la resistencia del estator con corrección de temperatura.
- $|Z_{eq}|$ es la magnitud de la impedancia de entrada equivalente.
- V_ϕ es la tensión por fase durante la prueba.
- X_s es la reactancia del devanado del estator.
- X_m es la reactancia de magnetización.

Las mediciones obtenidas de la prueba de vacío se muestran en la Tabla 2.2.

Tabla 2.2 Mediciones de la prueba de vacío de la máquina de inducción.

Tensión (V)	Corriente (A)			Potencia (W)
	I_A	I_B	I_C	
220	6.0	5.5	5.7	283

2.3.1.3 Prueba de rotor bloqueado

La prueba de rotor bloqueado consiste aplicar una tensión en las terminales del estator de la máquina, mientras el rotor de esta se encuentra bloqueado; de esta manera se debe ajustar el flujo de corriente a un valor aproximado al de plena carga.

Esta prueba debe realizarse recomendablemente al 25% de la frecuencia nominal de la máquina y además debe ser una prueba rápida para no provocar un calentamiento excesivo de los conductores [Chapman, 2000, IEEE, 2004].

En la Fig.2.10 se muestra el circuito para esta prueba. Debido a que en la prueba el rotor esta inmóvil, el deslizamiento es igual a uno, con lo que la corriente de magnetización se puede despreciar, debido a que su valor es muy pequeño; con estas consideraciones el circuito equivalente de la máquina para esta prueba queda reducido tal y como se muestra en la Fig.2.11 [Chapman, 2000, Cathey, 2001, Ruiz, 1996].

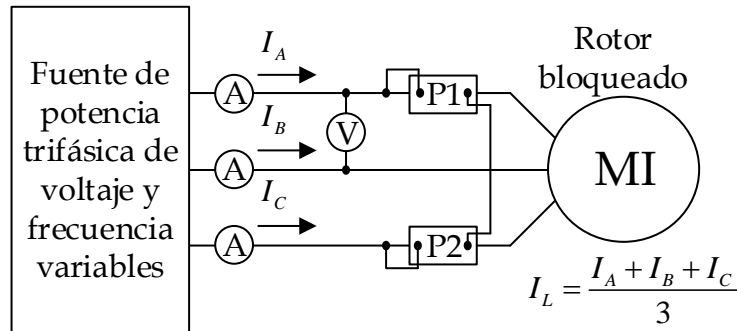


Fig.2.10 Circuito para la prueba de rotor bloqueado (adaptada de [Chapman, 2000]).

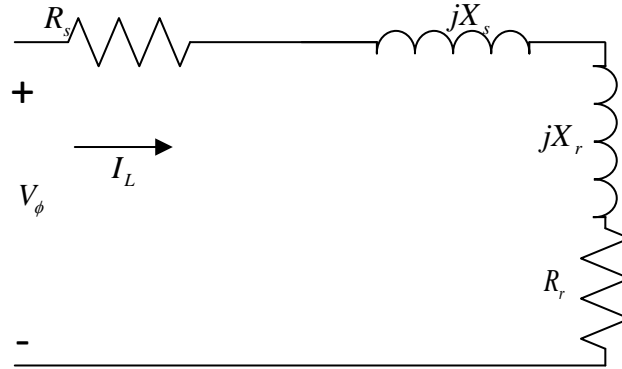


Fig.2.11 Circuito resultante de la prueba de rotor bloqueado (adaptada de [Ruiz, 1996]).

Del circuito equivalente resultante y de las consideraciones mismas de la prueba se pueden deducir las siguientes ecuaciones [Chapman, 2000]:

$$FP_{rb} = \cos \theta = \frac{P_m}{\sqrt{3}V_T I_L} \quad (2.69)$$

$$|Z_{LR}| = \frac{V_\phi}{I_L} \quad (2.70)$$

$$R_{LR} = |Z_{LR}| \cos \theta \quad (2.71)$$

$$R_{LR} = R_s + R_r \quad (2.72)$$

$$X_{LR} = \frac{f_{nom}}{f_{test}} X'_{LR} = X_s + X_r \quad (2.73)$$

Donde:

- FP_{rb} es el factor de potencia de rotor bloqueado.
- V_T es la tensión de línea.
- $|Z_{LR}|$ es la magnitud de la impedancia de rotor bloqueado.
- R_r es la resistencia del rotor referida al estator.
- R_{LR} es la parte real de la impedancia de rotor bloqueado.
- f_{nom} es la frecuencia nominal de la prueba.
- f_{test} es la frecuencia de la prueba.
- X'_{LR} es la reactancia de rotor bloqueado a la f_{test} .
- X_{LR} es la reactancia de rotor bloqueado a la f_{nom} .
- X_r es la reactancia del rotor referida al estator.

La distribución empírica de las reactancias del estator y rotor se muestran en la Tabla 2.3, en el caso de la máquina bajo estudio se considera que las reactancias X_s y X_r son $0.5 X_{LR}$. Las mediciones obtenidas de la prueba de rotor bloqueado se muestran en la Tabla 2.4.

Tabla 2.3 Reglas empíricas para distribuir las reactancias en el circuito del rotor y del estator (adaptada de [Chapman, 2000]).

Diseño del rotor	X_s	X_r
Rotor devanado	$0.5X_{LR}$	$0.5X_{LR}$
Diseño A	$0.5X_{LR}$	$0.5X_{LR}$
Diseño B	$0.4X_{LR}$	$0.6X_{LR}$
Diseño C	$0.3X_{LR}$	$0.7X_{LR}$
Diseño D	$0.5X_{LR}$	$0.5X_{LR}$

Tabla 2.4 Mediciones de la prueba de rotor bloqueado de la máquina de inducción a una frecuencia de reducida.

Tensión (V)	Corriente (A)			Potencia (W)	Frecuencia (Hz)
	I_A	I_B	I_C		
26.61	12.8	12.9	13.1	510	15
20.265	10.2	10.2	10.2	358	10.16

2.3.2 Determinación de la constante de inercia

La constante de inercia de la máquina de inducción denotada por H , "es igual a la energía cinética del rotor a la velocidad nominal dividida entre la potencia aparente de la máquina" [Ruiz, 1996].

$$H = \frac{\text{Energía almacenada en KiloJoules}}{\text{Potencia nominal aparente en KVA}} \quad (2.74)$$

Definiendo S_{Bm} como la potencia aparente nominal de la máquina, la constante de inercia se puede expresar como se muestra en la ecuación (2.75), de esta forma H queda referida a la base de la máquina [Ruiz y Olguín, 1995a, Ruiz, 1996].

$$H = \frac{1}{2} \left(\frac{J \omega_{mo}^2}{S_{Bm}} \right) \quad (2.75)$$

En estudios particulares, como sucede en estudios de estabilidad transitoria angular de sistemas multimáquinas, es necesario referir H a la potencia base del sistema, con lo que se requiere un cambio de base como se muestra en la ecuación (2.76), para finalmente expresar H como se observa en la ecuación (2.77) [Ruiz y Olguín, 1995a, Ruiz, 1996].

$$H = \frac{1}{2} \left(\frac{J \omega_{mo}^2}{S_{Bm}} \right) \left(\frac{S_{Bm}}{S_B} \right) \quad (2.76)$$

$$H = \frac{1}{2} \left(\frac{J \omega_{mo}^2}{S_B} \right) \quad (2.77)$$

Existen diversos métodos para obtener experimentalmente la constante de inercia, sin embargo, en este trabajo se calcula a partir de la prueba de aceleración después de un rechazo de carga súbito. Esta prueba está normalizada para máquinas síncronas, sin embargo, debido a que se cuenta con acceso a los devanados de la máquina de inducción de rotor devanado de laboratorio, es posible hacer un arreglo en que la máquina de inducción se transforme en una máquina síncrona de cuatro polos, como se muestra en la Fig.2.12.

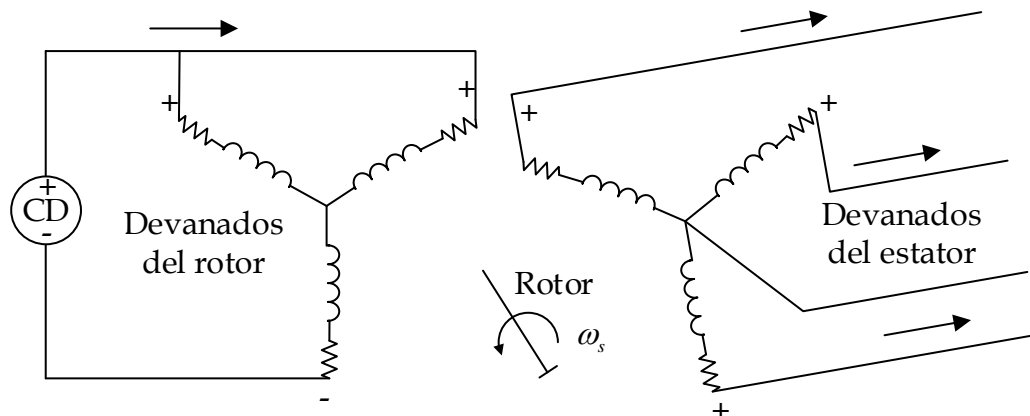


Fig.2.12 Arreglo en la conexión para operar la máquina como máquina síncrona.

Este procedimiento se eligió para determinar la constante de inercia del sistema rotatorio de un modo no invasivo (es decir, sin la necesidad de abrir la máquina), y

debido a que en las máquinas de inducción no está completamente bien definido el procedimiento para determinar este parámetro mediante pruebas dinámicas.

El procedimiento consiste en fijar una carga de potencia activa a la máquina una vez que esté generando, ya en estado estable la carga desconectar de manera súbita la misma. De esta forma la máquina se acelera, y al analizar la curva de velocidad se puede obtener la constante de inercia con las ecuaciones (2.78) y (2.79) [Vázquez, 2013, IEC, 1995].

$$H = \frac{\left[\frac{\Delta P}{\Delta K} \right]}{2} \quad (2.78)$$

$$\Delta K = \frac{\Delta f}{\Delta t} = \frac{\omega_2 - \omega_1}{t_2 - t_1} \quad (2.79)$$

Donde:

- ΔP es la potencia activa en por unidad (pu) previa al rechazo de carga.
- ΔK es la variación de la frecuencia con respecto al tiempo.
- Δt es el incremento del tiempo durante el rechazo de carga.
- Δf es el incremento en la velocidad angular durante el rechazo de carga.

En la Fig.2.13 se muestra la curva de velocidad medida, así como los puntos considerados en el cálculo de los incrementos de velocidad angular y tiempo durante el rechazo de carga, mientras que en la Fig.2.14 se muestra el comportamiento de la potencia ante la prueba.

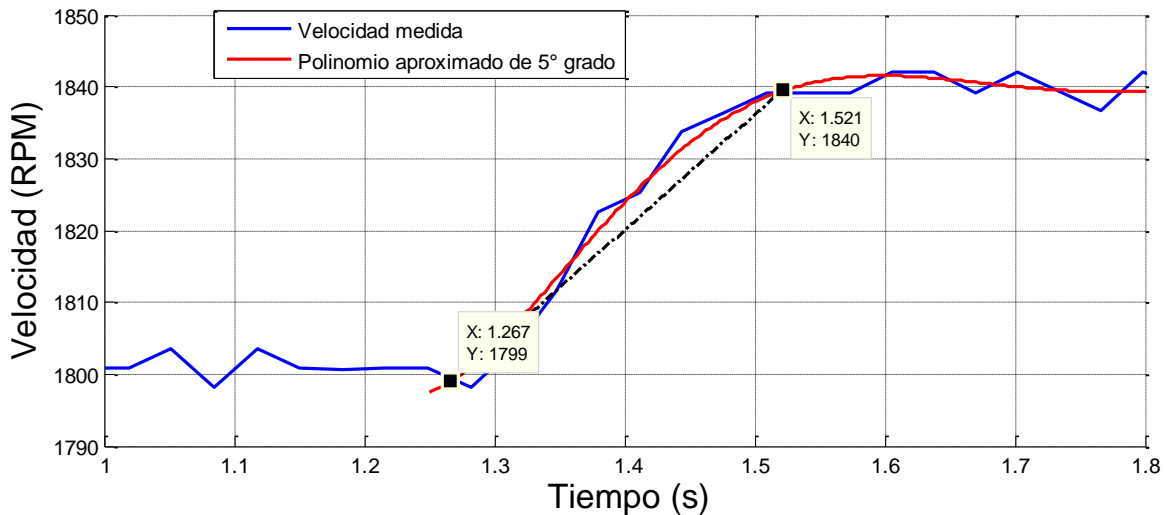


Fig.2.13 Curva de velocidad ante la prueba de rechazo de carga de potencia activa de la máquina de inducción, operando como máquina síncrona.

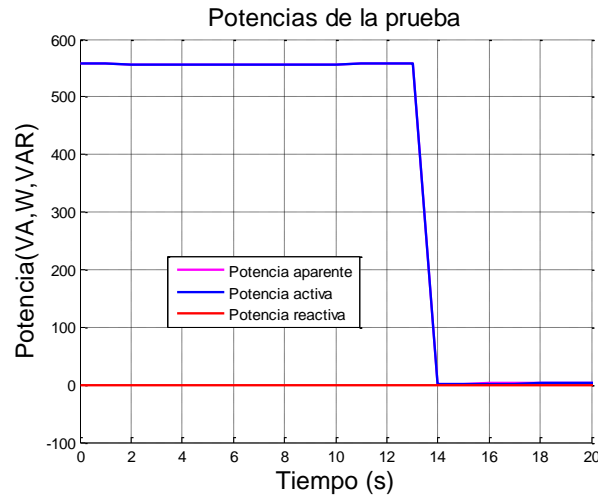


Fig.2.14 Potencia durante la prueba de rechazo de carga de potencia activa de la máquina de inducción, operando como máquina síncrona.

Finalmente con las mediciones obtenidas y empleando las ecuaciones (2.78) y (2.79) se obtiene la constante de inercia del sistema acoplado de laboratorio. En la Tabla 2.5 se presenta de manera resumida los datos empleados, así como el valor final de la constante de inercia en pu.

Tabla 2.5 Datos de la prueba de rechazo de carga de potencia activa.

Descripción de los datos	Valores
Tensión de fase previo al rechazo de carga (V)	77.73
Corriente de fase previo al rechazo de carga (A)	2.43
Velocidad nominal (rad/s)	188.4956
Δt (s)	0.254
Δf (rad/s)	4.2935
Potencia previa al rechazo (W)	555.3
Potencia base de la máquina (VA)	3750
Constante de inercia (pu)	0.00438

2.3.3 Circuito equivalente de la máquina

El circuito equivalente de la máquina de inducción, como motor ya parametrizado, se muestra en la Fig.2.15, donde los parámetros fueron determinados con la prueba de rotor bloqueado a 15 Hz. Por otro lado se observó mediante simulaciones que los parámetros de este circuito cuando la máquina opera como *VFT* no son adecuados, debido a que este modo de operación es muy distinto de su operación como motor. De esta forma, se recalculan los parámetros del circuito empleando la prueba de rotor bloqueado con la mínima frecuencia posible en el laboratorio, con lo que se obtiene el circuito equivalente de la Fig.2.16, en la que la prueba de rotor bloqueado se realizó a 10.16 Hz.

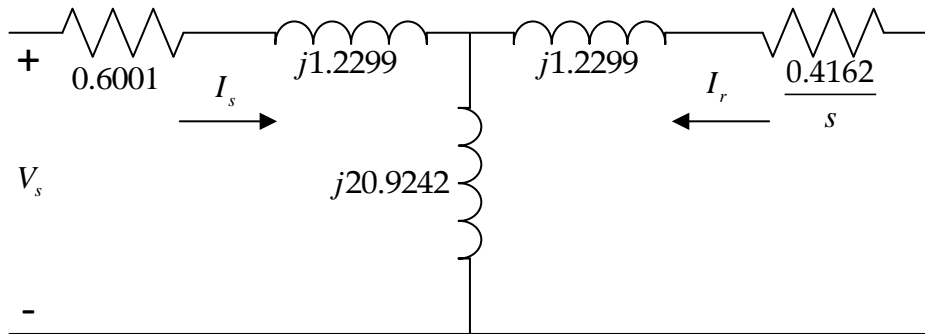


Fig.2.15 Circuito equivalente parametrizado de la máquina de prueba, empleando la prueba de rotor bloqueado a 15 Hz.

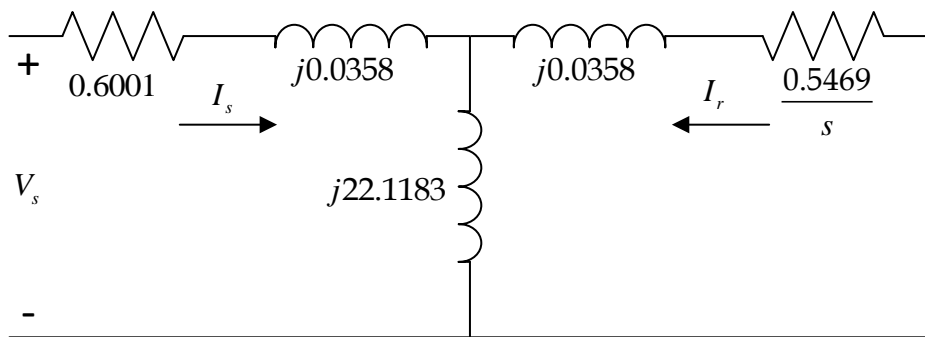


Fig.2.16 Circuito equivalente parametrizado de la máquina de prueba, empleando la prueba de rotor bloqueado a 10.16 Hz

CAPÍTULO 3:

MODOS DE OPERACIÓN DEL TRASFORMADOR DE FRECUENCIA VARIABLE

3.1 INTRODUCCIÓN

Una particularidad que se puede conocer analizando el circuito equivalente en estado estacionario de la máquina son sus modos de operación. Para este propósito se modifica el circuito equivalente en estado estacionario, se reagrupan la resistencia y tensión del rotor, de tal forma que se tengan dos términos nuevos que no sean dependientes del deslizamiento de la máquina, tal y como se muestra en las ecuaciones (3.1) y (3.2); además, esta nueva organización de los elementos del circuito equivalente nos permite analizar las pérdidas en la máquina de un manera más fácil [Abad et al., 2011].

$$\frac{r'_r}{s} = r'_r + r'_r \left(\frac{1-s}{s} \right) \quad (3.1)$$

$$\frac{V'_{ar}}{s} = V'_{ar} + V'_{ar} \left(\frac{1-s}{s} \right) \quad (3.2)$$

En la Fig.3.1 se ilustra la nueva organización del circuito equivalente con las consideraciones antes mencionadas.

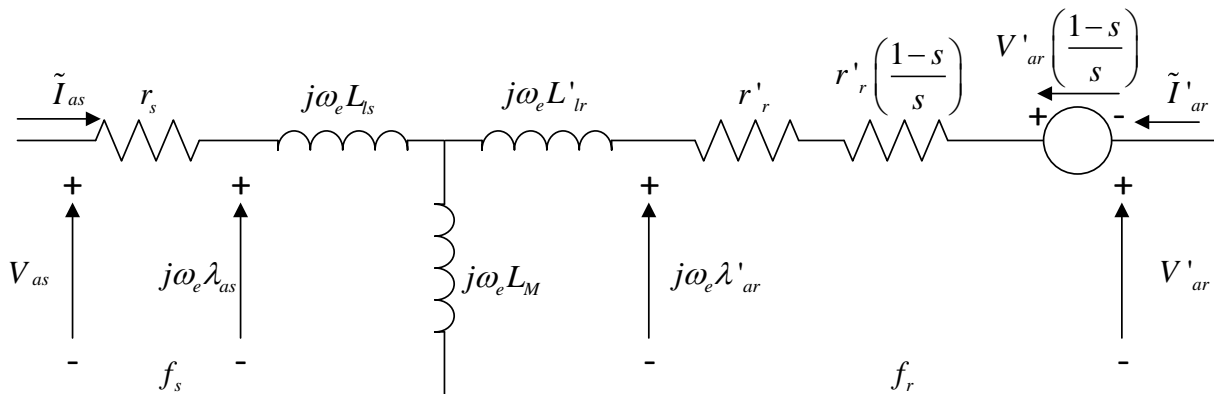


Fig.3.1 Circuito eléctrico equivalente modificado en estado estable de la máquina de inducción (adaptada de [Abad et al., 2011]).

De la Fig.3.1 se puede apreciar que las pérdidas en el cobre están definidas por las ecuaciones (3.3) y (3.4), que además son siempre positivas; considerando esto, el balance de potencia en la máquina con una convención motor se ilustra en la Fig.3.2 [Abad et al., 2011].

$$P_{cus} = 3r_s |\tilde{I}_{as}|^2 \quad (3.3)$$

$$P_{cur} = 3r_r |\tilde{I}'_{ar}|^2 \quad (3.4)$$

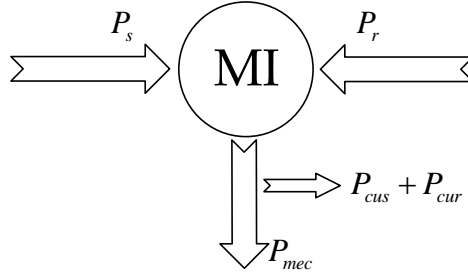


Fig.3.2 Balance de potencias en la máquina de inducción (adaptada de [Abad et al., 2011]).

El balance de potencia definido matemáticamente es:

$$P_s + P_r = P_{cus} + P_{cur} + P_{mec} \quad (3.5)$$

Donde:

- P_s es la potencia activa en el estator (W).
- P_r es la potencia activa en el rotor (W).
- P_m es la potencia mecánica transmitida a través del circuito eléctrico al eje mecánico (W).
- P_{cus} son las pérdidas en el cobre del estator (W).
- P_{cur} son las pérdidas en el cobre del rotor (W).

Por otra parte cada uno de los elementos considerados en el balance se describe en las ecuaciones (3.6), (3.7) y (3.8) [Abad et al., 2011].

$$P_s = 3 \operatorname{Re} \left\{ V_{as} \tilde{I}_{as}^* \right\} \quad (3.6)$$

$$P_r = 3 \operatorname{Re} \left\{ V'_{ar} \tilde{I}'_{ar}{}^* \right\} \quad (3.7)$$

$$P_m = T_e \omega_m \quad (3.8)$$

Existen seis afirmaciones que se pueden deducir de las ecuaciones anteriores [Abad et al., 2011]:

- Si $P_s > 0$ la máquina está recibiendo potencia eléctrica en el estator.
- Si $P_s < 0$ la máquina está entregando potencia eléctrica en el estator.

- Si $P_r > 0$ la máquina está recibiendo potencia eléctrica en el rotor.
- Si $P_r < 0$ la máquina está entregando potencia eléctrica en el rotor.
- Si $P_m > 0$ la máquina está entregando potencia mecánica en el eje.
- Si $P_m < 0$ la máquina está recibiendo potencia mecánica en el eje.

Cuatro combinaciones posibles dependientes de la potencia y deslizamiento de la máquina se ilustran en la Fig.3.3 con diagramas que facilitan el entendimiento de estos modos de operación.

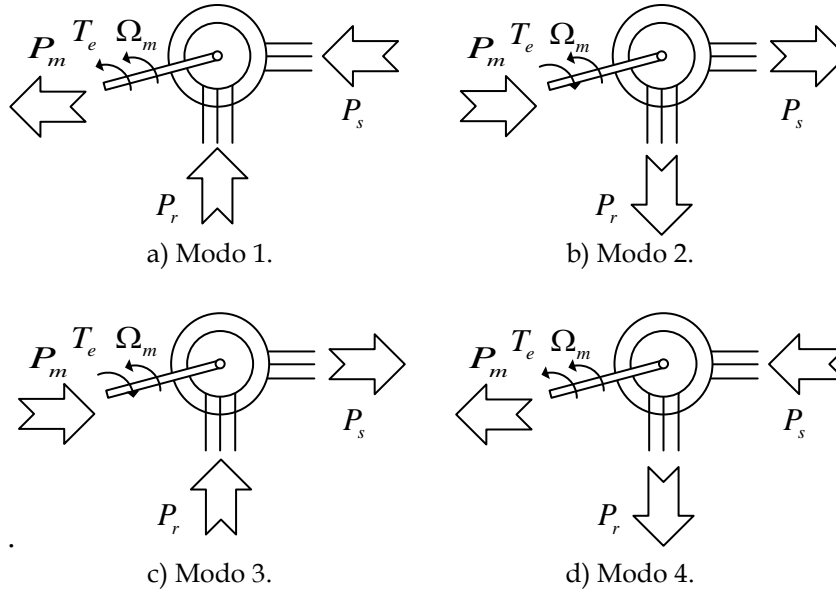


Fig.3.3 Representación de los modos de operación en la máquina de inducción (adaptada de [Abad et al., 2011]).

Donde Ω_m está definida por la ecuación (3.9) y representa la velocidad angular mecánica del rotor.

$$\Omega_m = \frac{2\omega_m}{P} \quad (3.9)$$

En la Tabla 3.1 se muestra una descripción breve de las características más importantes de cada uno de los modos de operación, clasificados a grandes rasgos en dos grupos: hipersíncrono (cuando la velocidad angular mecánica del rotor es mayor que la velocidad angular del estator) y subsíncrono (cuando la velocidad angular mecánica del rotor es menor que la velocidad angular del estator); dentro de los cuales se considera que si $T_e > 0$ la máquina se comporta como motor y si $T_e < 0$ se comporta como un generador. Sin embargo, estos modos de operación están considerados para la máquina en acciones convencionales y no consideran algunas particularidades que presenta la máquina operando como VFT.

Analizando los VFTs en operación actualmente, se sabe que su comportamiento es subsíncrono; además recibe potencia mecánica en el eje de la máquina para transferir potencia entre rotor y estator (o viceversa), y la dirección del par puede cambiar en base al esquema de potencia que se esté siguiendo; es decir, si se desea enviar potencia de estator a rotor el par es en un sentido y si se quiere invertir el flujo de potencia, se invierte también el sentido del par. Con estas características de operación se observa que el único modo de operación que se adapta por completo es el modo 3, pero solo considera el flujo de potencia en un sentido.

Tabla 3.1 Cuatro modos de operación dependientes de la velocidad y potencias en la máquina (adaptada de [Abad et al., 2011]).

Modo	Velocidad	P_m	P_s	P_r
1 Motor ($T_e > 0$)	$s < 0$ ($\omega_m > \omega_s$) hipersincronismo	> 0 La máquina entrega potencia mecánica.	> 0 La máquina recibe potencia a través del estator.	> 0 La máquina recibe potencia a través del rotor.
2 Generador ($T_e < 0$)	$s < 0$ ($\omega_m > \omega_s$) hipersincronismo	< 0 La máquina recibe potencia mecánica.	< 0 La máquina entrega potencia a través del estator.	< 0 La máquina entrega potencia a través del rotor.
3 Generador ($T_e < 0$)	$s > 0$ ($\omega_m < \omega_s$) subsincronismo	< 0 La máquina recibe potencia mecánica.	< 0 La máquina entrega potencia a través del estator.	> 0 La máquina recibe potencia a través del rotor.
4 Motor ($T_e > 0$)	$s > 0$ ($\omega_m < \omega_s$) subsincronismo	> 0 La máquina entrega potencia mecánica.	> 0 La máquina recibe potencia a través del estator.	< 0 La máquina entrega potencia a través del rotor.

Las características mencionadas anteriormente hacen necesario emplear un procedimiento experimental para determinar el comportamiento de la máquina de inducción de laboratorio operando como VFT, considerando las diversas condiciones y modos de operación a los que se someten los VFT convencionales.

3.2 SISTEMA DE PRUEBA

El sistema rotatorio descrito con anterioridad, en conjunto con otros elementos auxiliares puede conformar un canal para transferir potencia entre dos nodos. Un canal con dispositivo VFT está compuesto por dos transformadores convencionales que reducen la tensión de ambos sistemas a tensiones nominales de la máquina, el sistema rotatorio y un interruptor de potencia como se muestra en la Fig.3.4 [Marczewski, 2007a].

El sistema de prueba propuesto en este trabajo es un conjunto de dos máquinas acopladas mecánicamente: una máquina de CD compuesta que actúa como primo motor en el canal del VFT, proporcionando el par requerido para que exista

transferencia de potencia entre dos sistemas y una máquina de inducción de rotor devanado que permite el acceso a los devanados del rotor, logrando así que la conexión como *VFT* sea posible. En general el *VFT* puede ser empleado en dos tipos de conexiones: síncrona y asíncrona, como se muestra en las Figs.3.5 y 3.6 respectivamente. Este tipo de conexiones es explorado de manera experimental con el sistema de laboratorio antes mencionado (recordando que el diseño de esta máquina está especificado para emplearse como motor de inducción). Debido a que en el laboratorio se cuenta con fuentes de generación que operan a la tensión nominal de la máquina para ambas conexiones, los transformadores que usualmente se usan en los canales *VFT* se omiten inicialmente en el sistema propuesto.

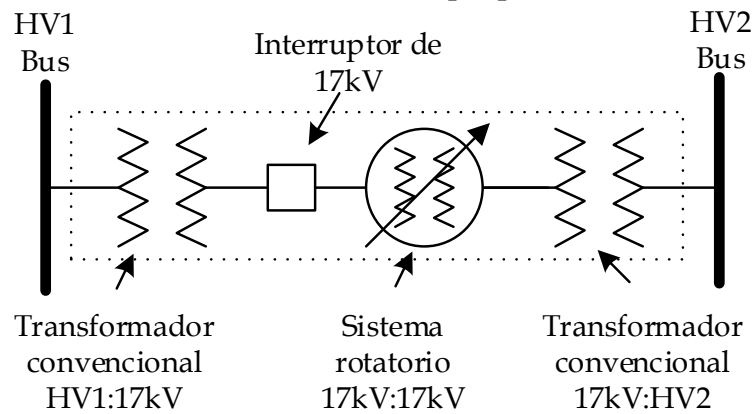


Fig.3.4 Componentes básicos de un canal *VFT* (adaptada de [Marczewski, 2007a]).

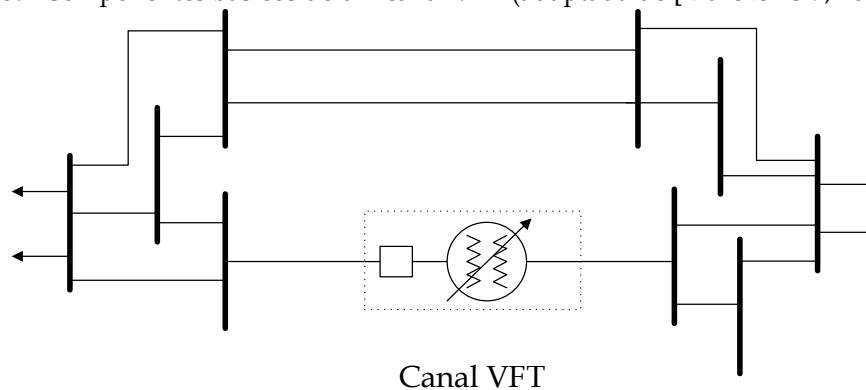


Fig.3.5 Sistema *VFT* embebido en un sistema de potencia, conexión síncrona (adaptada de [Marczewski, 2007a]).

Una descripción breve de estas conexiones se muestra a continuación:

- **Conexión síncrona.** Este tipo de conexiones se realizan cuando se requiere regular el flujo de potencia en las líneas existentes o crear conexiones de las que se pueda tener control total sobre la transferencia de potencia. Esto conducido normalmente por la necesidad de incrementar la capacidad de transferencia, proveer acceso a las reservas o debido a la competencia en el mercado eléctrico. Un sistema *VFT* puede ser usado para controlar el flujo de potencia entre dos nodos embebidos en un sistema síncrono, si se requiere de una respuesta rápida ante contingencias y transitorios del sistema gracias a su habilidad para regular el flujo de potencia dentro de pocos segundos; sin embargo, instalar un *VFT*

para una aplicación de este tipo es una idea que debe sopesarse contra una conexión mediante simples líneas de CA, ya que su costo de instalación es más elevado [Marczewski, 2007a].

- **Conexión asíncrona.** Este tipo de conexiones normalmente se emplean por distintas razones, entre las que destacan principalmente su confiabilidad (debido a sus beneficios en la estabilidad del sistema), proporcionar soporte a alguno de los dos sistemas en alguna emergencia y por su puesto la transacción de energía entre mercados [Marczewski, 2007a].

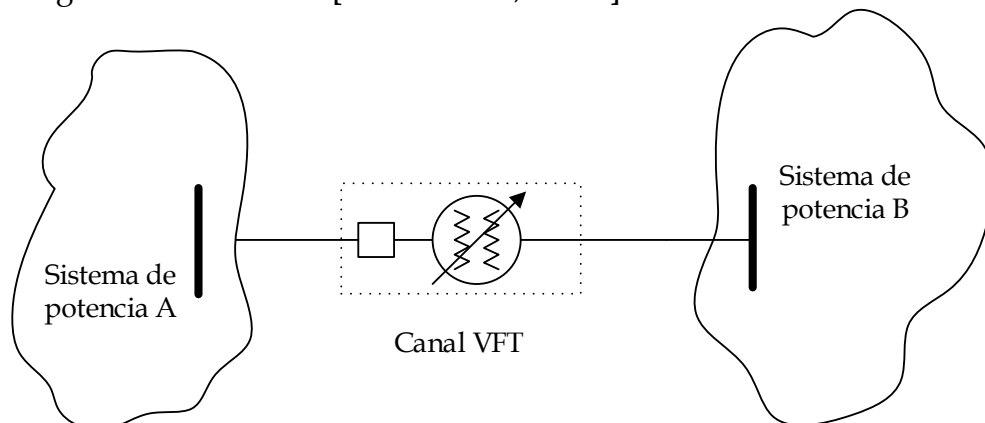


Fig.3.6 Sistema VFT entre dos sistemas asíncronos (adaptada de [Marczewski, 2007a]).

3.2.1 Equipos y configuración del sistema

La máquina de CD y la máquina de inducción del sistema de prueba son mostradas en la Fig.3.7, el tablero de conexiones que permite el acceso a sus devanados se muestra en la Fig.3.8 y los datos de placa de cada máquina se muestran en las Tablas 3.2 y 3.3.

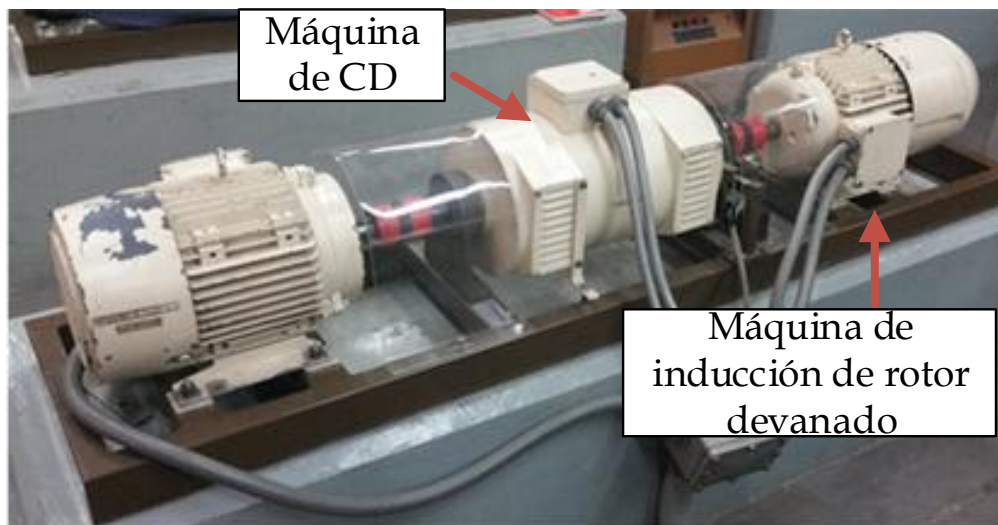


Fig.3.7 Sistema experimental de laboratorio.

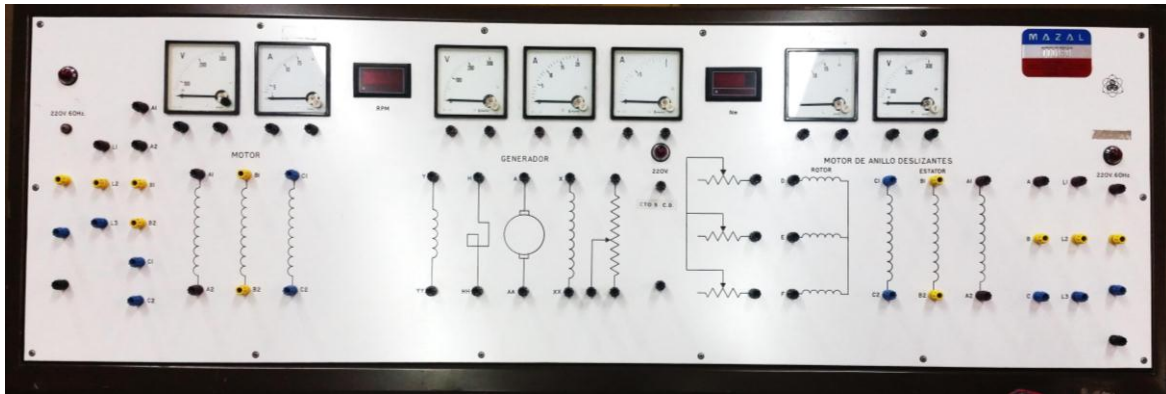


Fig.3.8 Tablero del sistema experimental del laboratorio.

Tabla 3.2 Datos de placa de la máquina de inducción.

Frame	DW132S
Número de serie	3569533
Potencia nominal	3 kW
Tensión nominal	220 V
Corriente nominal	13 A (80°C)
Frecuencia	60 Hz
Clase	F
Velocidad	1700 RPM

Tabla 3.3 Datos de placa de la máquina de CD.

Número de serie	2250122-8327
Potencia nominal	2.25 kW
Motor	Compuesto
Tensión de campo	220 V
Tensión de armadura	220 V
Corriente de campo	0.30 A
Corriente de armadura	13.1 A
Velocidad	1200/2000 RPM

Para determinar los modos de operación de la máquina de inducción de rotor devanado, y operarla en conexiones asíncronas, se requiere de un sistema de generación independiente de sistema eléctrico nacional; esto es posible gracias a que en el laboratorio se cuenta con un conjunto generador-primomotor como se muestra en la Fig.3.9. El primomotor es una máquina de inducción que es controlada por el drive Baldor VS1MD220-1 UL TYPE 1 que se muestra en la Fig.3.10. Los datos de placa de las máquinas del sistema de generación se muestran en las Tablas 3.4 y 3.5.

Este generador fue habilitado en el simulador experimental de laboratorio como una fuente de voltaje y frecuencia variables para la realización de las diferentes pruebas de determinación de parámetros, monitoreo de la condición y otras pruebas dinámicas requeridas en el mismo. En esta ocasión se emplea como un generador que representa a un sistema de potencia equivalente que envía potencia activa al sistema de CFE a través del VFT.

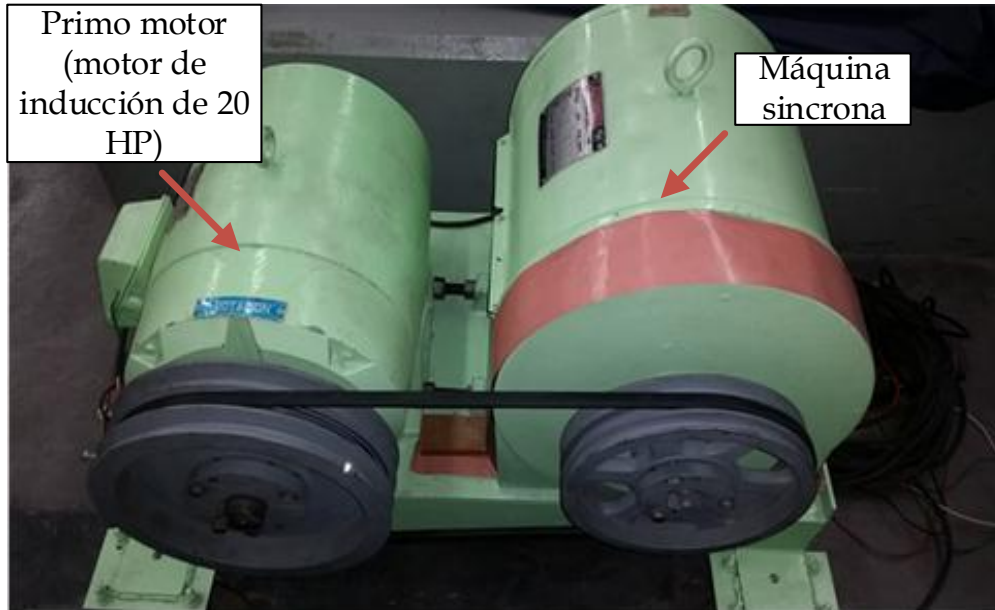


Fig.3.9 Sistema de generación aislado de laboratorio.



Fig.3.10 Drive del primo motor del sistema de generación de laboratorio.

Tabla 3.4 Datos de placa de la máquina síncrona del sistema de generación de laboratorio.

Modelo	Tipo		Número de serie	
4P1-0300	14848		141251476-1	
Fases	3		1	
Hz	50	60	50	60
Potencia activa (kW)	12.5	15	4.17	5
Potencia aparente (kVA)	15.60	18.75	5.20	6.26
Tensión (V)	220/440		127/254	
Corriente (A)	41/20.5	49.4/24.7	41/20.5	49.4/24.7
Factor de Potencia	RPM	Temperatura armadura	Temperatura campo	Clase de asilamiento
0.8	1500/1800	70	70	F

Tabla 3.5 Datos de placa de la máquina de inducción del sistema de generación de laboratorio.

Armazón		284T			
Forma		P/BP			
Clase de aislamiento		B			
Número de identificación		4949745-14			
Diseño		B			
Fases		3			
Clave		H/H			
Máxima temperatura ambiente		40°C			
HP	RPM	Tensión (V)	Corriente (A)	Frecuencia (Hz)	F.S.
25	1465	220/440	72.3/36.1	50	1
20	1760	220/440	68.2/34.1	60	1.15

3.3 OPERACIÓN DE LA MÁQUINA DE INDUCCIÓN COMO MOTOR

Comúnmente las máquinas de inducción se ocupan como motores; la aplicación de los motores de inducción es tan extensa que aproximadamente representan el 70% o más de la carga en el sistema [Ruiz, 1996].

Los motores de inducción son máquinas de corriente alterna que se alimentan por una fuente trifásica en el estator y los circuitos en el rotor de la máquina se encuentran cortocircuitados; así las corrientes que fluyen en el circuito del rotor se inducen electromagnéticamente. La Fig.3.11 muestra el circuito característico de una máquina de inducción de rotor devanado funcionando como motor.

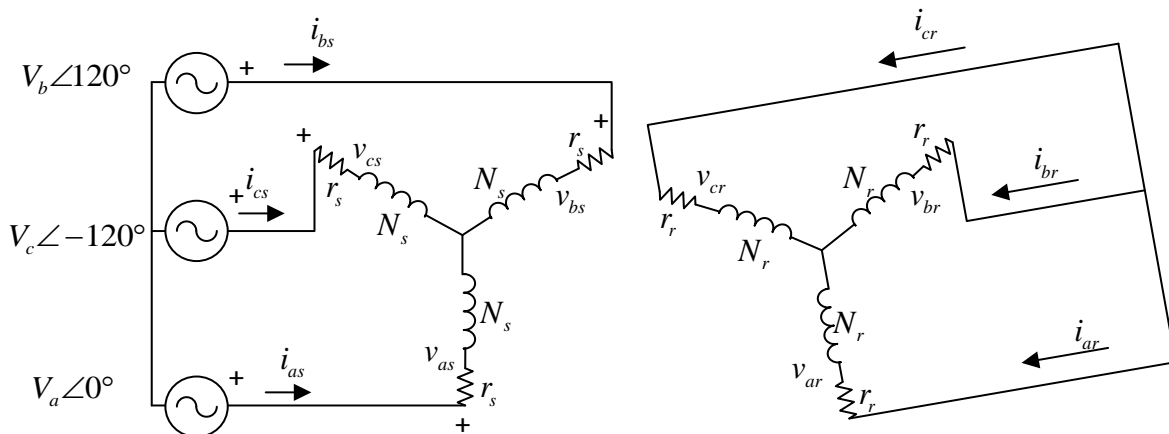


Fig.3.11 Circuito de una máquina de inducción de rotor devanado como motor.

3.3.1 Sistema experimental de prueba

En la Fig.3.12 se presenta el diagrama general de conexión para esta prueba, en la que la corriente del estator, la tensión del estator, la corriente en uno de los devanados del rotor y la velocidad son variables medidas.

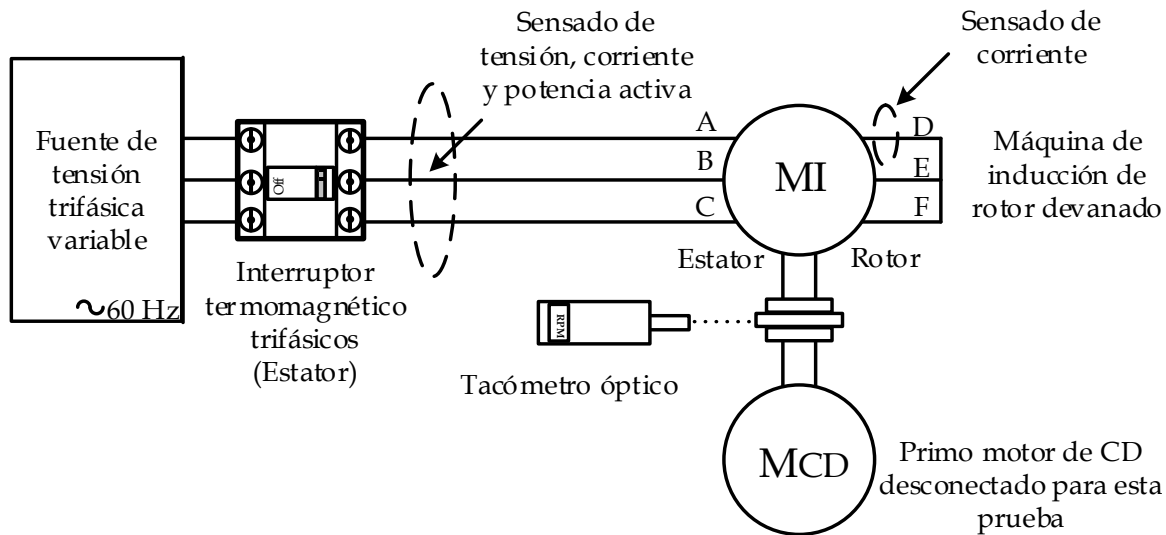


Fig.3.12 Sistema experimental de prueba en modo motor.

3.3.2 Resultados experimentales

Se efectúan seis mediciones de la máquina de inducción en modo motor; la única carga mecánica con la que cuenta la máquina son los rotores de la máquinas acopladas, que se muestran en la Fig.3.7. En la simulación digital esta carga es representada por 1.1 N*m que se obtuvo midiendo el par en la misma prueba. La Tabla 3.6 muestra las mediciones de la prueba.

Tabla 3.6 Mediciones de la máquina de inducción operando como motor.

Tensión (V)	Corriente (A)			Velocidad (RPM)	Corriente (A)	Potencia activa (kW)
	I_A	I_B	I_C			
199.3	5	5	5.1	1785	0.8	.33
205.9	5.3	5.3	5.5	1785.2	0.8	.35
213.7	5.5	5.5	5.7	1785	0.8	.37
221.2	5.8	5.8	6.1	1788	0.8	.37
230.4	6.3	6.2	6.5	1788.5	0.8	.38
241.2	6.8	6.7	7.1	1789.2	0.8	.43

3.3.3 Simulación digital

Las simulaciones realizadas en este trabajo del modelo de la máquina de inducción en diversos modos de operación se efectúa en MATLAB®/SIMULINK®; este software cuenta con un entorno de programación en bloques que facilita el uso de modelos con los que cuenta dentro de sus librerías, además es posible modificar o crear un modelo nuevo en este entorno. El modelo de la máquina descrito con anterioridad está contenido en uno de los bloques de las librerías de este software.

En la Fig.3.13 se muestra el diagrama de simulación digital, compuesto por un bloque que contiene el modelo dinámico de la máquina, fuente de alimentación y medidores que permiten visualizar los parámetros de tensión, corriente, velocidad y potencia activa en los puntos indicados en la Fig.3.12.

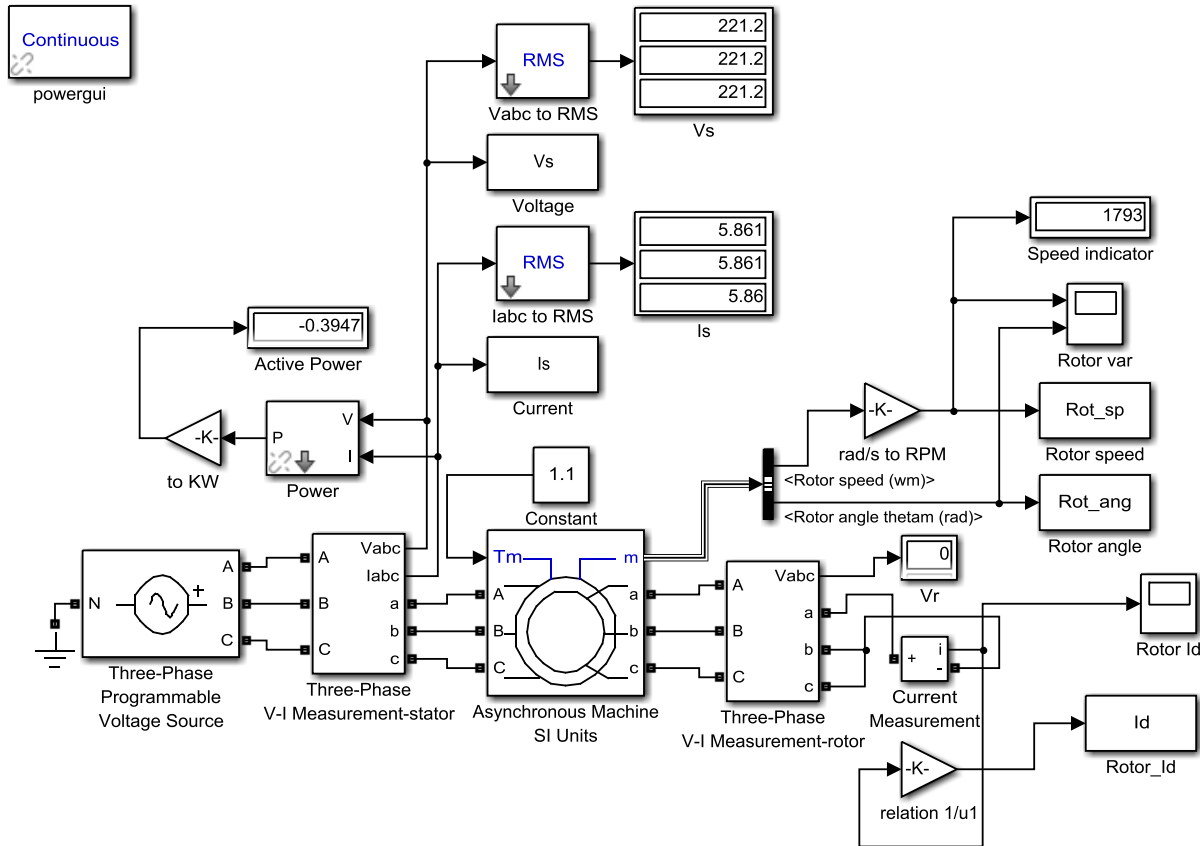


Fig.3.13 Diagrama de simulación de la máquina de inducción como motor.

La Tabla 3.7 muestra los resultados de las simulaciones considerando los mismos valores de tensión en el estator de la máquina que se emplearon en la prueba experimental, para poder comparar uno a uno los resultados obtenidos de una simulación digital contra los valores reales.

En las Figs.3.14a y 3.14b se muestran las formas de onda de la tensión y corriente del estator a tensión nominal. La tensión en las terminales del rotor es cero debido que se cortocircuitan en modo motor; sin embargo, existe una corriente pequeña en los devanados de rotor que se aprecia en la Fig.3.15a con la corriente I_D , además se muestra la velocidad del rotor en la Fig.3.15b. El marco de referencia que se elige en las simulaciones de la máquina en general es el síncrono y el método de integración es "ode14x" de MATLAB®/SIMULINK® con un paso de integración $h = 0.0001$, el cual es un método de solución implícito de paso fijo; este método "es una combinación del método de Newton y extrapolación del valor actual para calcular el valor de un estado en el siguiente paso de integración" [Mathworks, 2012].

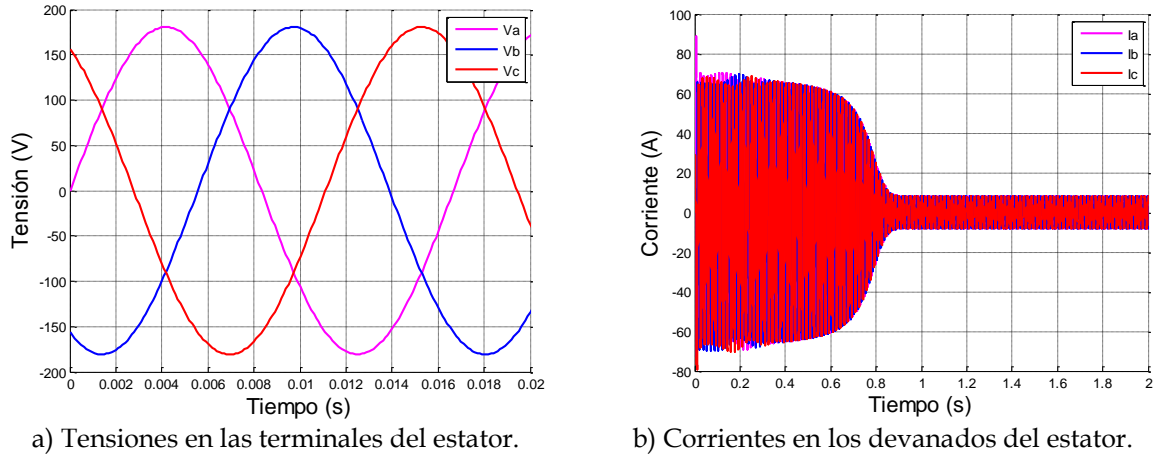


Fig.3.14 Formas de onda en los devanados del estator durante la operación de la máquina como motor.

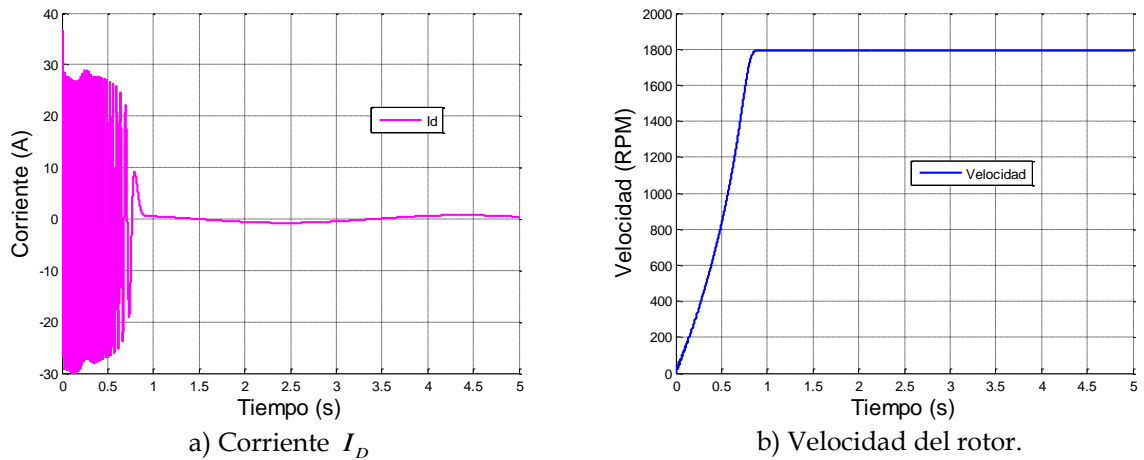


Fig.3.15 Mediciones de la velocidad y la corriente I_D del rotor durante la operación de la máquina como motor.

Tabla 3.7 Resultados de las simulaciones de la máquina de inducción operando como motor.

Tensión V_{AB} (V)	Corriente (A)			Velocidad (RPM)	Corriente (A) I_D	Potencia activa (kW)
	I_A	I_B	I_C			
199.3	5.333	5.333	5.333	1791	0.5743	0.2808
205.9	5.490	5.490	5.490	1792	0.5557	0.3139
213.7	5.678	5.678	5.678	1792	0.5353	0.3543
221.2	5.861	5.861	5.86	1793	0.5170	0.3947
230.4	6.087	6.087	6.087	1793	0.4962	0.4461
241.2	6.355	6.355	6.355	1794	0.4739	0.5091

3.3.4 Discusión de resultados

Las simulaciones efectuadas como motor de inducción empleando la metodología convencional para la determinación de parámetros del circuito equivalente

proporcionan buenos resultados debido a que se obtienen valores que se consideran lo suficientemente próximos a los medidos de manera experimental, con lo que se valida el correcto funcionamiento del modelo y los parámetros convencionales, siguiendo las recomendaciones que indican las normas en las pruebas. Una comparación entre los valores más relevantes medidos y simulados se presenta en la Tabla 3.8.

Tabla 3.8 Comparación entre los valores reales y simulados de la máquina de inducción operando como motor.

Tensión V_{AB} (V)	Corriente I_A (A)		Velocidad (RPM)		Corriente I_D (A)		Potencia activa (kW)	
	Real	Sim.	Real	Sim.	Real	Sim.	Real	Sim.
199.3	5	5.333	1785	1791	0.8	0.5743	.33	0.2808
205.9	5.3	5.490	1785.2	1792	0.8	0.5557	.35	0.3139
213.7	5.5	5.678	1785	1792	0.8	0.5353	.37	0.3543
221.2	5.8	5.861	1788	1793	0.8	0.5170	.37	0.3947
230.4	6.3	6.087	1788.5	1793	0.8	0.4962	.38	0.4461
241.2	6.8	6.355	1789.2	1794	0.8	0.4739	.43	0.5091

3.4 OPERACIÓN DEL VFT EN VACÍO

La primera etapa para poner en marcha un VFT es la energización, la cual consiste en conectar un sistema de potencia al estator mientras que el circuito del rotor se mantiene abierto; esto provoca una tensión inducida de la misma frecuencia en los devanados del rotor, en la cual su magnitud depende de la relación de transformación que tenga la máquina. Inmediatamente, el sistema de control gira el rotor para obtener una frecuencia en sus terminales muy cercana a la del otro sistema de potencia que se interconectará. Una vez que la frecuencia en las terminales del rotor se encuentra dentro de un margen permisible, se procede a cerrar el interruptor de sincronización, interconectando así ambos sistemas [Chen and Zhou, 2005, Pratico et al., 2007]. Toda la operación antes de cerrar el interruptor de sincronización se denomina operación en vacío.

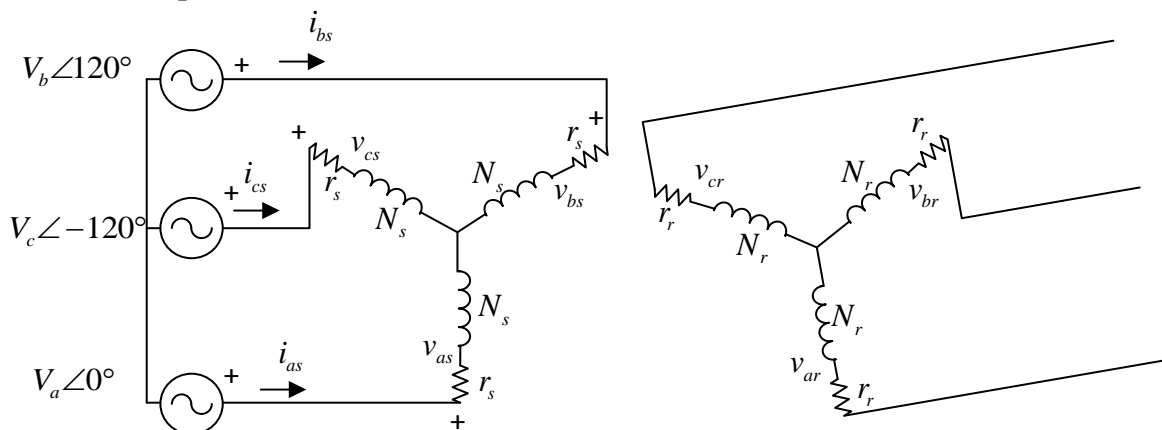


Fig.3.16 Circuito de una máquina de inducción de rotor devanado operando como VFT en vacío.

En la Fig.3.16 se ilustra el circuito eléctrico de la máquina de inducción como *VFT* en vacío, donde la velocidad del rotor puede variar en función del primo motor de CD. En esta forma de operación es posible conocer la velocidad del rotor de manera indirecta, mediante la relación de la ecuación (3.10) [Merkhouf et al., 2006].

$$n_r = \frac{120(f_s - f_r)}{P} \quad (3.10)$$

Donde:

- n_r es la velocidad del rotor.
- f_s es la frecuencia del estator.
- f_r es la frecuencia del rotor.

3.4.1 Sistema experimental de prueba

En la Fig.3.17 se muestra el diagrama de conexión general de la máquina de inducción operando como *VFT* en vacío; se realizan mediciones de tensión y corriente en el estator, así como de tensión y frecuencia en el rotor. La velocidad en el rotor se incrementa en pasos desde cero en adelante, para ambos sentidos de giro durante esta prueba.

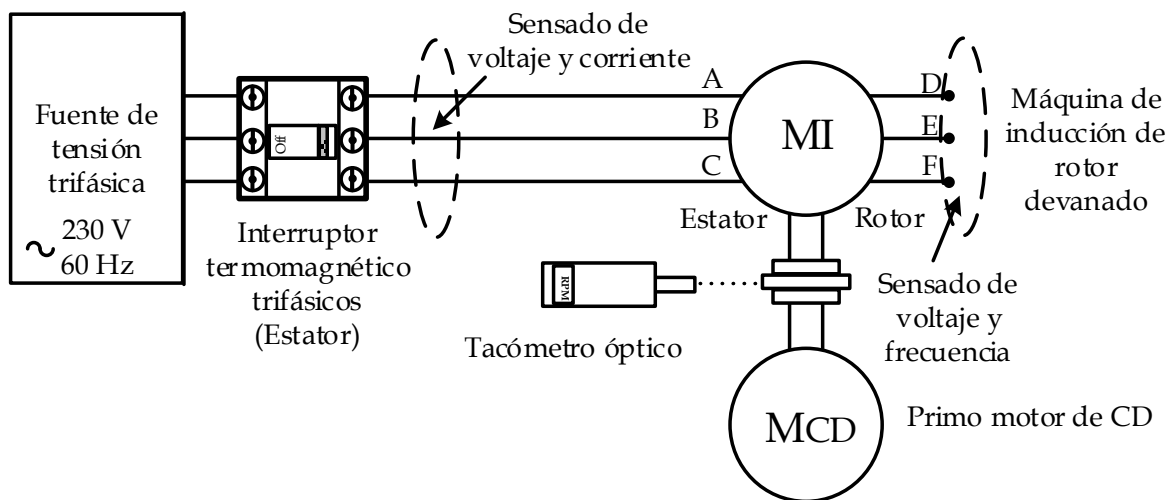


Fig.3.17 Sistema experimental de prueba operando la máquina de inducción como *VFT* en vacío.

3.4.2 Resultados experimentales

Las mediciones obtenidas de la prueba de operación en vacío del *VFT* se muestran en la Tabla 3.9.

Tabla 3.9 Mediciones de la máquina de inducción operando como VFT en vacío.

Tensión V_{AB} del estator [V]	Corriente I_c del estator [A]	Tensión V_{DE} del rotor [V]	Frecuencia del rotor [Hz]	Velocidad del rotor [RPM]
Sentido anti horario de giro				
230	6.4	103	60	0
230	6.4	102	59.17	24.9
230	6.4	94.4	54.88	153.6
230	6.4	85.4	49.98	300.6
Sentido horario de giro				
230	6.4	103	60	0
230	6.4	105	61.65	49.5
230	6.4	115	66.67	200.1
230	6.4	121	70.84	325.2

Nota: El número de polos de la máquina es 4, y la velocidad del rotor se calcula de manera indirecta debido a que el tacómetro óptico no percibe cantidades tan pequeñas de velocidad y el control de la velocidad se efectuó de manera manual por medio de la variación de la tensión de armadura de la máquina de CD con excitación separada.

3.4.3 Simulación digital

La Fig.3.18 muestra el diagrama de simulación digital de la operación del VFT en vacío, en donde se coloca una fuente de tensión trifásica en el estator y una carga con un valor extremadamente alto de resistencia a tierra en los devanados del rotor, simulando así en esos devanados una condición de circuito abierto. Un escalón de velocidad se aplica a la máquina, llevándola de una velocidad cero a una velocidad preestablecida. Los pasos de velocidad que se emplearon son los mismos que se muestran en la Tabla 3.9.

Las formas de onda en una simulación que inicia con el rotor inmóvil, y un segundo después recibe un escalón de velocidad de 300.6 RPM, se muestran en las Figs. 3.19, 3.20 y 3.21, donde se observa el comportamiento de la tensión y corriente tanto del estator como del rotor, la velocidad del rotor de la máquina y la frecuencia. Existe una pequeña cantidad de corriente en los devanados del rotor, debido a las resistencias de alta impedancia que se colocaron para simular la condición de rotor abierto; sin embargo se corrobora que es tan pequeña que se desprecia. La Tabla 3.10 muestra el resultado de las simulaciones efectuadas.

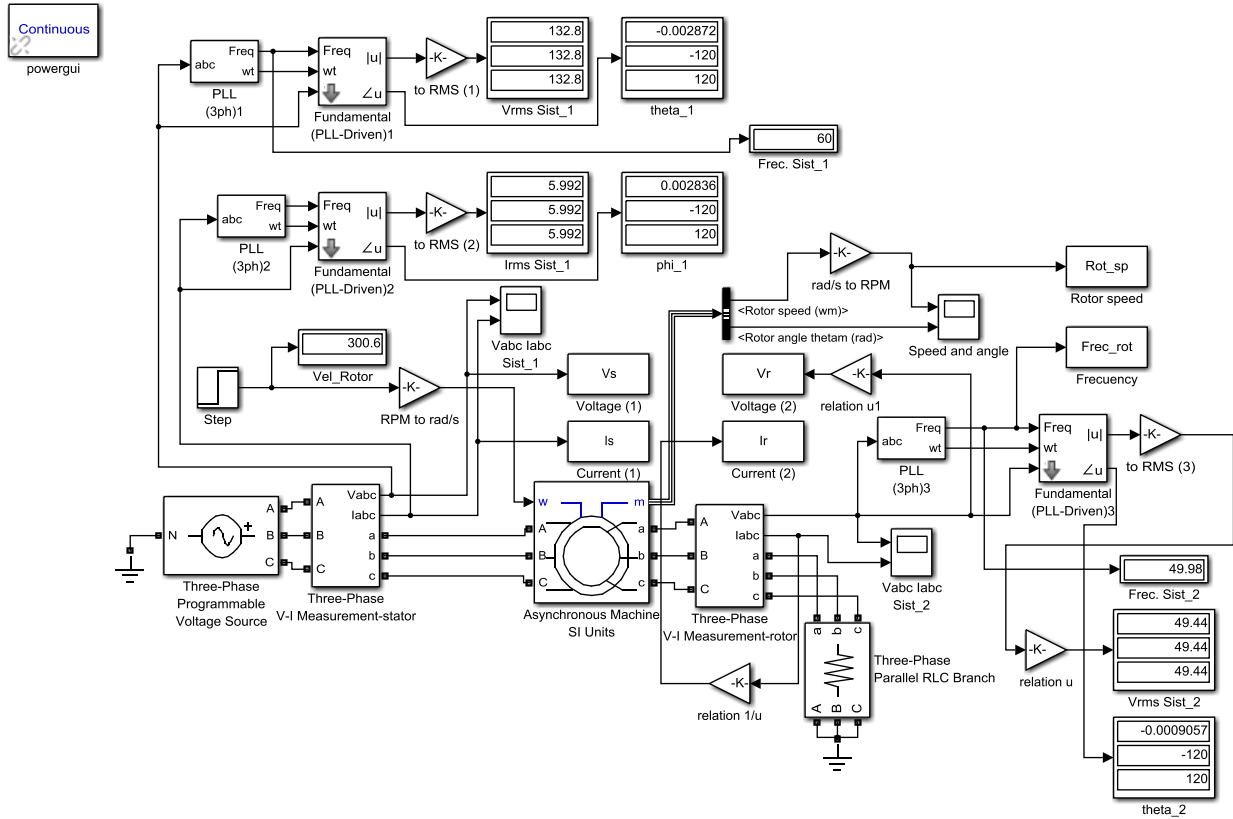
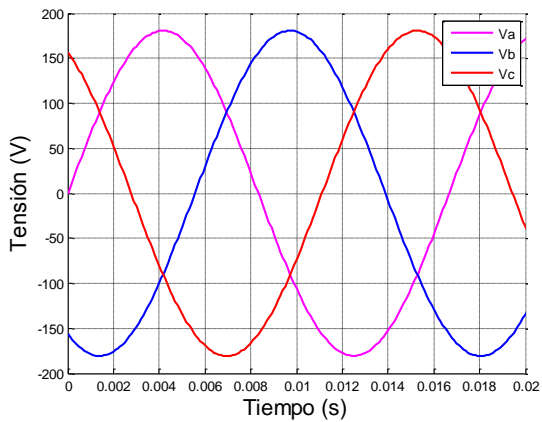
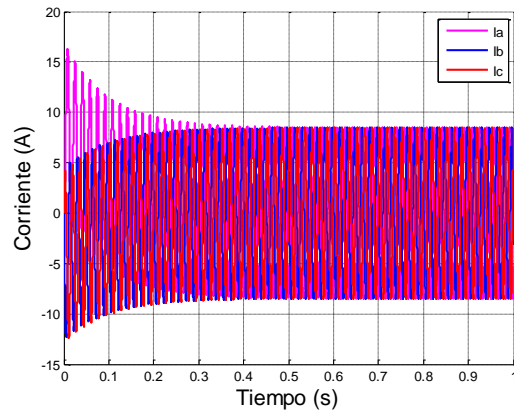


Fig.3.18 Diagrama de simulación de la máquina de inducción como VFT en vacío.



a) Tensiones en las terminales del estator.



b) Corrientes en los devanados del estator.

Fig.3.19 Formas de onda en los devanados del estator durante la operación de la máquina como VFT en vacío.

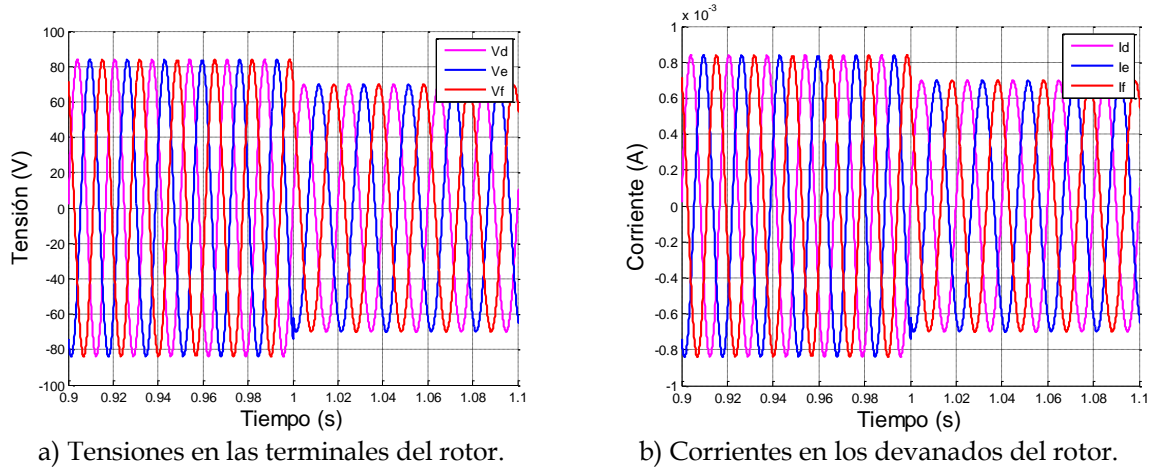


Fig.3.20 Formas de onda en los devanados del rotor durante la operación de la máquina como VFT en vacío.

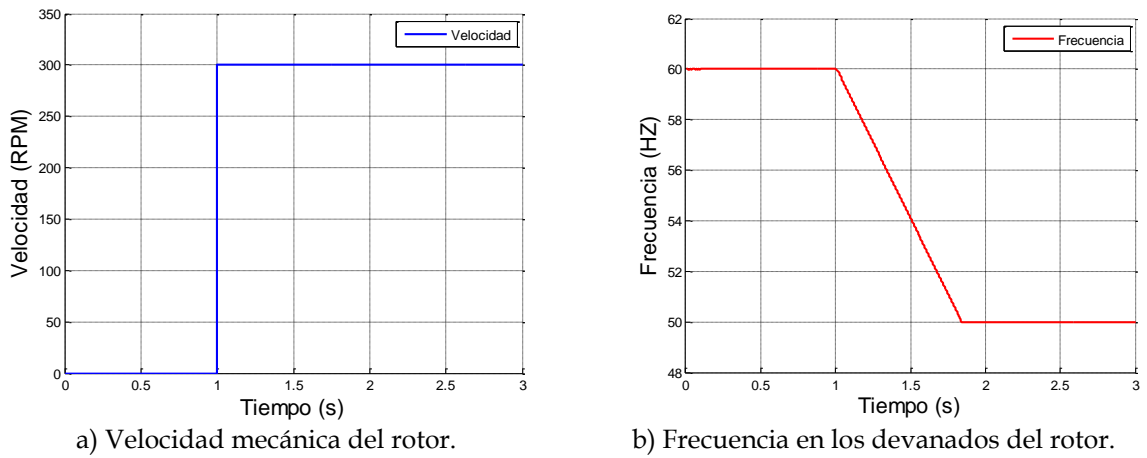


Fig.3.21 Comportamiento de la velocidad y frecuencia del rotor durante la operación de la máquina como VFT en vacío.

Tabla 3.10 Resultados de las simulaciones de la máquina de inducción operando como VFT en vacío.

Tensión V_{AB} del estator [V]	Corriente I_c del estator [A]	Tensión V_{DE} del rotor [V]	Frecuencia del rotor [Hz]	Velocidad del rotor [RPM]
Sentido anti horario de giro				
230	5.992	103.1	60	0
230	5.992	101.7	59.17	24.9
230	5.992	94.32	54.88	153.6
230	5.992	85.63	49.98	300.6
Sentido horario de giro				
230	5.992	103.1	60	0
230	5.992	106	61.65	49.5
230	5.992	114.6	66.67	200.1
230	5.992	121.7	70.84	325.2

3.4.4 Discusión de resultados

Una determinación usual de los parámetros en base a las recomendaciones de las normas [IEEE, 2004] no arroja buenos resultados de simulación operando la máquina de inducción como *VFT*, debido a que esta serie de consideraciones en cada prueba están sujetas al hecho de que la máquina funciona como motor. Realizando la prueba de rotor bloqueado a la mínima frecuencia posible en el laboratorio (10.16 Hz) se obtuvieron de nuevo los parámetros del circuito equivalente, los cuales se emplearon en las simulaciones del *VFT* arrojando mejores resultados y aproximándolos más a las mediciones reales.

Operando la máquina de inducción como *VFT* en vacío se corrobora que tanto la tensión como la frecuencia en las terminales del rotor cuando se encuentra en condiciones de circuito abierto dependen directamente del deslizamiento de la máquina. Una comparación entre los valores reales y simulados más relevantes se presenta en la Tabla 3.11

Tabla 3.11 Comparación entre los valores reales y simulados de la máquina de inducción operando como *VFT* en vacío.

Corriente I_c del estator [A]		Tensión V_{DE} del rotor [V]		Frecuencia del rotor [Hz]	
Real	Sim.	Real	Sim.	Real	Sim.
Sentido anti horario de giro					
6.4	5.992	103	103.1	60	60
6.4	5.992	102	101.7	59.17	59.17
6.4	5.992	94.4	94.32	54.88	54.88
6.4	5.992	85.4	85.63	49.98	49.98
Sentido horario de giro					
6.4	5.992	103	103.1	60	60
6.4	5.992	105	106	61.65	61.65
6.4	5.992	115	114.6	66.67	66.67
6.4	5.992	121	121.7	70.84	70.84

3.5 OPERACIÓN ASÍNCRONA DEL *VFT* AISLANDO DOS SISTEMAS DE POTENCIA

Una máquina de inducción operando como *VFT* tiene la capacidad de interconectar dos sistemas de potencia que pueden ser síncronos o no, siendo ésta una de las ventajas más atractivas de este dispositivo, debido a que se pueden aislar eléctricamente ambos sistemas de potencia. Si la máquina de inducción no recibe par alguno en su eje, se orientará a si misma dependiendo de la diferencia de frecuencias, y no transferirá potencia entre ambas redes. Además cualquier disturbio que se presente en alguno de los sistemas no podrá propagarse al otro.

3.5.1 Sistema experimental de prueba

En la Fig.3.22 se muestra el sistema experimental de prueba donde se mantiene conectado el estator del VFT a la red nacional, a la tensión nominal de la máquina, siendo este uno de los sistemas de potencia aislados. En el circuito del rotor se encuentra un interruptor de sincronización, el cual permite enlazar el sistema de generación del laboratorio que representa el otro sistema de potencia. Se verifica que la tensión, frecuencia, y secuencia de fases en ambos lados del interruptor sea la misma, y se procede a cerrar el interruptor cuando el ángulo de sincronización es lo más próximo a cero. Una vez que ambos sistemas están conectados a través del VFT, se altera la frecuencia de la máquina síncrona aproximadamente 10 Hz arriba y debajo de la frecuencia inicial que es de 60 Hz, en pasos discretos.

Se realizan mediciones de corriente y tensión en los devanados del estator y rotor de la máquina así como la velocidad mecánica del rotor.

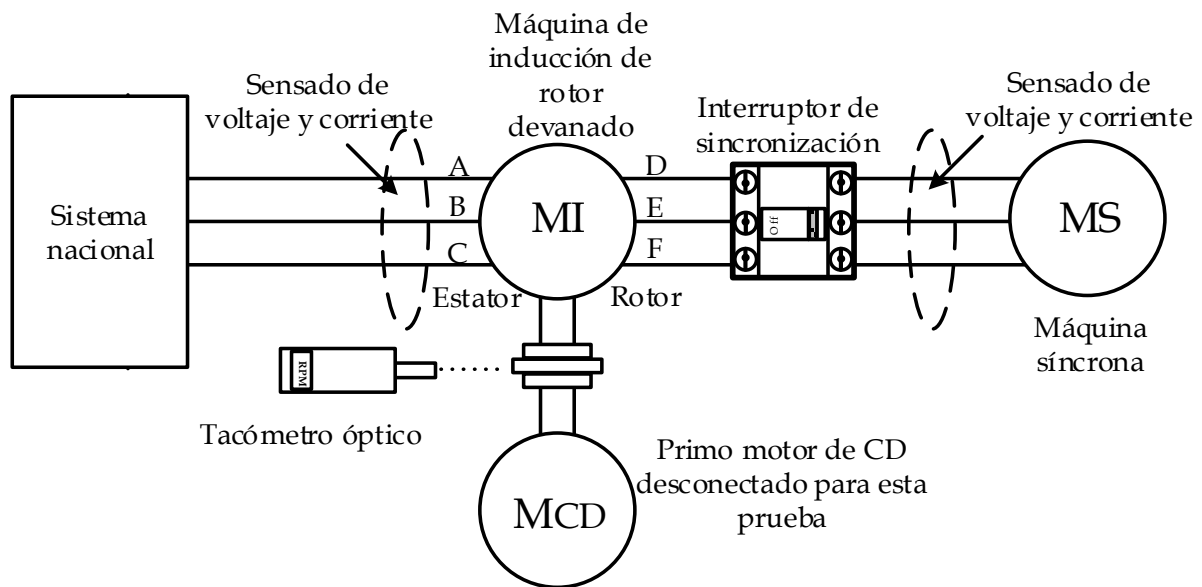


Fig.3.22 Sistema experimental de prueba operando la máquina de inducción como VFT aislando dos sistemas de potencia.

3.5.2 Resultados experimentales

Las mediciones realizadas de la máquina operando como VFT aislando dos sistemas de potencia se muestran en la Tabla 3.12 y Tabla 3.13, donde se conectan dos sistemas de frecuencias iguales y distintas respectivamente.

3.5.2.1 Sistemas con la misma frecuencia

La Tabla 3.12 muestra los resultados experimentales de la operación del VFT aislando dos sistemas de la misma frecuencia (60 Hz).

Tabla 3.12 Mediciones de la máquina de inducción operando como VFT aislando dos sistemas de la misma frecuencia.

	Frecuencia [Hz]	Tensiones de línea			Corrientes de línea			Velocidad del rotor [RPM]
		V_{AB} / V_{DE} [V]	V_{BC} / V_{EF} [V]	V_{CA} / V_{FD} [V]	I_A / I_D [A]	I_B / I_E [A]	I_C / I_F [A]	
Estator	60.02	224.7	223.8	224.3	7.1	7.1	7.1	0
Rotor	60.01	98.77	98.93	98.44	1.9	2	1.7	

3.5.2.2 Sistemas con frecuencias diferentes

La Tabla 3.13 muestra los resultados experimentales de la operación del VFT aislando dos sistemas con frecuencias diferentes. El sistema de CFE opera aproximadamente a 60 Hz, mientras que el generador conectado al rotor varía ± 10 Hz alrededor de esta frecuencia.

Tabla 3.13 Mediciones de la máquina de inducción operando como VFT aislando dos sistemas de frecuencias distintas.

	Frecuencia [Hz]	Tensiones de línea			Corrientes de línea			Velocidad del rotor [RPM]
		V_{AB} / V_{DE} [V]	V_{BC} / V_{EF} [V]	V_{CA} / V_{FD} [V]	I_A / I_D [A]	I_B / I_E [A]	I_C / I_F [A]	
Estator	60	225.3	224.3	225.1	7.2	7.1	7.1	18.6
Rotor	59.38	97.87	98.15	98.14	1.9	1.9	1.6	
Estator	60.1	225.4	224.1	225	7.1	7.1	7.1	82.8
Rotor	57.34	94.3	94.5	94.5	1.9	2	1.7	
Estator	60.2	224.3	224	224.5	7.2	7.1	7.1	157.5
Rotor	54.95	90.13	90.49	90.4	2	2.1	1.7	
Estator	60.02	224.4	223.3	223.4	7.2	7.2	7.2	294.6
Rotor	50.2	82.1	82.5	82.6	2.4	2.4	2	
Estator	60.02	224.2	223.7	224.7	7	7.1	7.1	-42.3
Rotor	61.43	102.1	102.6	102.3	2.1	2.2	1.8	
Estator	60.01	225.1	225	225.3	7.1	7.1	7.1	-103.2
Rotor	63.45	105.6	106.1	105.6	2.1	2.2	1.8	
Estator	60.02	225.3	225	225.1	7	7	7	-152.4
Rotor	65.1	108.7	109.2	108.7	2	2.1	1.7	
Estator	60.01	225.6	224.7	225.6	7	7	7	-232.2
Rotor	67.75	113.4	113.9	113.6	2	2.1	1.7	

Nota: Físicamente una velocidad positiva indica que viendo la máquina de frente, el sentido de giro es anti horario; considerando que el frente de la máquina es la parte donde eje de la máquina de inducción esta acoplada con la máquina de CD.

3.5.3 Simulación digital

La Fig.3.23 muestra el diagrama de simulación del VFT aislando dos sistemas de potencia, los cuales se encuentran representados por dos fuentes trifásicas programables; se colocan medidores de tensión y corriente en los devanados del estator y rotor de la máquina y en el modelo de la máquina se selecciona como una variable de entrada el par mecánico del rotor. Al colocar esta variable en cero, se indica que el rotor se orientará por sí mismo y posiblemente girará libremente a una velocidad igual a la diferencia de frecuencias en los devanados del estator y rotor. El

interruptor de sincronización se cierra transcurrido un segundo de simulación y se recolectan las mediciones en estado estable cuando las frecuencias son iguales, después al igual que en la prueba experimental la frecuencia en el rotor se altera.

Los resultados de la simulación con frecuencias iguales se muestran en la Tabla 3.14 mientras que los resultados de las simulaciones con frecuencias distintas se muestran en la Tabla 3.15.

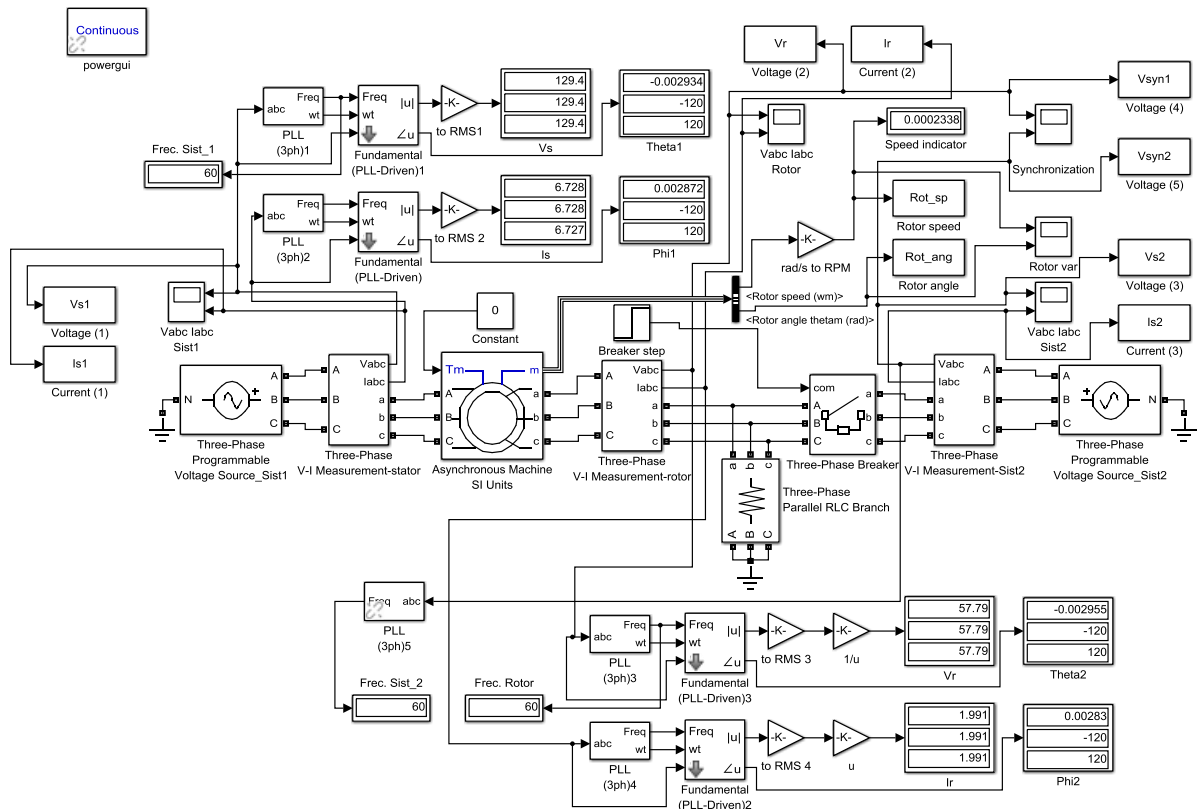
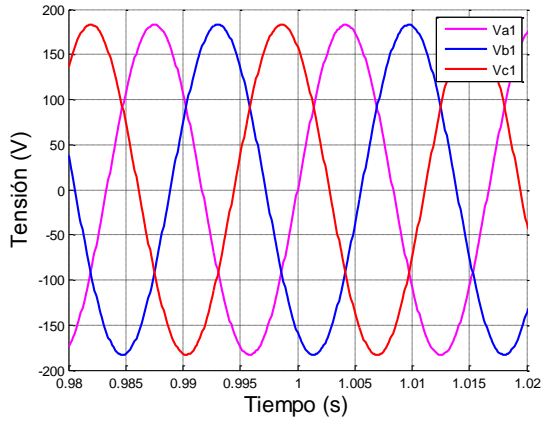
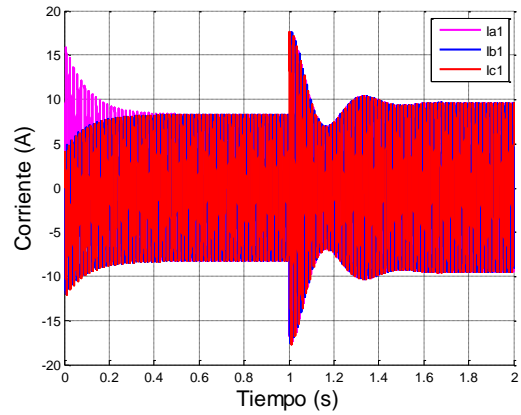


Fig.3.23 Diagrama de simulación de la máquina de inducción como VFT aislando dos sistemas de potencia.

De las gráficas presentes de la Fig.3.24 a la Fig.3.28 se puede observar claramente el comportamiento dinámico del VFT al ser empleado para conectar dos sistemas de potencia con la misma frecuencia nominal (60 Hz), el transitorio que se presenta durante el cierre del interruptor tiene que ver, al igual que en una conexión síncrona, directamente con la diferencia angular entre las tensiones de ambos lados del interruptor (simulado con valor de 10°), un parámetro que ayuda a amortiguar estas conexiones en la máquina es la constante de inercia.

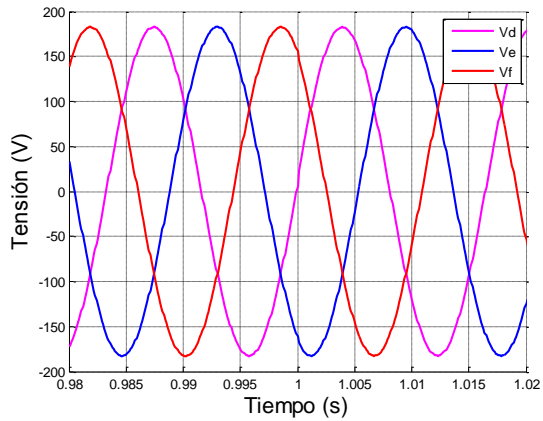


a) Tensiones en las terminales del estator.

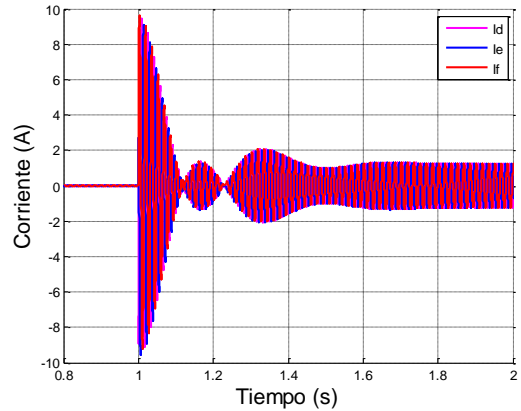


b) Corrientes en los devanados del estator.

Fig.3.24 Formas de onda del sistema 1 en los devanados del estator antes y después de la interconexión a través del VFT.

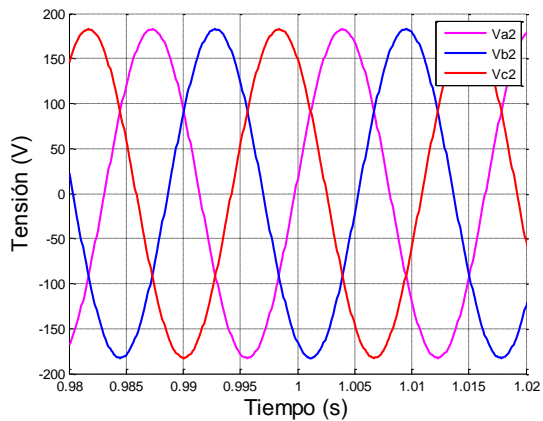


a) Tensiones en las terminales del rotor.

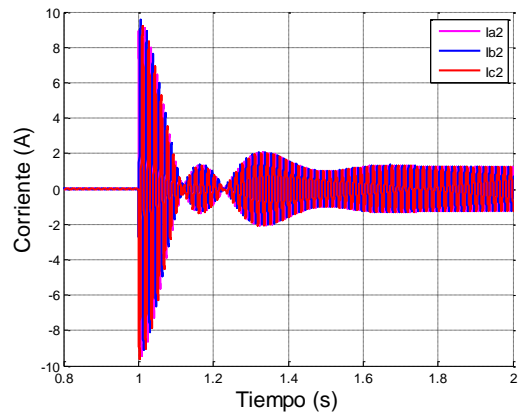


b) Corrientes en los devanados del rotor.

Fig.3.25 Formas de onda en los devanados del rotor antes y después de la interconexión a través del VFT.



a) Tensiones del sistema 2.



b) Corrientes del sistema 2.

Fig.3.26 Formas de onda del sistema 2 antes y después de la interconexión a través del VFT.

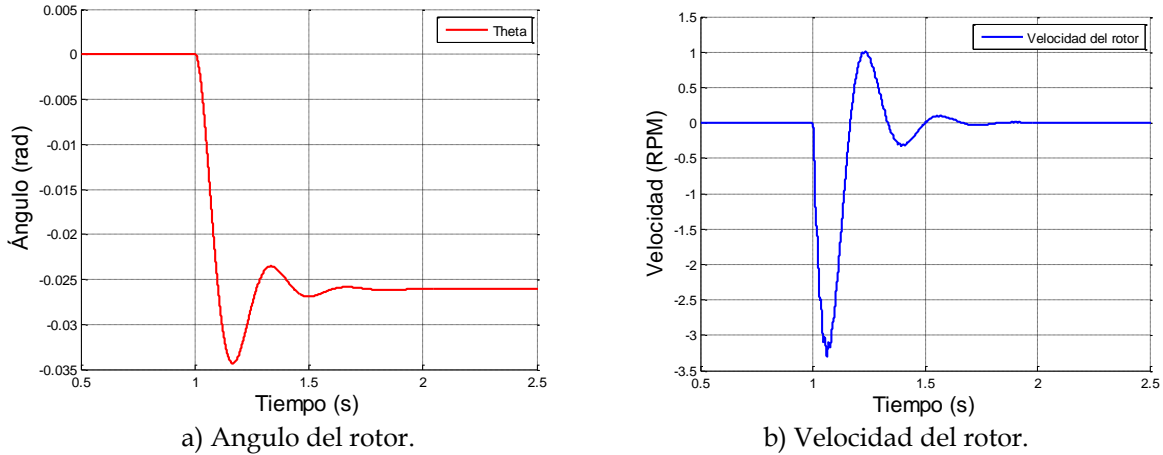


Fig.3.27 Formas de onda del ángulo y velocidad del rotor antes y después de la interconexión a través del VFT.

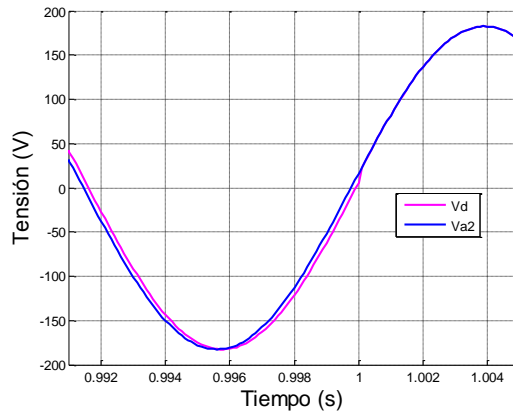


Fig.3.28 Momento del cierre del interruptor de sincronización (tensiones inicialmente separadas 10°).

3.5.3.1 Sistemas con la misma frecuencia

La Tabla 3.14 muestra los resultados de la simulación de la operación del VFT aislando dos sistemas de la misma frecuencia (60 Hz).

Tabla 3.14 Resultados de las simulaciones de la máquina de inducción operando como VFT aislando dos sistemas de la misma frecuencia.

	Frecuencia [Hz]	Tensiones de línea			Corrientes de línea			Velocidad del rotor [RPM]
		V_{AB} / V_{DE} [V]	V_{BC} / V_{EF} [V]	V_{CA} / V_{FD} [V]	I_A / I_D [A]	I_B / I_E [A]	I_C / I_F [A]	
Estator	60	224.1	224.1	224.1	6.728	6.728	6.728	0
Rotor	60	100.1	100.1	100.1	1.992	1.992	1.992	

3.5.3.2 Sistemas con frecuencias diferentes

La Tabla 3.15 muestra los resultados de simulación digital de la operación del VFT aislando dos sistemas con frecuencias diferentes.

Tabla 3.15 Resultados de las simulaciones de la máquina de inducción operando como VFT aislando dos sistemas de diferentes frecuencias.

	Frecuencia [Hz]	Tensiones de línea			Corrientes de línea			Velocidad del rotor [RPM]
		V_{AB} / V_{DE} [V]	V_{BC} / V_{EF} [V]	V_{CA} / V_{FD} [V]	I_A / I_D [A]	I_B / I_E [A]	I_C / I_F [A]	
Estator	60	224.1	224.1	224.1	6.755	6.755	6.755	18
Rotor	59.4	99.09	99.09	99.09	2.053	2.053	2.053	
Estator	60	224.1	224.1	224.1	6.757	6.757	6.757	81
Rotor	57.3	95.57	95.57	95.57	2.059	2.059	2.059	
Estator	60	224.1	224.1	224.1	6.782	6.782	6.782	150
Rotor	55	91.72	91.72	91.72	2.116	2.116	2.116	
Estator	60	224.1	224.1	224.1	6.734	6.734	6.734	294
Rotor	50.2	83.68	83.68	83.68	2.019	2.019	2.019	
Estator	60	224.1	224.1	224.1	6.891	6.891	6.891	-42
Rotor	61.4	102.4	102.4	102.4	2.355	2.355	2.355	
Estator	60	224.1	224.1	224.1	7.03	7.03	7.03	-102
Rotor	63.4	105.8	105.8	105.8	2.668	2.668	2.668	
Estator	60	224.1	224.1	224.1	7.057	7.057	7.057	-153
Rotor	65.1	108.6	108.6	108.6	2.728	2.728	2.728	
Estator	60	224.1	224.1	224.1	7.089	7.089	7.089	-231
Rotor	67.7	113	113	113	2.799	2.799	2.799	

3.5.4 Discusión de resultados

La Tabla 3.16 muestra los resultados experimentales y de simulación digital del VFT aislando dos sistemas de potencia.

Tabla 3.16 Comparación entre los valores reales y simulados de la máquina de inducción operando como VFT aislando dos sistemas.

	Frecuencia [Hz]		Tensiones de línea V_{AB} / V_{DE} [V]		Corrientes de línea I_A / I_D [A]		Velocidad del rotor [RPM]	
	Real	Sim.	Real	Sim.	Real	Sim.	Real	Sim.
Estator	60.02	60	224.7	224.1	7.1	6.728	0	0
Rotor	60.01	60	98.77	100.1	1.9	1.992		
Estator	60	60	225.3	224.1	7.2	6.755	18.6	18
Rotor	59.38	59.4	97.87	99.09	1.9	2.053		
Estator	60.1	60	225.4	224.1	7.1	6.757	82.8	81
Rotor	57.34	57.3	94.3	95.57	1.9	2.059		
Estator	60.2	60	224.3	224.1	7.2	6.782	157.5	150
Rotor	54.95	55	90.13	91.72	2	2.116		
Estator	60.02	60	224.4	224.1	7.2	6.734	294.6	294
Rotor	50.2	50.2	82.1	83.68	2.4	2.019		
Estator	60.02	60	224.2	224.1	7	6.891	-42.3	-42
Rotor	61.43	61.4	102.1	102.4	2.1	2.355		
Estator	60.01	60	225.1	224.1	7.1	7.03	-103.2	-102
Rotor	63.45	63.4	105.6	105.8	2.1	2.668		
Estator	60.02	60	225.3	224.1	7	7.057	-152.4	-153
Rotor	65.1	65.1	108.7	108.6	2	2.728		
Estator	60.01	60	225.6	224.1	7	7.089	-232.2	-231
Rotor	67.75	67.7	113.4	113	2	2.799		

El *VFT* es un dispositivo que puede enlazar dos sistemas de potencia y mantenerlos aislados eléctricamente uno del otro. Además esta conexión cuenta con la capacidad de evitar que cualquier disturbio de un sistema se propague hacia el otro. Si una falla en uno de los sistemas provocara una alteración en la frecuencia del mismo, el eje de la máquina giraría proporcionalmente a la diferencia de frecuencias impuesta. El *VFT* operando como un dispositivo que aísla dos sistemas de potencia no transfiere potencia entre ambos sistemas, es decir, en esta condición de operación el par aplicado en el eje es cero y el movimiento del rotor estará solo impuesto por las frecuencias de los sistemas. La Tabla 3.16 muestra una comparación de los resultados reales y simulados más relevantes.

3.6 OPERACIÓN DEL *VFT* CON TRANSFERENCIA DE POTENCIA ACTIVA

3.6.1 Sistema experimental de prueba

En las Figs.3.29 y 3.30 se muestra el diagrama de conexiones para una conexión síncrona y asíncrona respectivamente, empleando el *VFT*. Estas conexiones son muy similares a la anterior; sin embargo, en esta prueba para ambas conexiones se habilita la máquina de CD con excitación separada para poder variar el ángulo relativo del rotor con respecto al estator. Es importante realizar incrementos pequeños de la excitación de la máquina de CD y no rebasar ningún límite de corriente por diseño en la máquina de inducción o en la máquina de CD. Al realizar la conexión síncrona es necesario colocar en fase las tensiones de ambos lados del interruptor de sincronización para evitar transitorios grandes al momento de cerrarlo; aun así, el rotor se ajusta al momento del cierre ya que el ángulo de cierre puede no ser cero exactamente, al ajustarse el rotor coloca en fase las tensiones del rotor y estator. Debido a que en esta conexión el rotor no gira, no es necesario medir la velocidad del rotor.

En cuanto a la conexión asíncrona se efectúan dos conexiones: la primera conexión a frecuencias nominales iguales, en la que simplemente se coloca el sistema de generación de laboratorio a la misma frecuencia que la del sistema nacional (60 Hz) y se cierra el interruptor en un ángulo de sincronización igual o próximo a cero, evitando así transitorios grandes al momento de la conexión; aun así, al igual que en la conexión síncrona, el rotor se orientará para colocar en fase los ángulos de tensión ya que nunca se logra una sincronización en un ángulo exactamente de cero. En esa conexión si es necesario registrar la velocidad del sistema rotatorio.

La segunda conexión se efectúa con sistemas de frecuencias nominales distintas; se decide que el sistema de generación de laboratorio tenga una frecuencia nominal menor (56 Hz) que la del sistema nacional. Para efectuar esta conexión, antes se deben igualar las tensiones y frecuencias de ambos lados del interruptor de sincronización, y esto se logra variando la velocidad del rotor del *VFT*, con una diferencia de 4 Hz: el rotor debe girar a una velocidad de 120 RPM para igualar las frecuencias en ambos

lados del interruptor. Cuando estas condiciones se cumplen, se procede a cerrar el interruptor de sincronización en un ángulo lo más cercano a cero. Por supuesto en esta conexión la velocidad es una variable de importancia y por lo tanto es monitoreada.

El límite de transferencia de potencia físico en el canal VFT propuesto, está restringido por el diseño del sistema rotatorio completo, es decir, la potencia máxima que se puede transferir se encuentra en el momento en que se llegue a un valor nominal de corriente ya sea en la máquina de inducción o la máquina de CD.

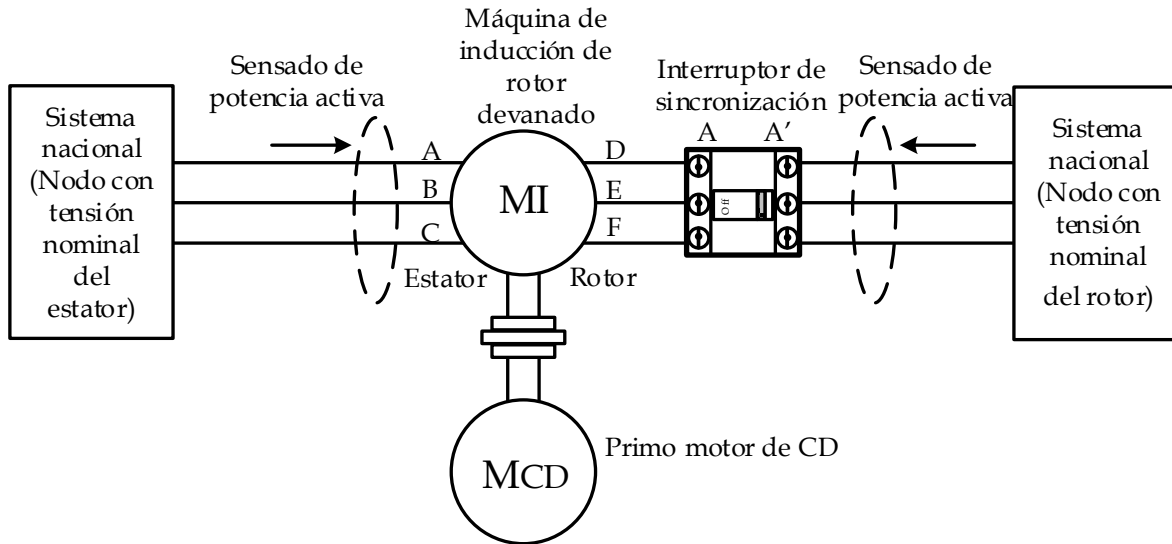


Fig.3.29 Sistema experimental de prueba operando la máquina de inducción como VFT con transferencia de potencia activa (conexión síncrona).

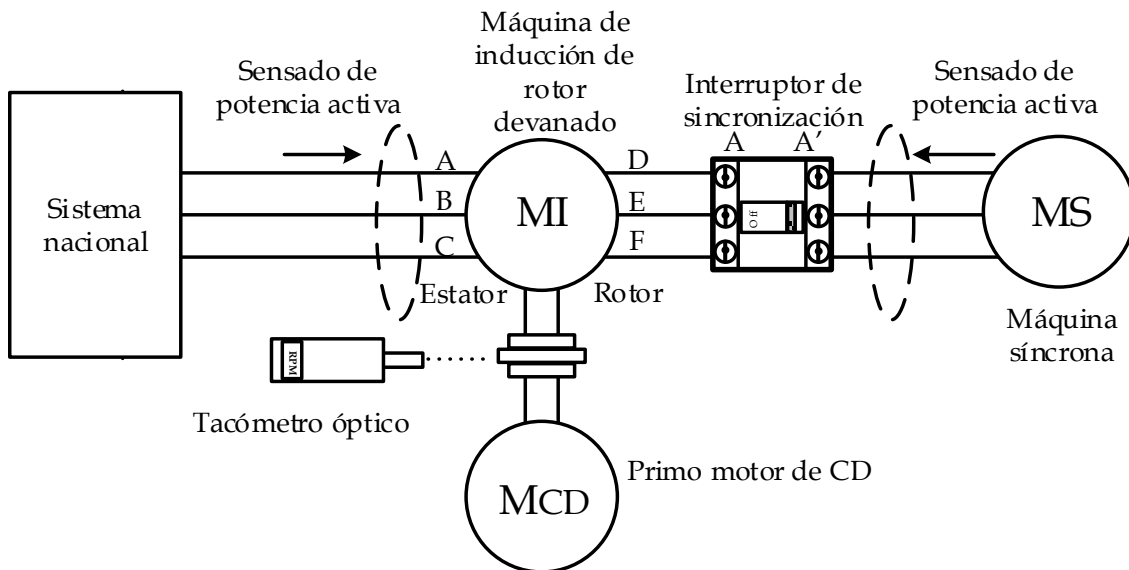


Fig.3.30 Sistema experimental de prueba operando la máquina de inducción como VFT con transferencia de potencia activa (conexión asíncrona).

3.6.2 Resultados experimentales

3.6.2.1 Conexión síncrona

Previo al cierre del interruptor de sincronización es necesario colocar las tensiones de ambos lados del interruptor (A y A') en fase, como se mencionó con anterioridad. En la Fig.3.31a se ilustra como las tensiones en ambos lados del interruptor, previamente al cierre, son de la misma magnitud y frecuencia. Además, como el sistema es síncrono, no se mueve una con respecto a la otra; sin embargo, no se encuentran en fase. Después de ajustar la posición del rotor, las tensiones se colocan en fase como se muestra en la Fig.3.31b; una vez colocadas en fase, se cierra el interruptor para iniciar la transferencia de potencia.

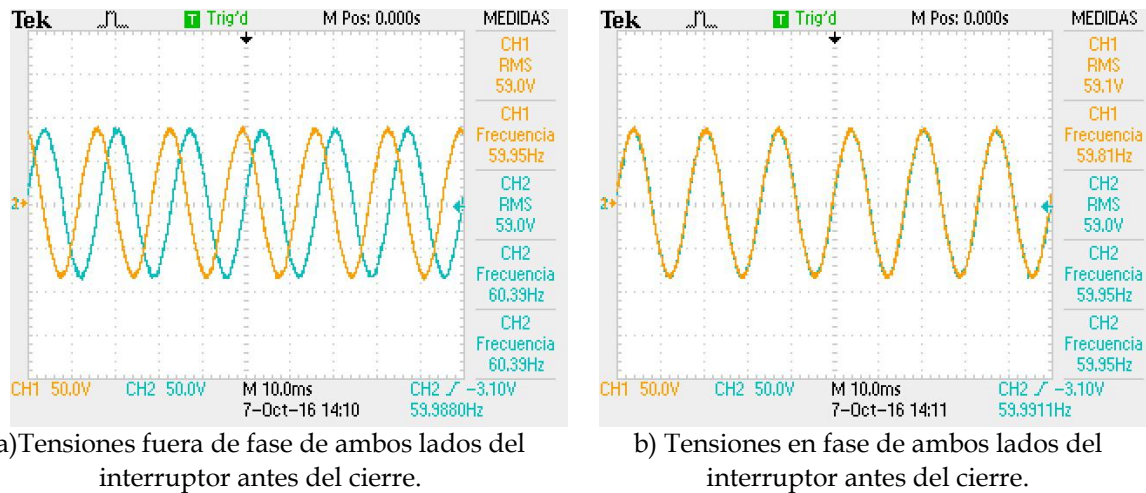
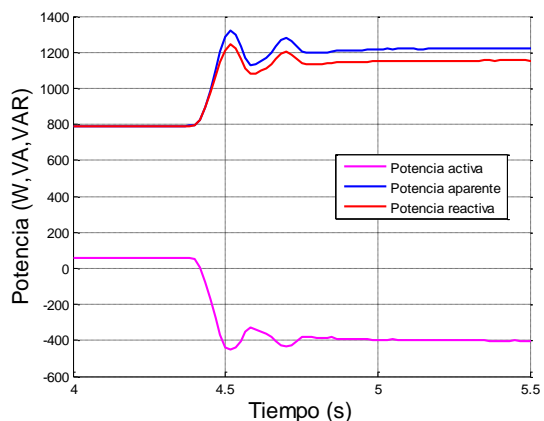
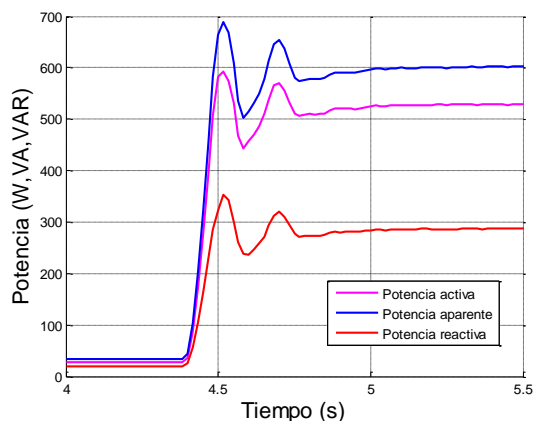


Fig.3.31 Tensiones en las terminales A (canal 2) y A' (canal 1) antes del cierre del interruptor en la conexión síncrona.

La Fig.3.32 muestra el comportamiento de la potencia al variar el ángulo relativo del rotor con respecto al estator. Se observan dos estados en las gráficas: el primer estado es con una posición del rotor cero, en la que se observa que la potencia activa, aparente y reactiva son positivas en el rotor y estator de la máquina, considerando que el flujo de potencia es medido como se muestra en la Fig.3.29. Aproximadamente en $t = 4.4$ s, se observa que la potencia activa en el estator decrece, mientras que la potencia del rotor se incrementa casi en la misma magnitud. Esto ocurre porque en ese momento se incrementó de 0 a -9.06 V la tensión de armadura en la máquina de CD, mientras el campo se encuentra alimentado a 232.37 V; con esta variación del ángulo, se observa que la potencia activa fluye de rotor a estator, y la magnitud en la que aumenta la potencia activa en el rotor con respecto a la que disminuye en el estator es casi la misma; sin embargo, existe una pequeña diferencia debido a las pérdidas en la máquina.

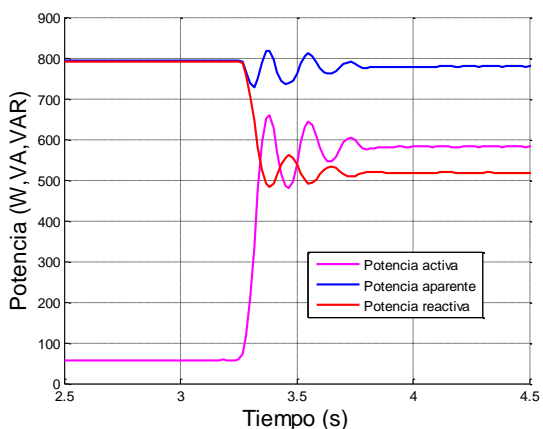


a) Potencias del estator.

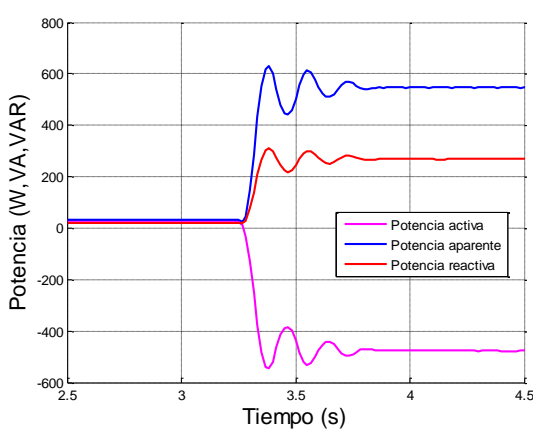


b) Potencias del rotor.

Fig.3.32 Transferencia de potencia de rotor a estator en la conexión síncrona.



a) Potencias del estator.



b) Potencias del rotor.

Fig.3.33 Transferencia de potencia de estator a rotor en la conexión síncrona.

Tabla 3.17 Mediciones de potencia en la conexión síncrona.

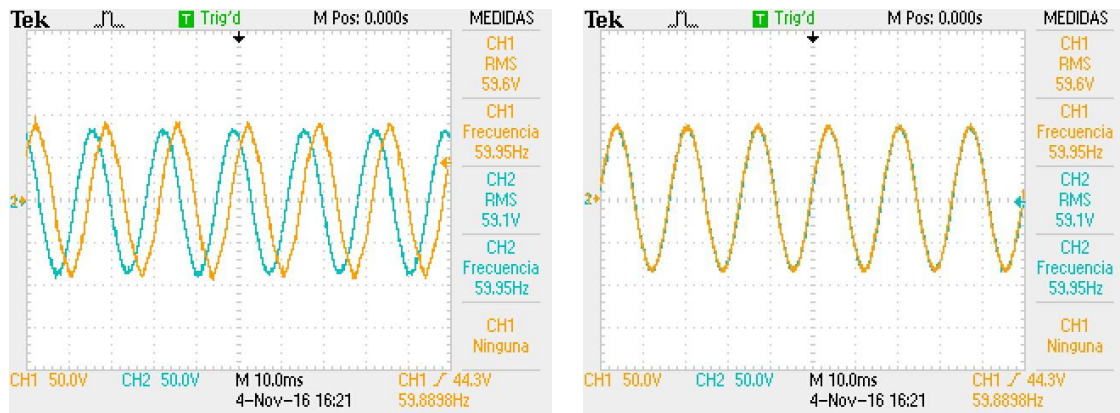
Máquina de CD		Potencias en el estator			Potencias en el rotor		
Tensión de campo (V)	Tensión de armadura (V)	Potencia activa (W)	Potencia reactiva (VAR)	Potencia aparente (VA)	Potencia activa (W)	Potencia reactiva (VAR)	Potencia aparente (VA)
Sin transferencia de potencia							
232.30	0	57.59	790.46	788.36	28.03	34.15	19.50
Transferencia de potencia de rotor a estator							
232.37	-9.06	-404.82	1226.40	1157.66	533.57	606.41	288.17
232.69	-7.21	-278.33	1104.86	1069.23	452.85	512.21	239.35
232.76	-3.12	-7.22	853.50	853.47	148.77	163.99	69.00
Transferencia de potencia de estator a rotor							
232.60	8.97	590.91	784.09	515.38	-485.04	556.50	272.81
232.78	7.32	546.44	774.36	548.66	-404.91	475.71	249.69
232.58	3.09	249.52	739.74	696.38	-117.94	144.85	84.09

En la Fig.3.33 se muestra el mismo procedimiento para variar el ángulo del VFT, sin embargo, en esta ocasión se incrementa de 0 a 8.97 V la armadura de la máquina de

CD, mientras el campo se encuentra alimentado a 232.60 V. Con esto se logra abrir el ángulo en sentido opuesto y transferir potencia del estator hacia el rotor. Se realizaron más mediciones que se presentan en la Tabla 3.17 con distintos niveles de transferencia de potencia hacia ambos lados. Note que en ambas transferencias de potencia solo se tiene control sobre la potencia activa, y que la potencia reactiva incrementa entre más potencia activa se transfiera.

3.6.2.2 Conexión asíncrona

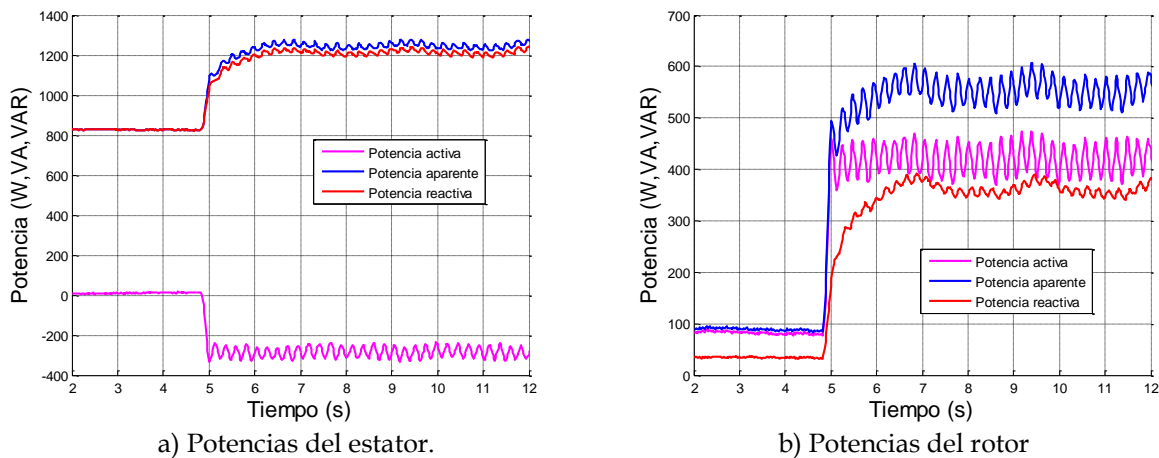
La primera conexión asíncrona que se efectúa es a frecuencias nominales iguales. Después de colocar el sistema de generación de laboratorio a 60 Hz, se procede a cerrar el interruptor de sincronización cuando la tensión en sus terminales sea cero o lo más próximo posible. En la Fig.3.34a se observa el momento previo al cierre del interruptor en el que las frecuencias nominales son iguales, mientras que en la Fig.3.34b se observa el momento después del cierre en la que se observan las tensiones en fase.



a) Tensiones fuera de fase de ambos lados del interruptor antes del cierre.

b) Tensiones en fase de ambos lados del interruptor antes del cierre.

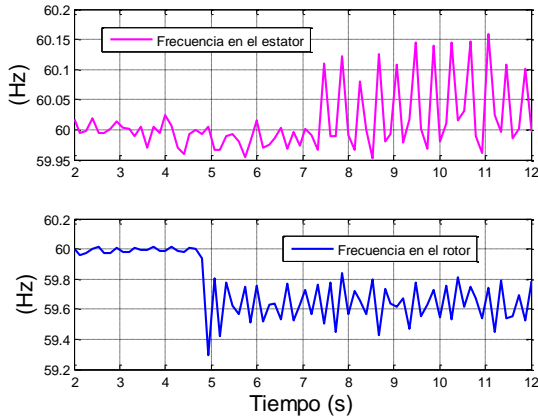
Fig.3.34 Tensiones en las terminales A (canal 2) y A' (canal 1) antes del cierre del interruptor en la primera conexión asíncrona.



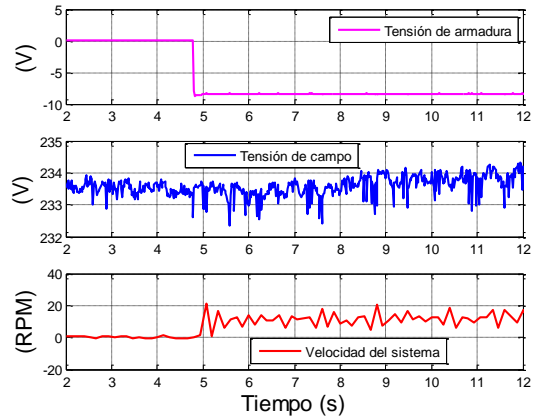
a) Potencias del estator.

b) Potencias del rotor

Fig.3.35 Transferencia de potencia de rotor a estator en la primera conexión asíncrona.



a) Frecuencias en el estator y rotor del VFT.

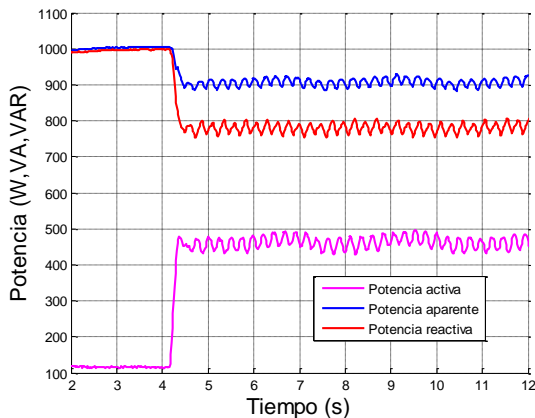


b) Tensión de armadura, tensión de campo y velocidad del sistema.

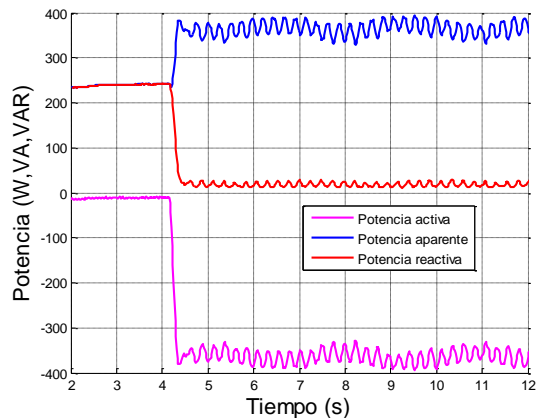
Fig.3.36 Variables relevantes medidas en la transferencia de potencia de rotor a estator en la primera conexión asíncrona.

La Fig.3.35 ilustra la potencia medida en el VFT durante la transferencia de potencia de rotor a estator en la primera conexión asíncrona, mientras que la Fig.3.36a muestra el comportamiento de la frecuencia medida en el estator y rotor de la máquina. Adicionalmente, la tensión de armadura y de campo de la máquina de CD se presentan en la Fig.3.36b, junto con la velocidad del sistema rotatorio, presentando así el comportamiento de las variables más relevantes durante esta prueba.

El comportamiento del sistema rotatorio durante la transferencia de potencia de estator a rotor en la primera conexión asíncrona, se presenta en las Figs. 3.37 y 3.38, en las que se observa el comportamiento de la potencia y la frecuencia en los devanados del estator y rotor del VFT, la tensión de armadura y tensión de campo en la máquina de CD y velocidad del sistema rotatorio.



a) Potencias del estator



b) Potencias del rotor

Fig.3.37 Transferencia de potencia de estator a rotor en la primera conexión asíncrona.

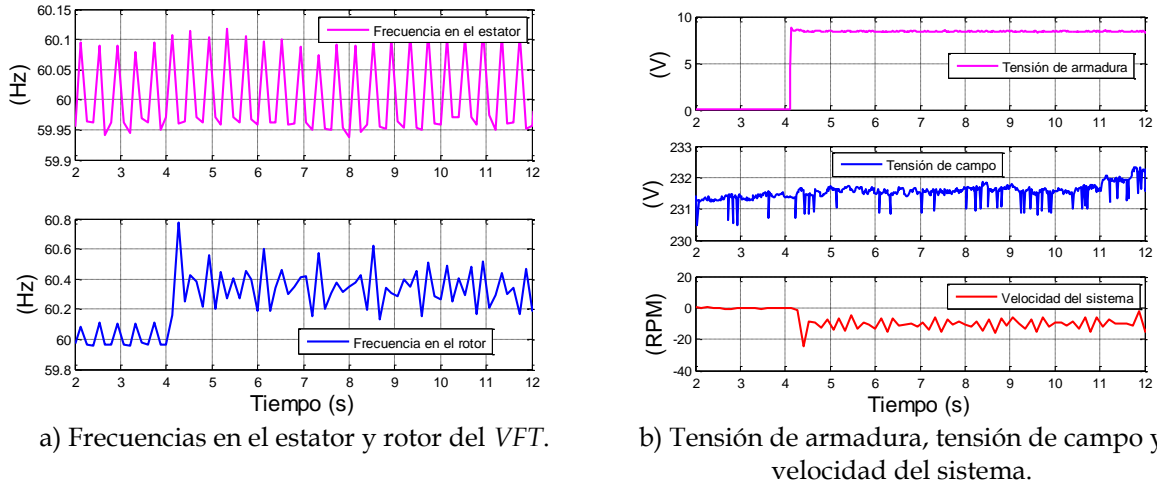


Fig.3.38 Variables relevantes medidas en la transferencia de potencia de estator a rotor en la primera conexión asíncrona.

La segunda conexión asíncrona realizada se efectúa con dos valores de frecuencia nominales distintos. El sistema nacional (CFE) se conecta en el estator del VFT induciendo así en las terminales del rotor la frecuencia del sistema (60 Hz); para efectuar la conexión de ambos sistemas es necesario igualar las frecuencias en ambos lados del interruptor de sincronización, variando el deslizamiento de la máquina. Cuando las frecuencias estén iguales (como se ilustra en la Fig.3.39a) se procede a cerrar el interruptor de sincronización en un ángulo de cero o próximo a éste. La Fig.3.39b muestra las formas de onda de tensión en ambos lados del interruptor después de la sincronización.

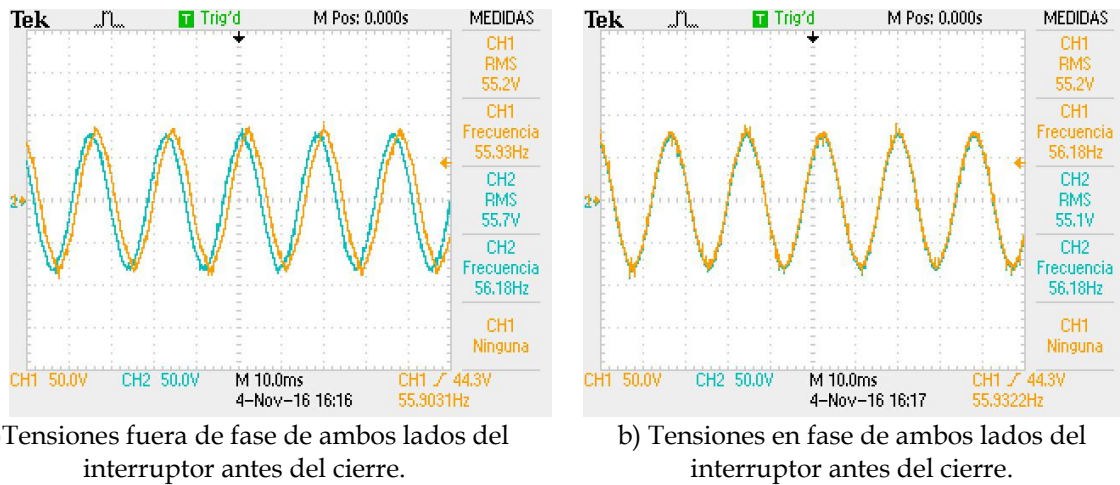


Fig.3.39 Tensiones en las terminales A (canal 2) y A' (canal 1) antes del cierre del interruptor en la segunda conexión asíncrona.

En las Figs.3.40 y 3.41 se observa el comportamiento de las potencias y frecuencias en los devanados del estator y rotor del VFT, la tensión de armadura y campo de la

máquina de CD y la velocidad del sistema rotatorio transfiriendo potencia de estator a rotor en la segunda conexión asíncrona.

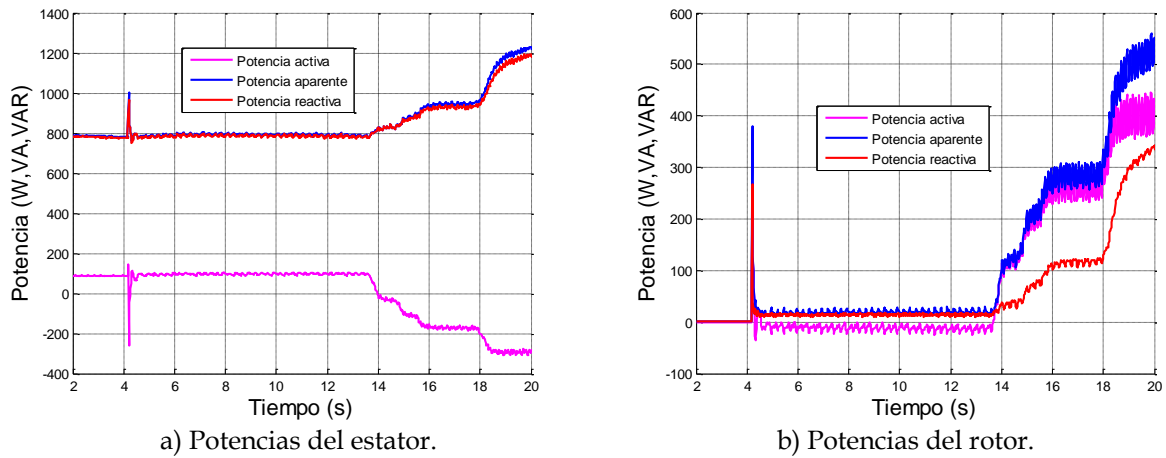


Fig.3.40 Transferencia de potencia de rotor a estator en la segunda conexión asíncrona.

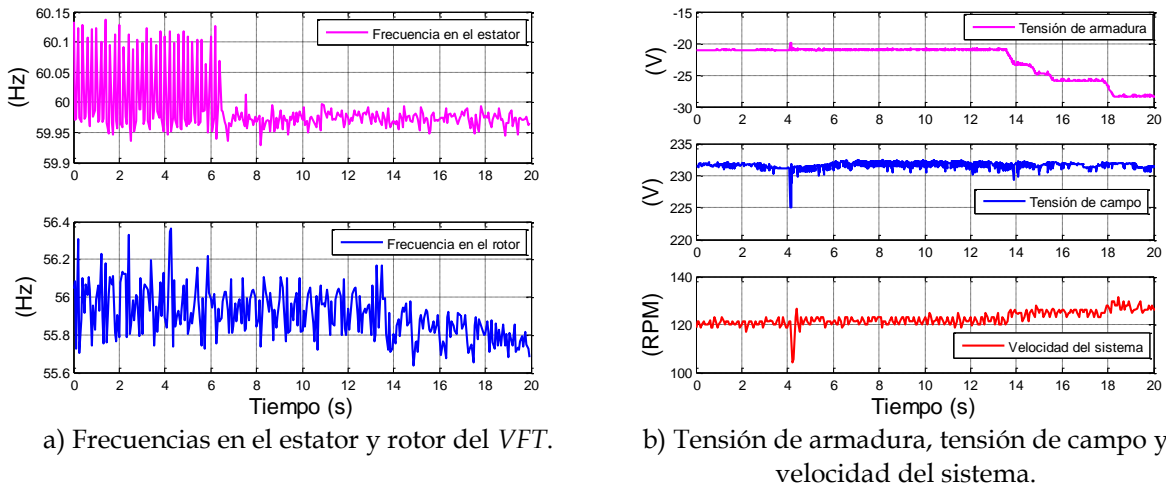


Fig.3.41 Variables relevantes medidas en la transferencia de potencia de rotor a estator en la segunda conexión asíncrona.

3.6.3 Simulación digital

La Fig.3.42 muestra el diagrama de simulación en la que se mide potencia activa en los devanados del estator y rotor de VFT, la simulación se efectúa con dos fuentes trifásicas de la misma frecuencia nominal y debido a que no se introducen variaciones de frecuencia en ninguna de las fuentes se puede considerar que el efecto es igual a una conexión síncrona. Se efectúan dos simulaciones para observar el comportamiento de la máquina en este modo de operación, en la Fig.3.43a se observa la transferencia de potencia de rotor a estator en donde el par aplicado es negativo, mientras que la Fig.3.43b ilustra la transferencia de potencia en sentido opuesto con un par aplicado positivo. Las simulaciones se efectúan midiendo la potencia trifásica

de los devanados del VFT, a diferencia de las mediciones experimentales que se efectúan por fase.

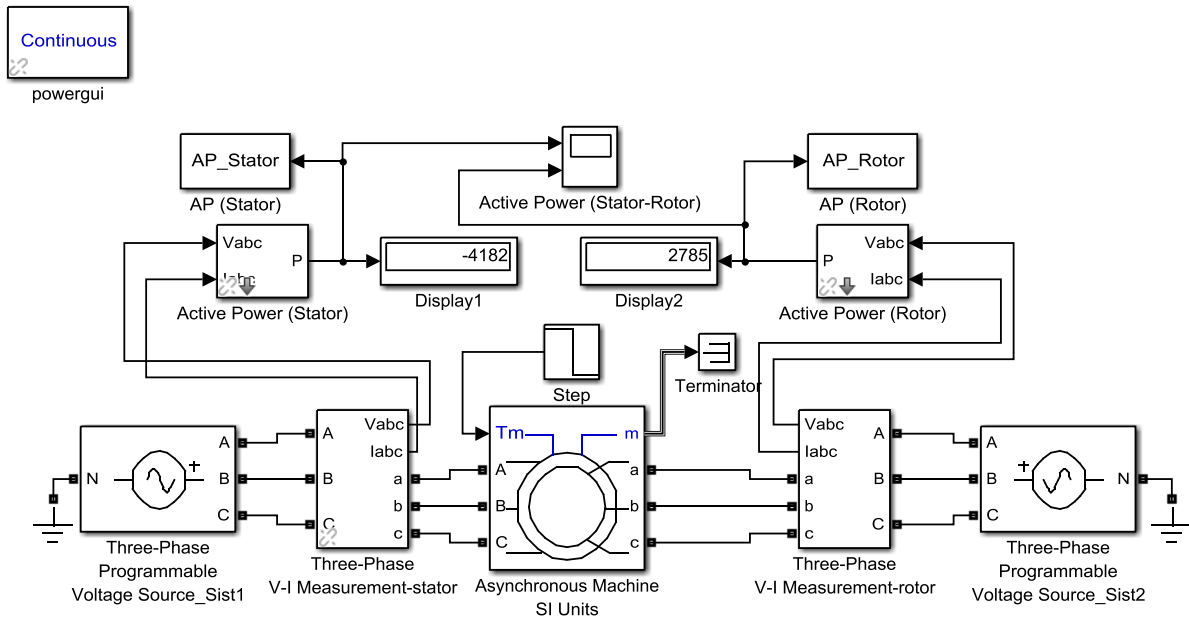
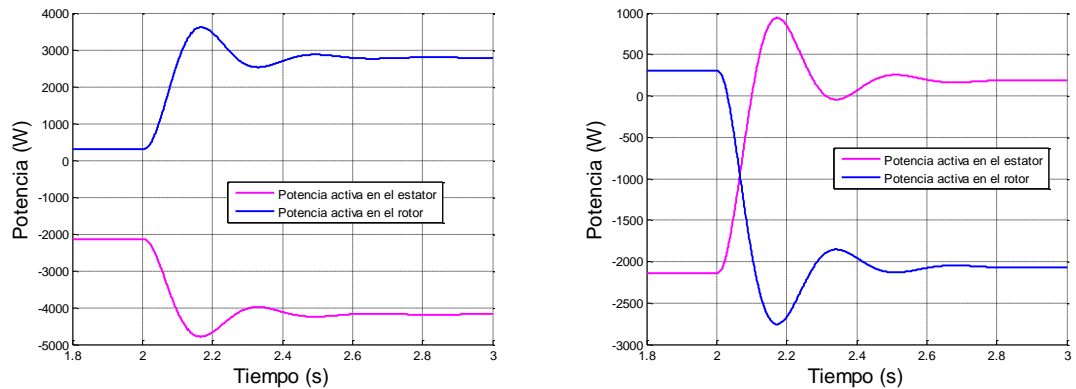


Fig.3.42 Diagrama de simulación de la máquina de inducción como VFT con transferencia de potencia activa.



a) Flujo de potencia activa Rotor-Estator.

b) Flujo de potencia activa Estator-Rotor.

Fig.3.43 Potencia en los devanados del VFT.

3.6.4 Discusión de resultados

La transferencia de potencia a través del VFT está directamente relacionada con la posición relativa del rotor con respecto al estator. Para entender este concepto con mayor claridad se ilustra en la Fig.3.44 la relación angular entre los fasores de tensión.

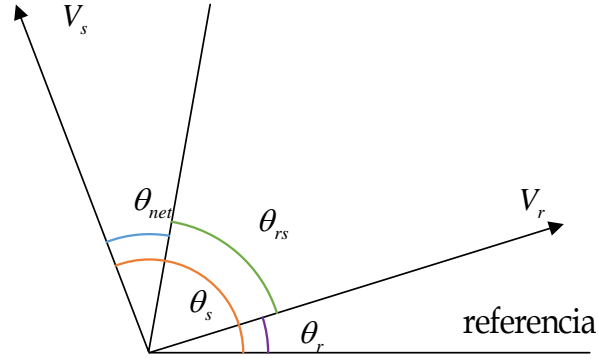


Fig.3.44 Diagrama fasorial del VFT (adaptada de [Ilahi and Kumar, 2013]).

El flujo de potencia activa en estado estable del VFT se aproxima de la siguiente forma [Merkhouf et al., 2008]:

$$P_{VFT} = P_{\max} \sin \theta_{net} \quad (3.11)$$

$$P_{VFT} = \frac{V_s V_r}{X_{sr}} \sin(\theta_s - (\theta_r + \theta_{rs})) \quad (3.12)$$

Donde:

- P_{VFT} es la transferencia de potencia del VFT de estator a rotor.
- P_{\max} es la máxima transferencia de potencia teórica.
- θ_s es el ángulo de fase de la tensión en el estator con respecto a un fasor de referencia.
- θ_r es el ángulo de fase de la tensión en el rotor con respecto a un fasor de referencia.
- θ_{rs} es el ángulo de fase del rotor con respecto al estator.
- V_s es la magnitud del fasor de tensión en el estator.
- V_r es la magnitud del fasor de tensión en el rotor.
- X_{sr} es la reactancia entre las terminales de estator y rotor.

Cuando $\theta_{net} = \pm 90$ se obtiene la máxima transferencia de potencia, considerada como teórica. Al aplicar un par mecánico en eje del VFT se logra variar la posición relativa del rotor con respecto al estator; en otras palabras, si la magnitud del par incrementa el valor absoluto de θ_{rs} también incrementa y el sentido del par está relacionado directamente con el signo de θ_{rs} .

El diseño del sistema rotatorio en general es para altas velocidades tanto la máquina de inducción de rotor devanado (la cual cuenta con un diseño para operar como motor), como la máquina de CD (operando como motor o generador) tienen un diseño específico que supera las 1000 RPM, lo cual afecta de manera directa el

comportamiento de la transferencia de potencia ya que no se tiene un giro uniforme del sistema rotatorio a bajas velocidades.

La transferencia de potencia en sistemas síncronos no presenta ningún inconveniente debido a que la velocidad del rotor es cero, y los marcos de referencia del rotor y estator se mueven a la misma velocidad y de manera síncrona siempre. Esto físicamente se refleja en una velocidad cero y la variación de θ_{rs} cambia, colocando el rotor en otra posición simplemente. Sin embargo, en la conexión asíncrona los marcos de referencia se mueven a distintas velocidades, la variación de θ_{rs} sigue representando físicamente colocar el rotor en otra posición, solo que ahora el rotor se mueve impuesto por la diferencia de frecuencias.

El efecto de estas variaciones de frecuencia en una conexión asíncrona provoca bajas velocidades que como se mencionó anteriormente, hacen que la transferencia de potencia en las conexiones asíncronas oscile ligeramente. Se efectuaron dos conexiones asíncronas con la finalidad de observar el comportamiento de las oscilaciones si la velocidad del sistema rotatorio incrementa, notando que en la segunda conexión las oscilaciones disminuyen de manera importante; sin embargo, siguen existiendo ya que la velocidad en esta conexión no representa aún ni el 10% de la velocidad nominal de la máquina de inducción.

Esta sección no presenta más simulaciones de este modo de operación donde se transfiere potencia en ambas conexiones, debido a que las simulaciones no han podido representar de manera adecuada las mediciones experimentales. Cabe mencionar que la tendencia de las potencias y de la máquina en general son similares, mas no así las magnitudes de las diversas mediciones de potencia; de esta forma se asume que se requiere una optimización de los parámetros de la máquina, a manera que se ajuste a todos los modos de operación o incluso determinar otra corrección de los parámetros para asemejar el comportamiento que en esta prueba se obtiene. Además se debe considerar que aproximar estos parámetros para obtener valores lo bastante próximos a los reales es un estudio bastante profundo, debido a las no linealidades que presenta la máquina bajo estudio; una de ellas, como se ha mencionado con anterioridad y tal vez la más importante, es el hecho de que el sistema rotatorio no se desempeña bien a bajas velocidades operando como canal *VFT*.

3.7 CARACTERÍSTICAS PRINCIPALES DE LA MÁQUINA DE INDUCCIÓN OPERANDO COMO *VFT*

El *VFT* es un modo de operación de la máquina de inducción que tiene algunas particularidades. Algunas de las características principales de la máquina en este modo de operación son:

- **Operación de la máquina a bajas velocidades.** Se ha observado que las conexiones asíncronas realizadas a través de *VFT* se encuentran en un alcance

de ± 3 RPM, con una diferencia de las frecuencias de los sistemas de 0.1 Hz, siendo una máquina de cuatro polos [Marken et al., 2008].

- **Baja capacidad de auto enfriamiento.** Debido a que la máquina opera a bajas velocidades, e incluso en condiciones de paro, cuenta con una capacidad muy baja de auto enfriamiento, por lo que la máquina en este modo de operación requiere enfriamiento forzado [Marken et al., 2008].
- **Bajo índice de mantenimiento.** Comparado con las tecnologías *HVDC*, la máquina de inducción tiene ligeramente un índice de mantenimiento más bajo. Un bajo índice de mantenimiento gracias a las bajas pérdidas rotacionales se refleja en bajo costo del mismo [Marken et al., 2008].
- **Contribución armónica despreciable.** En comparación con las alternativas de tecnología basada en electrónica de potencia para conexiones asíncronas de las que se puede controlar el flujo de potencia, el *VFT* produce armónicos despreciables [Merkhof et al., 2006].
- **Poco espacio de instalación.** Las subestaciones de *VFT* en comparación con las de *HVDC* requieren de una cantidad significativamente menor de espacio; en general una subestación de *HVDC* requiere de dos a tres veces más área para su instalación [Merkhof et al., 2006].
- **Conexión síncrona y asíncrona.** El *VFT* permite realizar ambas conexiones y controlar el flujo de potencia presentando diversas ventajas sobre los dispositivos actuales que se emplean en ambas conexiones [Merkhof et al., 2006].
- **Aislamiento de sistemas.** El *VFT* puede realizar una conexión a través de acoplamiento magnético entre dos sistemas de potencia, aislando de esta forma ambos sistemas y evitando interacciones no deseadas con otros dispositivos de la red. Además, no necesariamente debe existir transferencia de potencia en la conexión, una ventaja más sobre las conexiones *HVDC* que requieren un límite mínimo de transferencia de potencia [Chen and Zhou, 2005].

CAPÍTULO 4:

ESPECIFICACIONES DE DISEÑO DEL SISTEMA DE CONTROL Y MEDICIÓN DEL TRANSFORMADOR DE FRECUENCIA VARIABLE

4.1 INTRODUCCIÓN

Un canal *VFT*, como se ha mencionado anteriormente, interconecta dos nodos que pueden ser del mismo sistema, o de sistemas distintos desde el punto de vista de sincronismo. Debido a esto, se deben monitorear al menos las variables de tensión, corriente, frecuencia y flujo de potencia en el estator y rotor del *VFT*, así como las variables de tensión y corriente en el campo y la armadura de la máquina de CD y la velocidad del sistema rotatorio en general.

El monitoreo de sistemas en general es de suma importancia ya que cada vez más procesos se automatizan y se requiere cada vez menos de intervención humana. La facilidad con la que el software y la electrónica avanzan, permite que se desarrollen cada día sistemas de monitoreo más confiables y con mejores interfaces, capaces de presentar una gran cantidad de datos de manera simple para el usuario [Kezunovic et al., 1996, Villegas, 2015].

El control de alguna acción no se puede efectuar sin la recolección previa de datos; para poder tener el dominio de un sistema, se debe conocer primero cómo se comporta. Por esta razón toda la parte de adquisición de señales en hardware y software es muy importante para el desarrollo del canal *VFT*, y por supuesto para su control de potencia activa, que también requiere de hardware y software en su implementación.

4.1.1 Estructura general del transformador de frecuencia variable

En la Fig.4.1 se muestra la estructura general del canal *VFT* de laboratorio; se ubican sensores para medir las diecisiete variables del sistema rotatorio, entre las que se encuentran tensiones y corrientes por fase del estator y rotor de la máquina de inducción, tensión y corriente de la armadura y campo de la máquina de CD y la

velocidad del rotor del sistema rotatorio. Además el canal cuenta con un sistema que permite controlar la tensión promedio en la armadura de la máquina de CD para poder ajustar θ_{rs} .

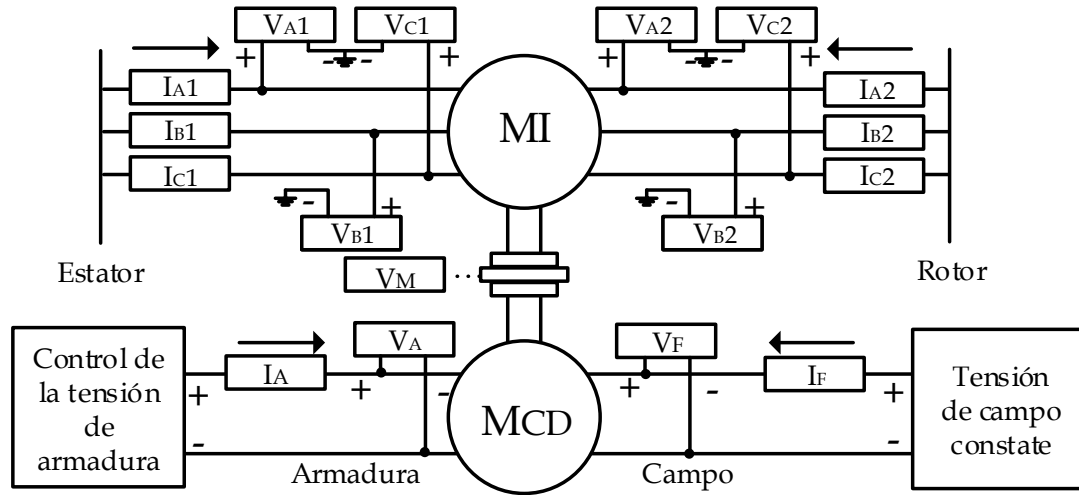


Fig.4.1 Diagrama a bloques del canal de VFT de laboratorio.

El sistema cuenta con módulos con entradas y salidas analógicas y digitales que envían y reciben datos desde un FPGA (arreglo de compuertas programables o "Field Programmable Gate Array" en Inglés) y un sistema de procesamiento de datos en tiempo real, encargado de todo el manejo de datos. La Fig.4.2 muestra un diagrama a bloques de la estructura general del manejo de datos en el sistema.

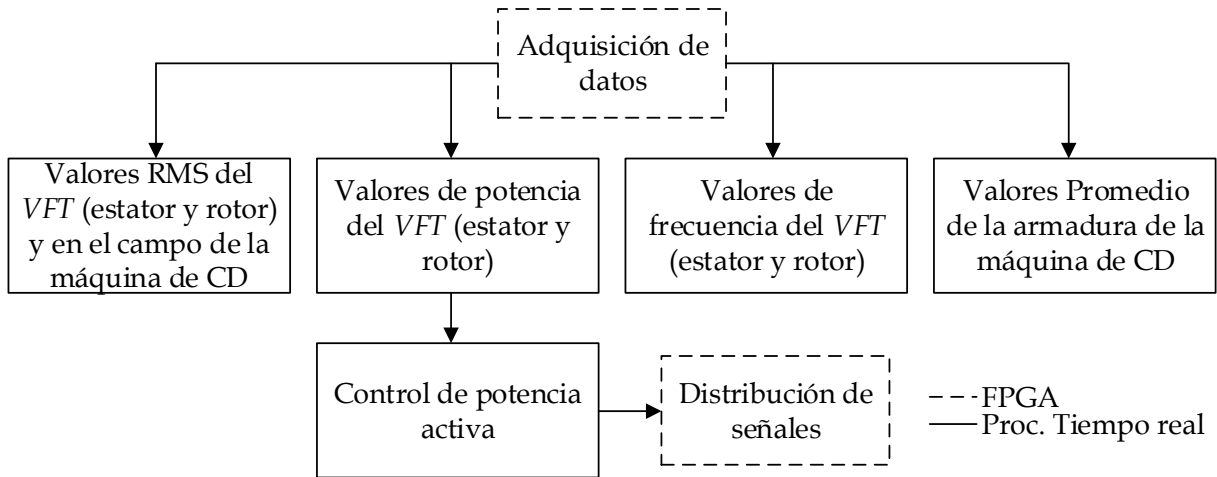


Fig.4.2 Diagrama de bloques del manejo de datos del sistema.

4.2 HARDWARE DEL SISTEMA

El hardware del sistema está compuesto a grandes rasgos por dos bloques: la etapa de adquisición de señales, encargada de la medición de todas las variables del sistema, y la etapa de distribución de señales encargada del control del mismo.

4.2.1 Elementos de adquisición de señales

Las variables eléctricas del canal se miden con sensores de potencial LV 25-P y sensores de corriente LA 55-P (ilustrados en la Fig.4.3). Los sensores de tensión requieren que la corriente nominal del primario se limite a 10 mA, con un alcance de medición de 0 a ± 14 mA. La salida de estos sensores es una fuente de corriente, por lo que es necesario colocar en derivación un resistor, y la tensión en el resistor es la variable que muestrea el sistema de adquisición de datos. Sin embargo, hay que considerar que la relación de conversión en la especificación de datos es de 2500:1000. Los sensores de corriente están especificados para una corriente nominal en el primario de 50 A, con un alcance de medición de 0 hasta ± 70 A. El secundario de estos dispositivos es también una fuente de corriente, con lo que se requiere el mismo procedimiento que con los sensores de tensión; sin embargo, hay que considerar que tienen una relación de 1:1000 (una descripción más detallada se encuentra en el apéndice B).

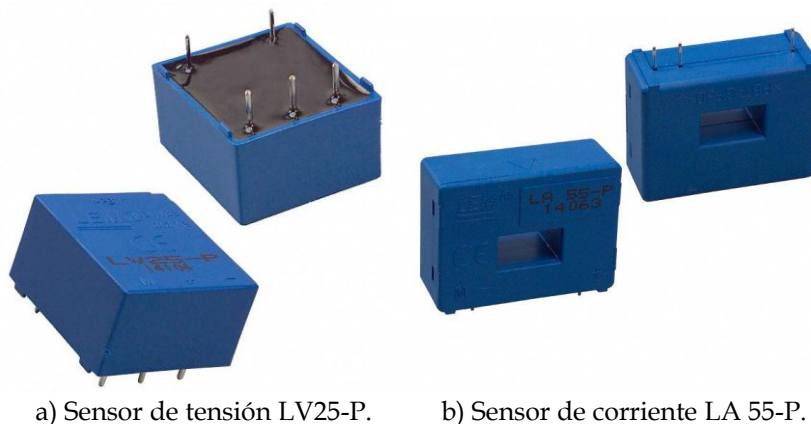


Fig.4.3 Sensores de tensión y corriente empleados en el sistema.

La variable mecánica del sistema es medida por un sensor inductivo BES 516-396-EO-PU (ilustrado en la Fig.4.4). Cuando exista una diferencia de frecuencias en el canal VFT de laboratorio, la velocidad del sistema rotatorio será distinta de cero, y la experiencia con estos dispositivos ha demostrado que la velocidad de operación es muy pequeña en sistemas asíncronos, con lo que una medición en tiempo real sería muy imprecisa; sin embargo, si esta variable se registra, se puede analizar fuera de línea y observar su comportamiento durante una prueba determinada. Además cabe mencionar que fue necesario implementar este sensor, y el tratamiento de la señal, para poder obtener la constante de inercia de la máquina en el capítulo 2. Una versión inicial del prototipo que se desarrolla en este trabajo, también fue de utilidad para medir la transferencia de potencia en las conexiones síncrona y asíncrona del sistema en el capítulo 3, debido a que no bastaba con la instrumentación disponible en el laboratorio.

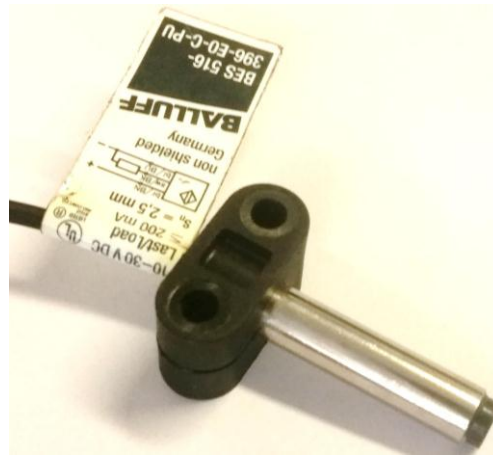


Fig.4.4 Sensor inductivo empleado en el sistema.

4.2.1.1 Tarjetas para la adquisición de señales

Considerando los valores nominales del estator de la máquina de inducción de laboratorio, se construyó una tarjeta que mide las corrientes y tensiones por fase del sistema trifásico conectado en el estator. Se realizó una configuración de los sensores como se muestra en los diagramas esquemáticos de la Fig.4.5, donde:

- R_1 es el resistor que limita la corriente del primario en los sensores de tensión, con un valor de $13 \text{ k}\Omega$.
- R_m es el resistor en derivación, con un valor de 100Ω en ambos sensores (seleccionado de los valores recomendados dentro las especificaciones).

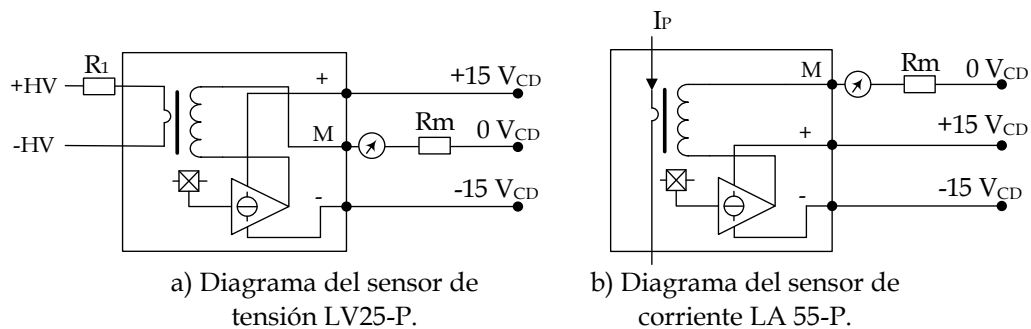


Fig.4.5 Diagramas de los sensores de tensión y corriente.

Finalmente se construyó la placa de adquisición de señales del sistema trifásico conectado en el estator con el diseño que se muestra en la Fig.4.6. Esta placa está diseñada para conectar en la parte superior las líneas A, B y C en un nodo del sistema al que se va a conectar el estator, y en la parte inferior las terminales A, B, C y neutro del estator de la máquina. Con el valor de R_1 seleccionado, la tensión nominal del primario para cada fase en la tarjeta es de 130 V , con un alcance de medición de 0 a $\pm 182 \text{ V}$; la corriente nominal en el estator de la máquina de inducción operando como motor es de 13 A y la corriente nominal de los sensores de corriente es de 50 A . Con la finalidad de reducir el alcance de los sensores y obtener una mejor medición del

fenómeno, se divide el alcance en cuatro pasando simplemente el mismo cable donde se mide la corriente cuatro veces a través del sensor, para que de esta forma la corriente nominal en esta configuración sea de 12.5 A, con un alcance de 0 hasta ± 17.5 A, que se considera suficiente, ya que no se pretende rebasar por ningún motivo este valor de corriente, debido al diseño de la máquina y la baja capacidad de auto enfriamiento al operar la máquina como VFT.

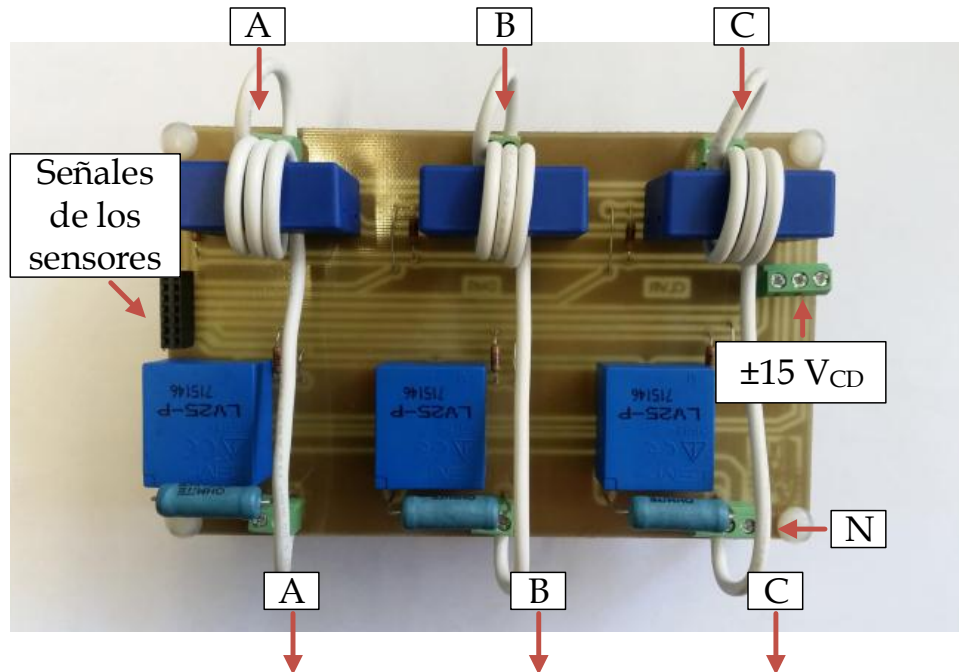


Fig.4.6 Tarjeta de medición de corriente y tensión por fase de un sistema trifásico.

Este mismo diseño se empleó para adquirir las tensiones y corrientes del rotor, aunque la relación de transformación de esta máquina es de 2.21:1 [García, 2016], sin embargo, se tiene contemplado en un futuro muy cercano emplear un transformador con la relación inversa, para que de esta forma el canal del VFT quede con una relación de transformación 1:1, al igual que los VFT convencionales. Cabe mencionar que dicho transformador no se emplea en este trabajo porque incrementaría la reactancia del canal y con ello la potencia reactiva que consume, y no se cuenta aún con un control de la misma.

En cuanto a las variables eléctricas de la máquina de CD, se diseñó una placa muy similar a las anteriores; sin embargo, se consideraron alcances distintos para los sensores de tensión de la armadura y el campo. Se considera que es suficiente con limitar el alcance de la armadura a la mitad del configurado con anterioridad (65 V), mientras que el alcance del campo es duplicado (260 V). Esta consideración se hizo en base a que se cuenta con resistores de precisión de 13 k Ω que en paralelo dividen el alcance a la mitad y en serie lo duplican. Además, otra consideración y quizá la más importante, es que para interconectar dos sistemas asíncronos de frecuencias nominales distintas, es necesario igualar las frecuencias en ambos lados del

interruptor de sincronización, lo que se logra a través del primo motor. Considerando que 65 V son suficientes si esta conexión se requiere efectuar, ya que la conexión de esta máquina es de excitación separada, la tensión del campo se mantiene constante y aunque la tensión nominal del campo es de 220 V_{CD} la fuente de laboratorio encargada de alimentarlo proporciona 230 V_{CD} con lo que se considera adecuado el alcance seleccionado empleando el material disponible.

En la Fig.4.7 se muestra la tarjeta de medición de la máquina de CD; se logra apreciar que tiene una construcción similar a las tarjetas de la máquina de inducción, donde las terminales positivas de las respectivas fuentes de alimentación de la armadura y campo se encuentran en la parte superior y su salida hacia la máquina se encuentran en la parte inferior, en la que también se coloca el negativo de cada fuente.

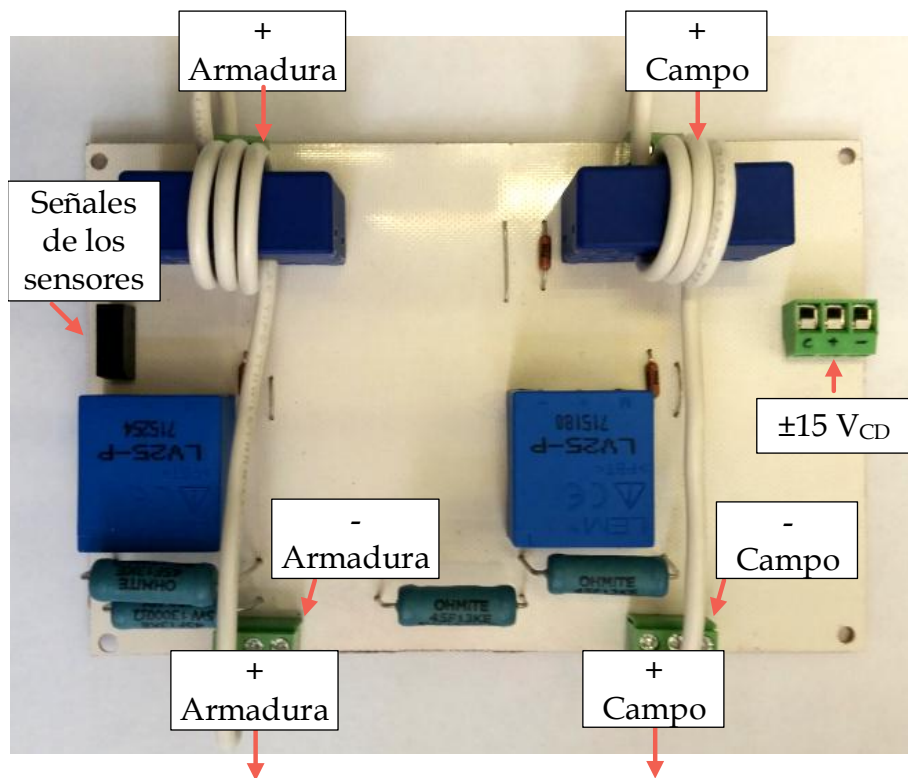


Fig.4.7 Tarjeta de medición de las variables eléctricas de la máquina de CD.

Las tarjetas de medición de todas las variables eléctricas se alimentan con ± 15 V_{CD} y para poder comunicarlas con los módulos de adquisición se requiere una tarjeta de interconexión. Se diseñó una tarjeta que interconecta las variables eléctricas de la máquina de inducción y la variable mecánica del rotor con uno de los módulos de adquisición empleados. En la Fig.4.8 se muestra la tarjeta de interconexión construida, en la que además se aprovechó el espacio colocando una entrada de alimentación de ± 15 V_{CD} y tres salidas que distribuyen la alimentación a las tres tarjetas de medición, un divisor de tensión con resistores que reduce a 12 V_{CD} para alimentar al sensor inductivo y un diodo LED que indica el estado del buffer de datos.

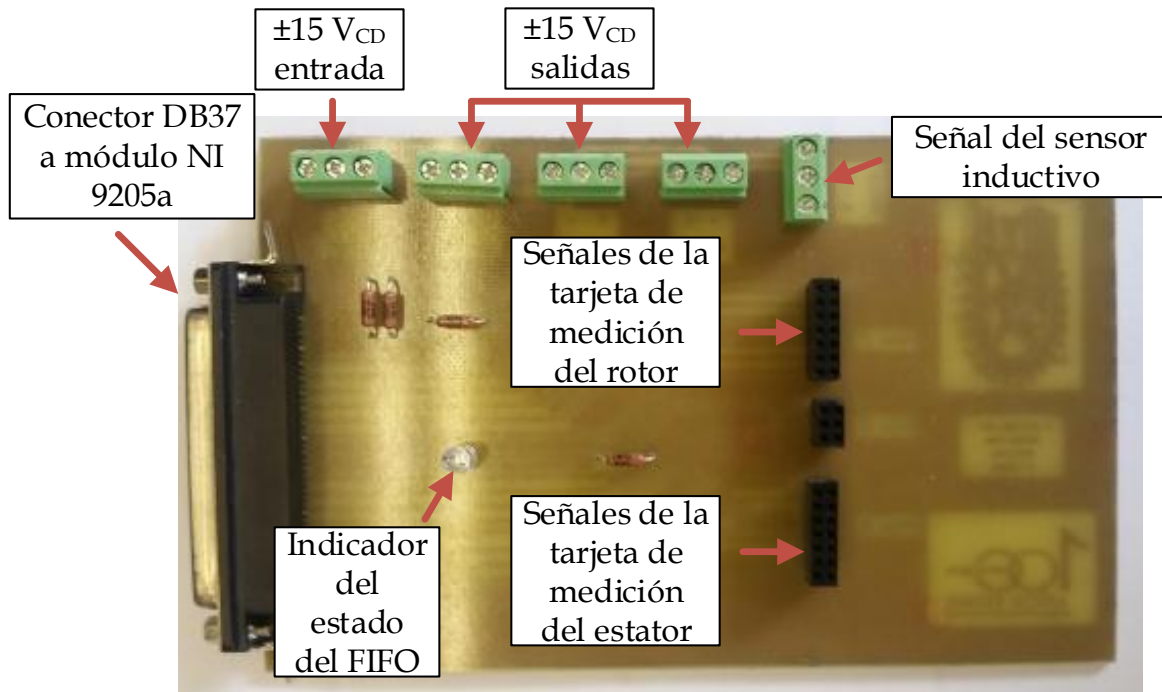


Fig.4.8 Tarjeta de interconexión entre las tarjetas de medición de la máquina de inducción y el módulo de adquisición.

Se construye una segunda tarjeta de interconexión dedicada a las variables medidas y controladas de la máquina de CD, en la Fig.4.9 se muestra la tarjeta de interconexión entre los módulos de adquisición y control con la tarjeta de medición y la etapa de potencia de la máquina, ubicando del lado izquierdo la conexión de la adquisición y en el derecho las salidas de control.

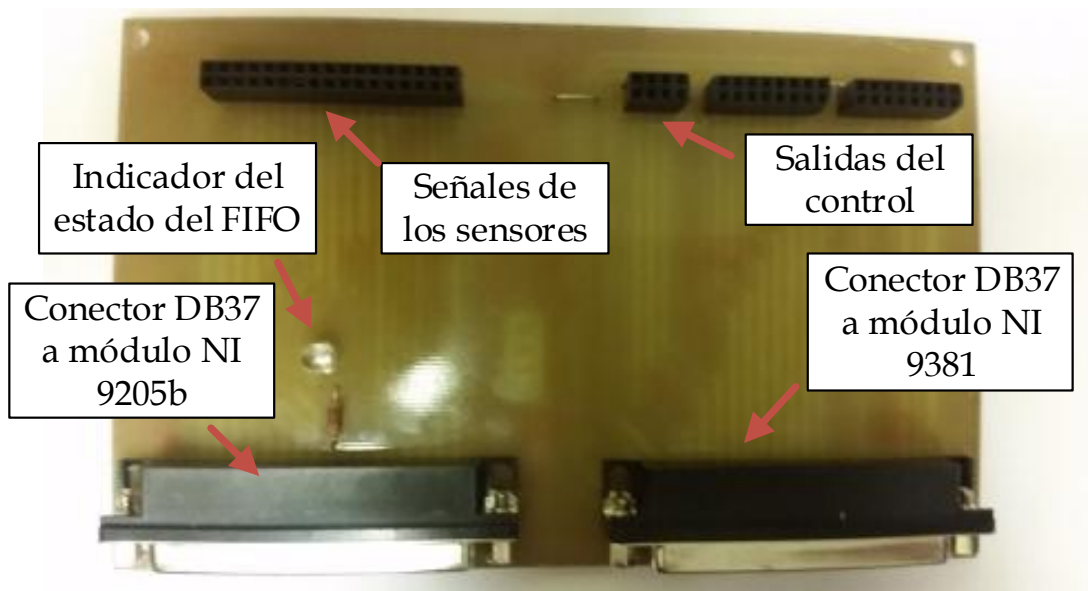


Fig.4.9 Tarjeta de interconexión entre la tarjeta de medición y la etapa de potencia de la máquina de CD.

4.2.2 Etapa de potencia de la máquina de CD

Se requiere que la máquina de CD aplique un par mecánico en el eje de la máquina de inducción, para que el flujo de potencia entre ambos sistemas ocurra. El control de la dirección y magnitud del par de la máquina se realiza a través del FPGA; sin embargo, las señales de control que proporciona son señales digitales que requieren de una adecuación para poder activar la máquina de CD.

La etapa de potencia propuesta en este trabajo se encarga de adecuar las señales de control del FPGA a señales con la suficiente magnitud para efectuar la transmisión de potencia. Se construye un puente H que en las ramas superiores cuenta con contactores mecánicos y en la parte inferior con mosfet que permitirán conmutar la tensión de alimentación a altas velocidades. La Fig.4.10 muestra el diagrama esquemático de la etapa de potencia, mientras que la Fig.4.11 muestra el prototipo real de la etapa de potencia. Una breve descripción de los elementos que conforman la etapa de potencia se muestra a continuación:

Optoacoplador. Este elemento permite realizar una conexión óptica entre el sistema de control y el de potencia. El HP2531 recibe las señales de control (señales de baja potencia) de la parte inferior del puente H, las cuales alimentan unos diodos emisores que requieren que la corriente que pasa a través de ellos se limite a 10 mA, según sus especificaciones. De esta forma, cuando los diodos emiten luz, la parte receptora del optoacoplador funciona como un interruptor. Este dispositivo fue seleccionado debido a su buena respuesta a altas conmutaciones ya que la frecuencia del PWM se programa a 1 kHz.

Módulo de relevadores. Este módulo cuenta con dos relevadores, cada uno de ellos con un contacto normalmente abierto y uno normalmente cerrado. El contacto normalmente abierto de cada uno de los relevadores funge como la parte superior del puente H. Internamente este módulo cuenta con dos optoacopladores que energizan las bobinas del relevador para realizar la acción mecánica de los contactos.

Inversor. Este dispositivo tiene la única función de invertir las señales de control debido a que el optoacoplador seleccionado es inversor también, lo que facilita el uso de las señales. Además, cuando los pines del módulo encargado del control se encuentren en su valor por defecto (cero lógico), se evita que se activen las cuatro ramas del puente H al mismo tiempo.

Mosfet. Este dispositivo es un transistor de potencia activado por tensión; es activado por la parte receptora del optoacoplador con 10 V_{CD} entre Gate y Source. La selección de este dispositivo se debe a consideraciones de operación, como la corriente máxima que circula a través de él, la velocidad de conmutación y el fácil control sobre su activación y desactivación.

Diodos de acción ultra rápida. Estos diodos se emplean con la finalidad de evitar regresos de corriente no deseados que podrían dañar algún elemento de la etapa de potencia.

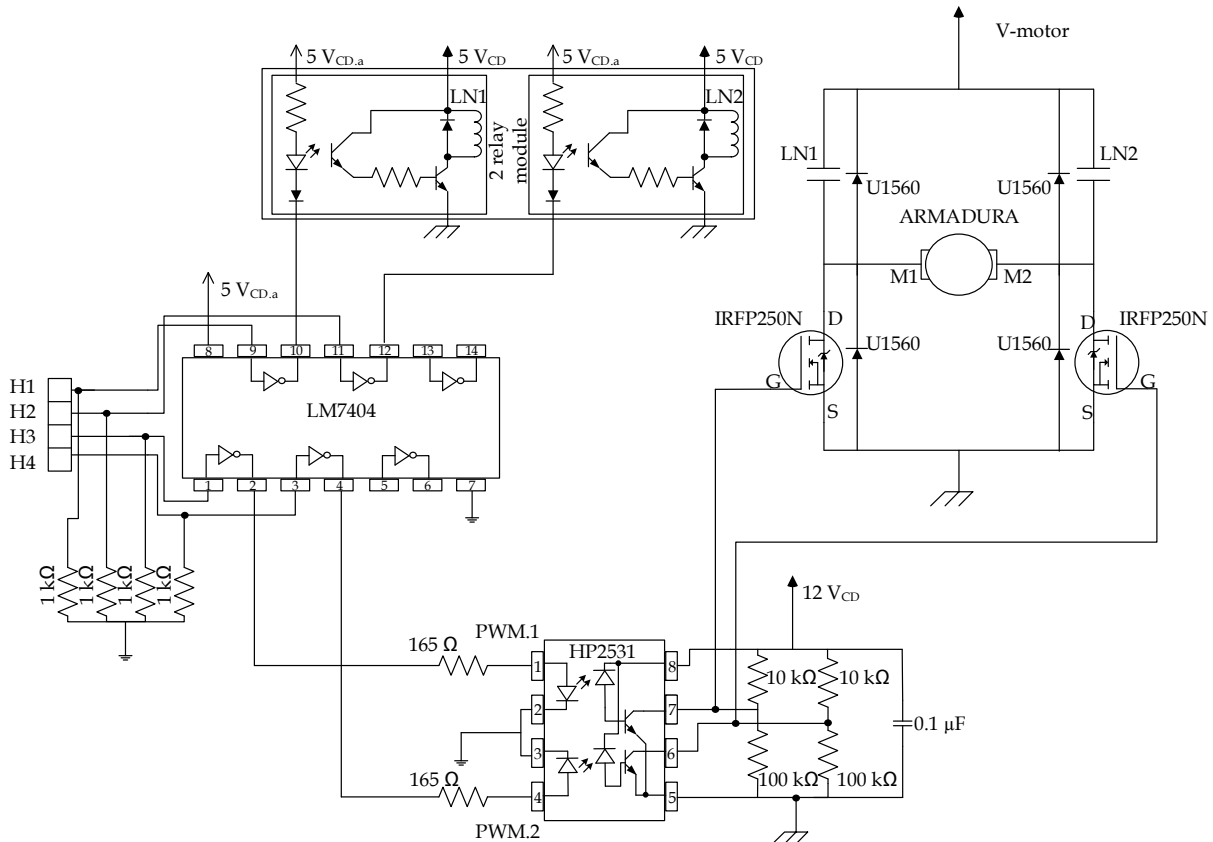


Fig.4.10 Diagrama esquemático de la etapa de potencia de la máquina de CD.

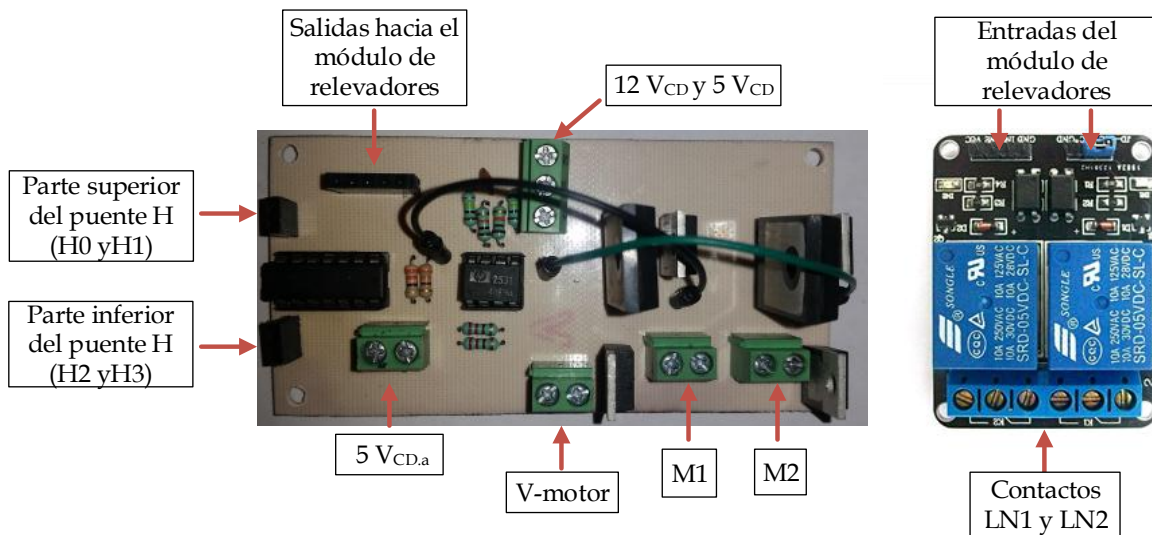


Fig.4.11 Etapa de potencia de la máquina de CD.

4.2.3 FPGA y módulos de adquisición y distribución de señales

El sistema de adquisición de datos y control que se desarrolla para el canal VFT en este trabajo, está encabezado por un chasis cRIO-9074 (*“CompactRIO”* en inglés) ilustrado en la Fig.4.12, que combina un FPGA y un procesador en tiempo real en el mismo chasis. Este dispositivo, comúnmente empleado en el monitoreo y control de máquinas, tiene como características principales un procesador industrial de 400 MHz y un FPGA de dos millones de compuertas; además el chasis cuenta con ocho ranuras para diversos módulos de la serie C de National Instruments [NI, 2014, Villegas, 2015].



Fig.4.12 Chasis cRIO-9074.

En el desarrollo de este trabajo se emplean dos módulos NI 9205 (ilustrado en la Fig.4.13a) y un módulo NI 9381 (ilustrado en la Fig.4.13b). Los módulos NI 9205 cuentan con 32 entradas analógicas si se configura en conexión de una sola terminal, o 16 si se configura en conexión diferencial; una salida digital, una resolución de 16 bits con una velocidad máxima de muestreo de 250 kS/s y cada canal cuenta con la capacidad de configurar su alcance a ± 200 mV, ± 1 V, ± 5 V y ± 10 V [NI, 2008]. En el sistema desarrollado en este trabajo, denominaremos a un módulo NI 9205a y será el encargado de adquirir las 12 señales eléctricas de la máquina de inducción y la señal mecánica del rotor, y al segundo módulo NI 9205b, que se encargará de medir las variables eléctricas de la máquina de CD. Estos módulos se configuran en conexión diferencial con un alcance de ± 5 V en los canales de tensión y ± 10 V en los canales de corriente. Considerando la relación de conversión de los sensores y el valor de R_m la tensión en el resistor en derivación, en el caso de los sensores de tensión es de 2.5 V nominal y considerando el alcance de medición de 0 hasta ± 3.5 V y para el caso de los sensores de corriente se tiene 5 V nominales y considerando el alcance de 0 hasta ± 7 V. En cuanto a la salida digital de cada módulo, ésta se emplea para indicar el estado del buffer.

El módulo NI 9381 está compuesto por 8 entradas analógicas, 8 salidas analógicas y 4 pines digitales configurables como salida o entrada. La resolución de los convertidores DAC (convertidor digital analógico o *“Digital to Analog Converter”* en inglés) y ADC (convertidor analógico digital o *“Analog to Digital Converter”* en inglés) es de 12 bits, con una frecuencia de muestreo máxima de 20kS/s y una frecuencia máxima de conmutación en las salidas digitales de 1 MHz. Este módulo es el

encargado de distribuir las señales de control hacia la etapa de potencia (H1, H2, H3 y H4) para poder activar el puente H y conmutarlo, empleando solamente las 4 terminales digitales como salidas [NI, 2012].

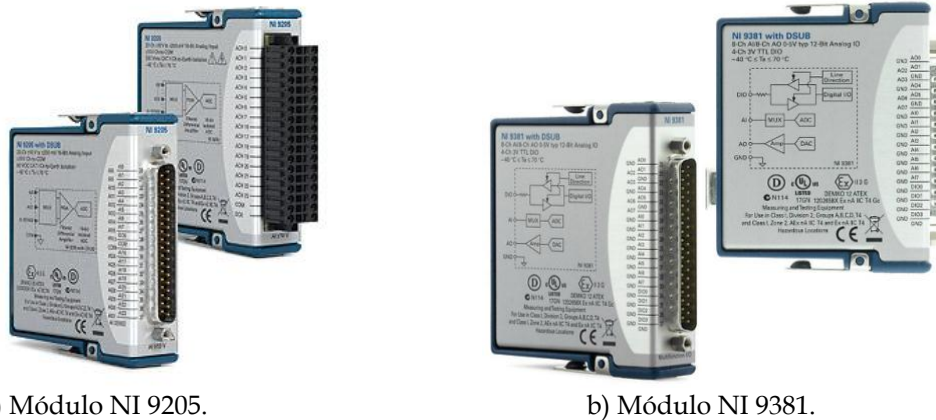


Fig.4.13 Módulos de adquisición y distribución de señales de la serie C de National Instruments.

4.3 SOFTWARE DEL SISTEMA

El sistema CompactRIO (cRIO) cuenta con tres elementos principales: un arreglo de compuertas programables en campo (FPGA), un procesador que ejecuta un sistema operativo en tiempo real (RTOS, por sus siglas en inglés “*Real Time Operating System*”) y módulos para la adquisición o distribución de señales [Villegas, 2015].

Es necesario programar en primera estancia el FPGA para que adquiera las señales de medición y distribuya las señales de control, desde y hacia los módulos conectados, y programar de manera secundaria en el RTOS todo el manejo de datos que adquiere y envía al FPGA mediante el bus PCI; la conexión del sistema cRIO con la computadora es simplemente empleada para la visualización de los datos y se efectúa vía Ethernet.

4.3.1 Programación del FPGA

El FPGA tiene la capacidad de realizar acciones en paralelo. Gracias a esta cualidad, se efectúan tres acciones: la adquisición de las muestras digitales desde el convertidor analógico digital de los módulos NI 9205a y NI 9205b, el control del puente H con modulación de ancho de pulso (PWM, por sus siglas en inglés “*Pulse Width Modulation*”) programado con las salidas digitales del módulo NI 9381, y el encendido de tres LEDs indicadores del estado del buffer de los cuales se encuentran dos en las tarjetas de medición y uno en el chasis cRIO-9074.

4.3.1.1 Adquisición de datos

Las muestras adquiridas por el FPGA son concatenadas en un arreglo con datos de precisión sencilla, que posteriormente se emplazan en un buffer de acceso directo a memoria (DMA, por sus siglas en inglés “*Direct Memory Access*”). En el momento en el que el buffer cuenta con los datos solicitados, envía una interrupción al RTOS para

que lea y elimine los datos de éste, y enseguida el RTOS se encarga del procesamiento de estos datos. La sincronización entre ambos además evita la pérdida de datos o el desborde de memoria [Villegas, 2015].

El buffer DMA denominado FIFO (por su acrónimo en inglés “*First In, First Out*”), se configura con un determinado número de elementos que para esta aplicación en particular es de 8191, y el monitoreo de su estado es una variable que se considera para detener posteriormente la ejecución de la aplicación en el RTOS en caso de que se llene. En general el algoritmo que se emplea para este proceso de adquirir las muestras de las tarjetas de medición y monitorear el estado del FIFO se ilustra en la Fig.4.14.

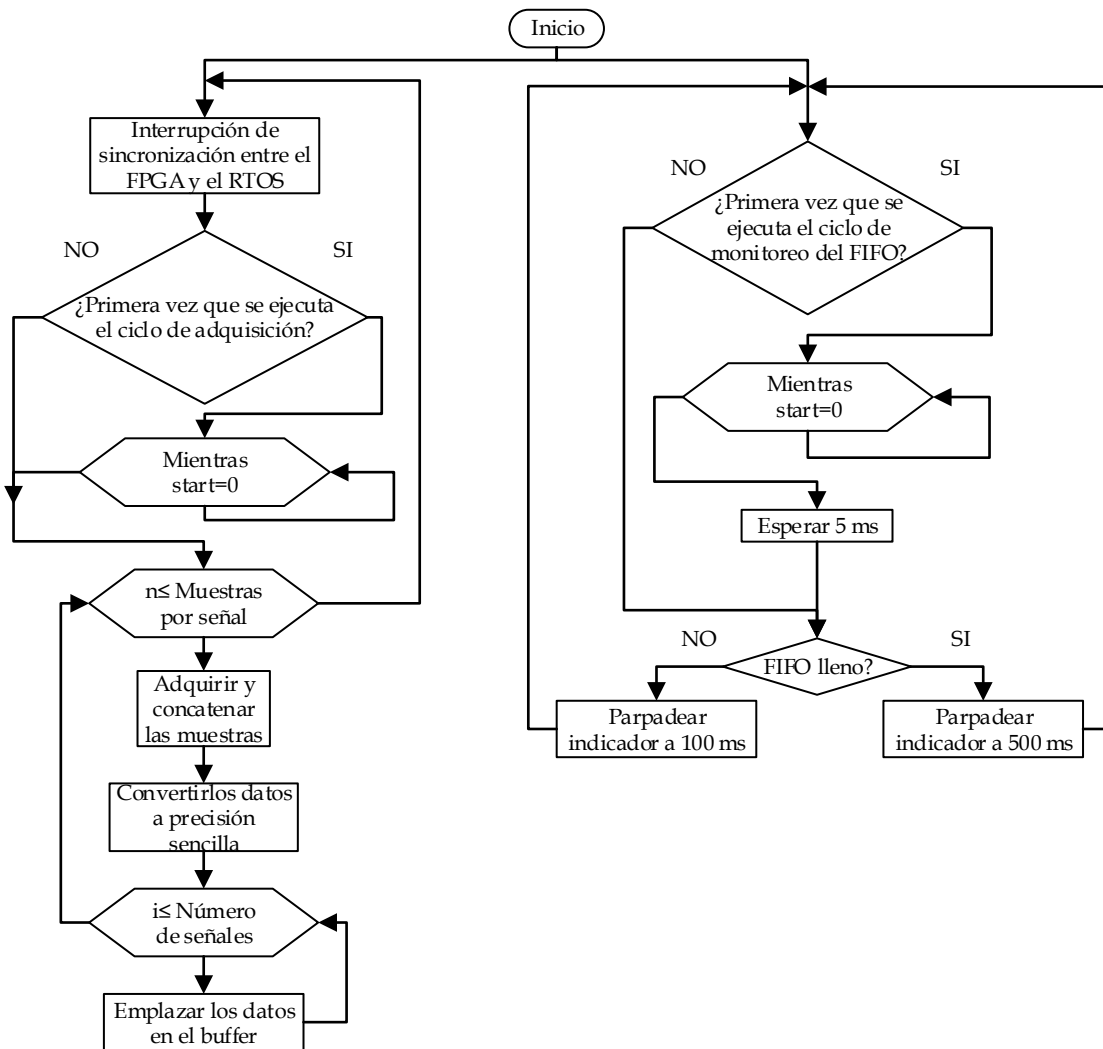


Fig.4.14 Diagrama de flujo de los ciclos de adquisición y monitoreo del FIFO.

El desarrollo de toda la programación tanto en el FPGA como en el RTOS se efectúa en el entorno de *LabVIEW*® (una breve descripción de este entorno se encuentra en el

apéndice A), donde la codificación del algoritmo se realiza a través de diagramas de bloques, tal y como se muestra en las Figs.4.15 y 4.16, donde se ilustran los ciclos de adquisición y monitoreo del buffer, respectivamente.

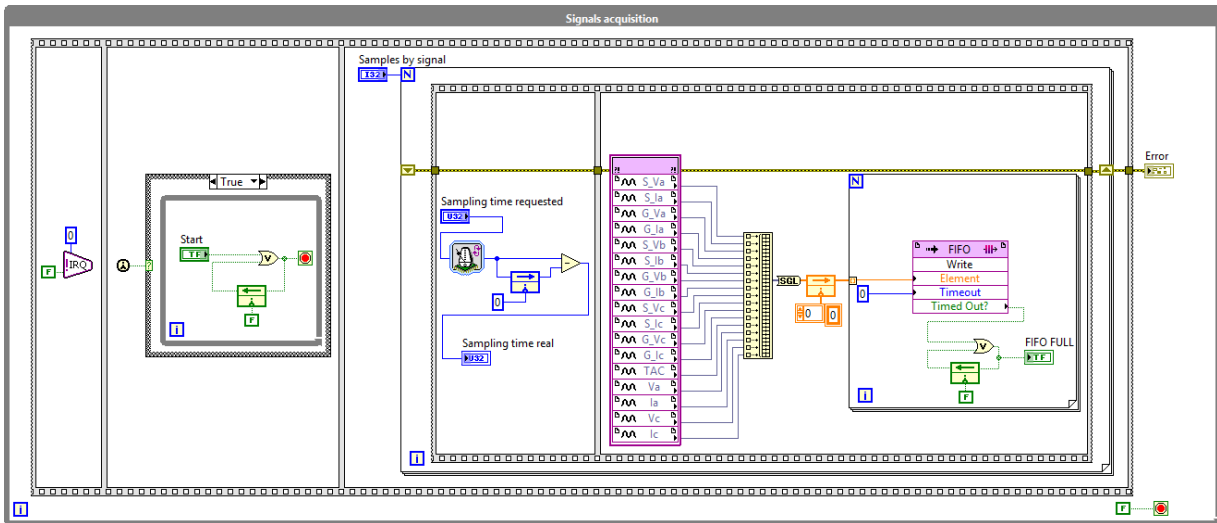


Fig.4.15 Diagrama de bloques en LabVIEW® del ciclo de adquisición.

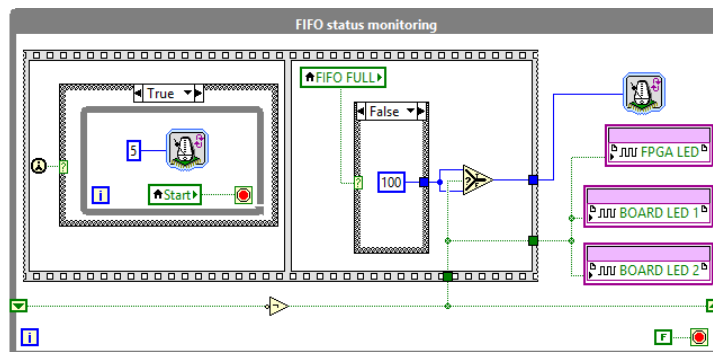


Fig.4.16 Diagrama de bloques en LabVIEW® del ciclo de monitoreo del FIFO.

Una variable que se consideró importante medir es el tiempo de muestreo real, el cual se obtiene de la diferencia en ticks que hay entre ciclos. Un tick del sistema cRIO-9074 es equivalente a 25 ns [Villegas, 2015]; de esta forma se puede conocer en tiempo el valor real entre muestras. Cabe mencionar que en el desarrollo de este programa se consideró la posibilidad de tener control sobre este tiempo, y esto se logra con un reloj que ejecuta el ciclo de adquisición (la recolección de una muestra de cada una de las 17 señales) en el tiempo que el usuario determine, siempre y cuando el ciclo no se desee ejecutar a una velocidad superior a la permitida por el sistema cRIO.

4.3.1.2 Salidas del control

En el FPGA, además de la adquisición, se programan las salidas de control que se van a emplear en el puente H (etapa de potencia). Se nombran las 4 salidas digitales del módulo NI 9381 como H0, H1, H2 y H3. Las terminales H0 y H1 son las señales de

control para la parte superior del puente H y las terminales H2 y H3 la parte inferior; estas últimas deben conmutar a una frecuencia alta. La frecuencia preestablecida es obtenida desde el RTOS y tiene un alcance máximo de 1 MHz (límite indicado en las especificaciones del módulo). En la Fig.4.17 se muestra el diagrama de flujo del algoritmo que genera las salidas de control, mientras que en la Fig.4.18 se muestra el diagrama de bloques implementado en *LabVIEW*®.

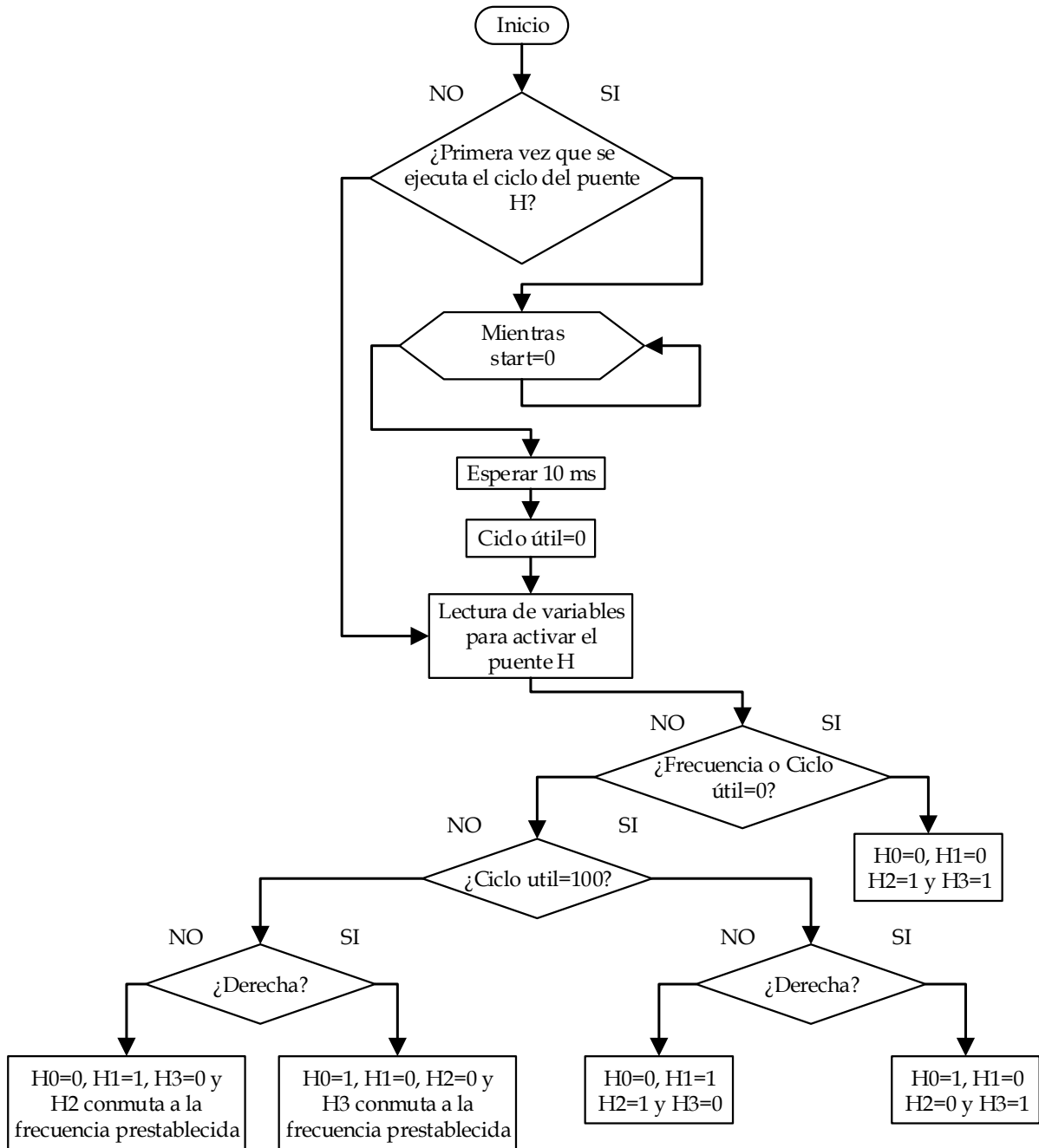


Fig.4.17 Diagrama de flujo del ciclo que genera las salidas de control.

Este ciclo requiere de 5 variables que recibe desde el RTOS: el sentido en que el puente H actúa, si el ciclo útil es del 100% (en cuyo caso no conmutará la parte inferior del puente, y solo mantendrá activo un elemento dependiendo del sentido), si la frecuencia o el ciclo útil tienen valor de cero (donde solo activará ambos elementos de la parte inferior del puente, dejando inactiva la parte superior) y los tiempos en que la señal se mantiene en alto y bajo para generar el PWM a frecuencia y ciclo útil establecidos desde la aplicación desarrollada en el RTOS.

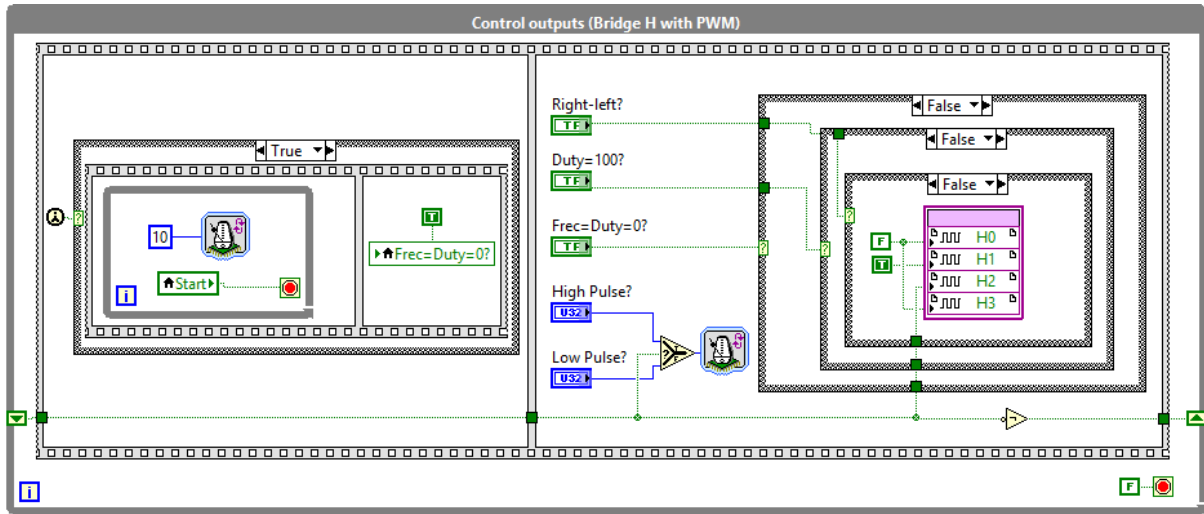


Fig.4.18 Diagrama de bloques en LabVIEW® del ciclo de las salidas de control.

4.3.2 Programación en el RTOS

La aplicación desarrollada en el RTOS se encarga de todo el manejo de datos. En este programa se realizan los cálculos para obtener valores de tensión, corriente, potencia, frecuencia y el control de la potencia activa en el sistema VFT. Para no perder datos en la adquisición, se emplea un buffer FIFO en la aplicación del RTOS que se recomienda sea de cinco a diez veces el tamaño del FIFO en el FPGA [NI, 2014b]. El sistema cRIO-9074 cuenta con un procesador en tiempo real que permite realizar procesamiento con variables de punto flotante, ejecutar tareas de manera determinística y aunque solo cuenta con un procesador, las tareas se pueden ejecutar de forma jerárquica con métodos que permiten ejecutar dos o más tareas mientras no se requiera utilizar el procesador [Villegas, 2015].

En este trabajo se emplea un método mediante un buffer tipo FIFO. Este buffer es distinto (es importante no confundir con el buffer mencionado con anterioridad) y tiene la particularidad de solo almacenar los datos de manera temporal entre ejecuciones de la aplicación en el RTOS. Este método tiene una arquitectura denominada productor-consumidor, debido a que se cuenta con dos ciclos, el primer ciclo encargado de la adquisición de datos y el segundo del procesamiento de los mismos [Villegas, 2015]. La Fig.4.19 muestra un diagrama a bloques de esta arquitectura.

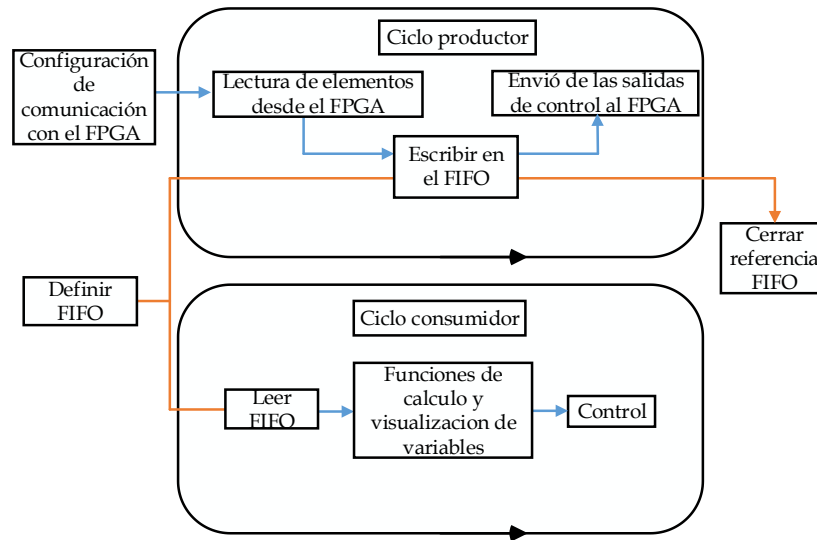


Fig.4.19 Diagrama de la arquitectura productor consumidor (adaptada de [Villegas, 2015]).

En la Fig.4.20 se ilustra el diagrama de flujo que contiene el algoritmo con el que se diseñó la aplicación en el RTOS. Nótese que la primera parte del algoritmo es la inicialización y configuración del programa desarrollado en el FPGA; después de inicializar se observa que se ejecutan dos ciclos en paralelo, que son el ciclo productor y consumidor respectivamente con la arquitectura antes mencionada.

Los elementos principales de la inicialización del programa del FPGA se muestran en la Fig.4.21, donde se aprecia a grandes rasgos que es necesario abrir referencia al FPGA, configurar el tamaño del FIFO, vaciar el mismo para evitar que se llene y enviar el tiempo de muestreo requerido y las muestras por señal. Estas configuraciones dependen del tamaño de la ventana de datos, las muestras por ciclo y el número de señales a medir. Por otro lado las muestras por ciclo dependen directamente de la cantidad de señales: al tener dos módulos para la adquisición se efectúa la recolección de muestras en forma paralela. De esta forma, y considerando que la velocidad de multiplexeo entre canales es de $8\mu s$, el tiempo de recolección de una muestra de todos los canales está dado por:

$$t_m = (\text{cantidad maxima de señales en un modulo}) * (\text{tiempo entre canales}) \quad (4.1)$$

$$t_m = (13)(8\mu s) = 104\mu s. \quad (4.2)$$

Que además es también el tiempo mínimo de muestreo. La señal de referencia en el sistema es la primera que se mide, sabiendo de antemano que esta señal es la tensión de la fase "a" del estator y su frecuencia es la del sistema nacional en todas las pruebas, es decir 60 Hz. Con esta consideración, las muestras máximas están determinadas por la ecuación (4.3). Además algo que es importante considerar en la inicialización del FPGA desde el RTOS, es el estado en que inician las salidas de control. Aunque ya se hayan inicializado desde el programa del FPGA, de esta forma

se evita que la etapa de potencia alimente de manera equivocada al motor de CD creando respuestas no deseadas o accidentes.

$$M_{\max} = \frac{\left(\frac{1}{60\text{Hz}}\right)}{104\ \mu\text{s}} = 160.256 \text{ muestras por ciclo} \quad (4.3)$$

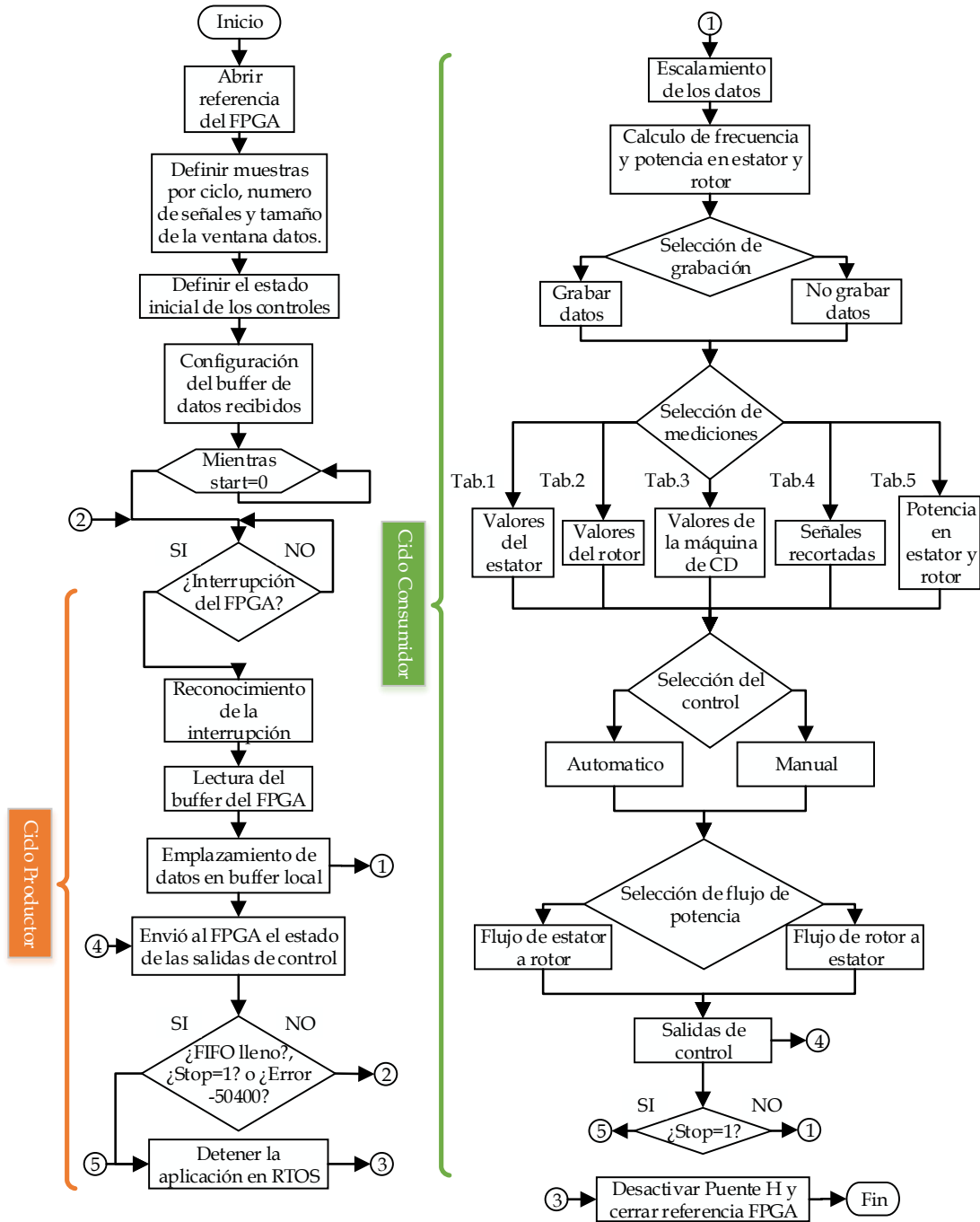


Fig.4.20 Diagrama de flujo de la aplicación en el RTOS.

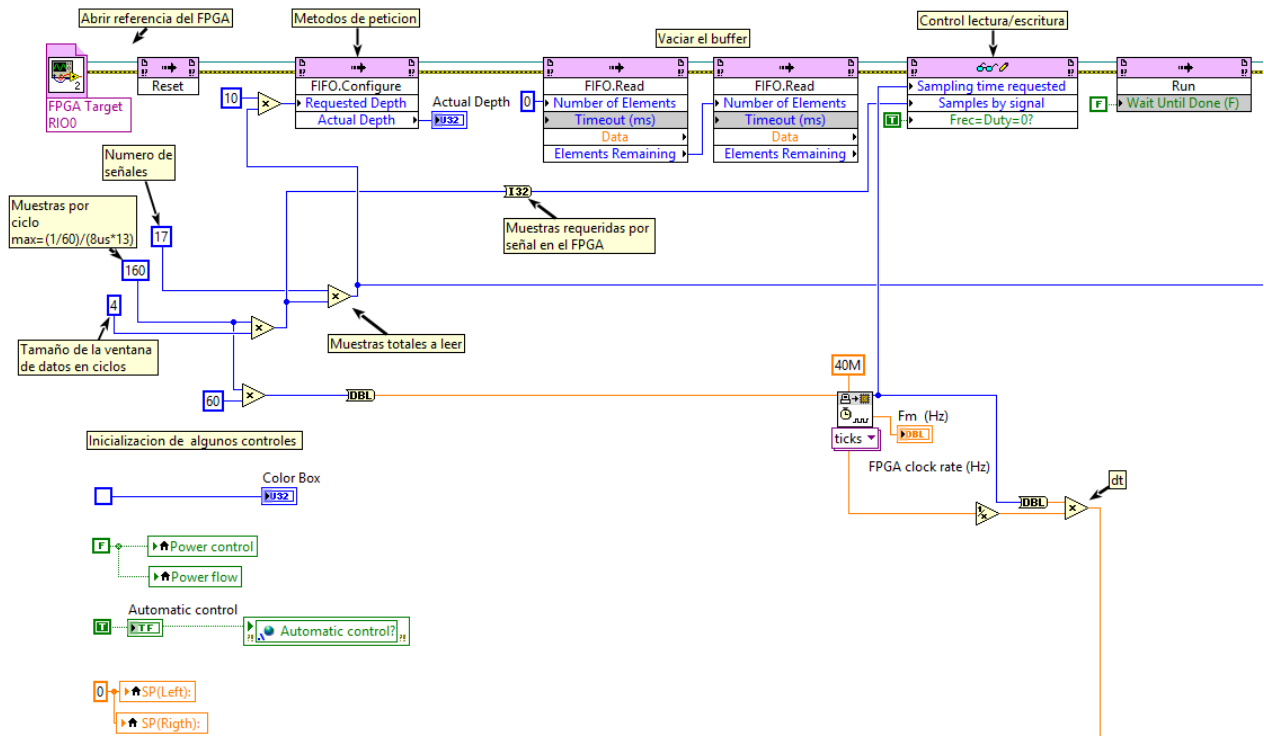


Fig.4.21 Diagrama de bloques en LabVIEW® de la inicialización del FPGA.

La etapa final del algoritmo es el cierre de la referencia al FPGA y la desactivación del puente H. En la Fig.4.22 se muestra el diagrama de bloques que efectúa estas acciones. La aplicación desarrollada en el RTOS permite seleccionar las diversas funciones que se muestran en el algoritmo, y visualizar el procesamiento de los datos, esto a través de una interfaz creada desde el panel frontal en LabVIEW® como se ilustra en la Fig.4.23.

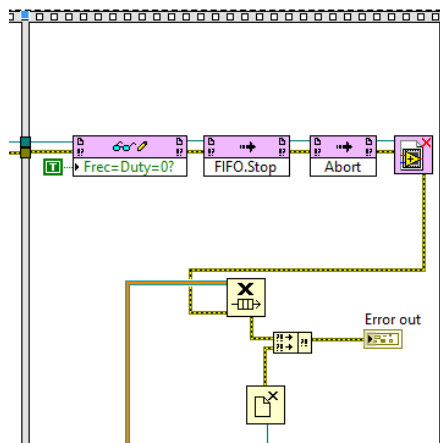


Fig.4.22 Diagrama de bloques en LabVIEW® del cierre de referencia al FPGA y desactivación del puente H.

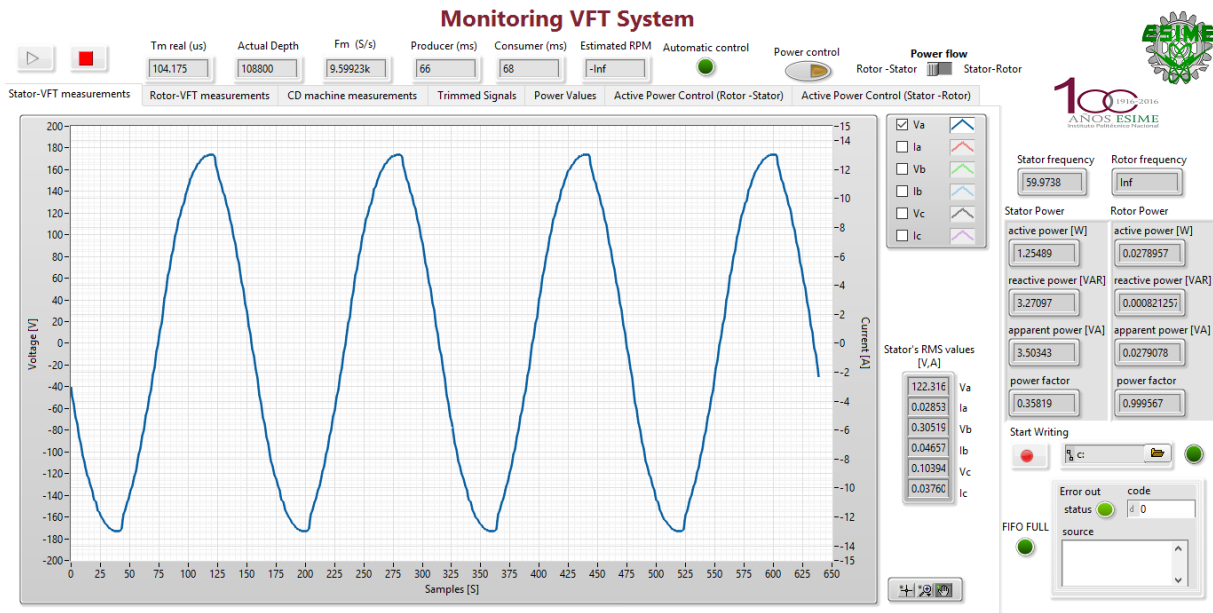


Fig.4.23 Panel frontal de la aplicación en el RTOS.

4.3.2.1 Ciclo productor

Este ciclo adquiere los datos que fueron emplazados en el buffer FIFO a través del DMA y los pone en cola en el buffer local para enviarlos al ciclo consumidor [Villegas, 2015], además, envía al FPGA los valores de las variables que controlan las salidas de la etapa de potencia y que se actualizan en el ciclo consumidor. Este ciclo puede detener la aplicación en el RTOS si el FIFO se llenó, si el “Stop Button” es presionado o si existe un código particular que indica que no se puede comunicar con el FPGA. Adicionalmente, y con fines de depuración, el tiempo en el que se ejecuta el ciclo es monitoreado. Este ciclo se muestra en la Fig.4.24.

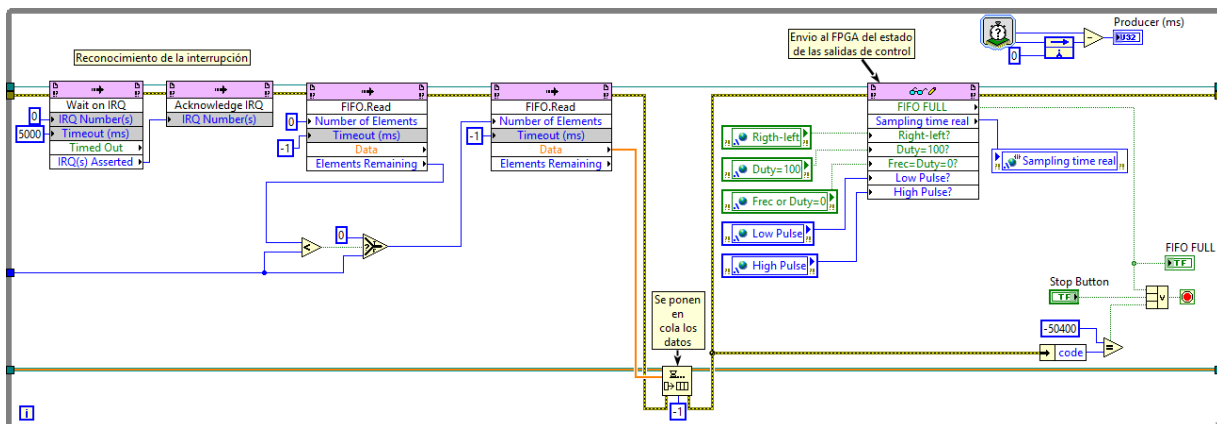


Fig.4.24 Diagrama de bloques en LabVIEW® del ciclo productor.

Una vez que la aplicación en tiempo real llega a este ciclo, el primer paso a seguir es el reconocimiento de la interrupción. Esto se efectúa con un método de petición denominado *Wait on IRQ* (por sus siglas en inglés “*Interrupt Request*”), el cual contiene el número de interrupción y el tiempo máximo de espera; posteriormente se

emplea el método *Acknowledge IRQ* que restaura al bloque anterior indicando de esta forma que la interrupción fue reconocida. Después de este proceso, se monitorean los elementos restantes del buffer y se comparan con la cantidad de muestras totales a leer; de esta manera se determina el número de elementos a leer. Si el número de elementos restantes es menor, los elementos a leer son cero, de lo contrario el número de elementos a leer es igual a la cantidad de muestras totales. Finalmente, se emplazan los datos, y enseguida una función de control de lectura y escritura adquiere el estado del FIFO y el tiempo real de muestreo, al mismo tiempo que envía el estado de las salidas de control al FPGA.

4.3.2.2 Ciclo consumidor

La inicialización del ciclo consumidor se muestra en la Fig.4.25, en la que se aprecia cómo se declara el tipo de datos que contiene el buffer local y su tamaño máximo; adicionalmente, en la parte inferior se ilustra cómo se crea el archivo para el registro de datos. En el ciclo “while” de la parte superior se obtiene el nombre del archivo con que se efectúa el registro y la condición de paro para este ciclo, la cual es el botón “Start”: al obtener la condición de paro no solo se sale de este ciclo, sino que se procede a efectuar en paralelo el ciclo productor y consumidor.

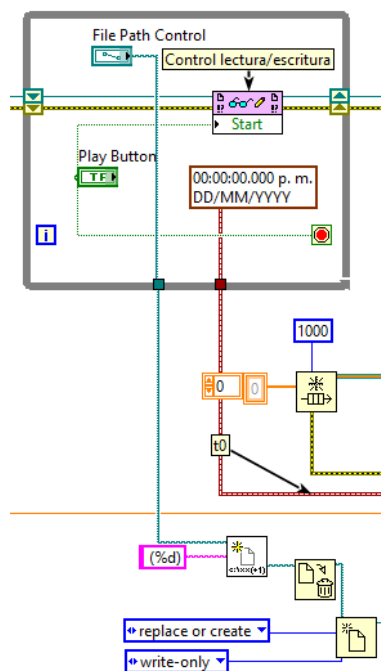


Fig.4.25 Diagrama de bloques en *LabVIEW*® de la inicialización del ciclo consumidor.

Como se ha mencionado con anterioridad, el ciclo consumidor es el encargado de los cálculos necesarios de la aplicación en el RTOS: Este ciclo se puede dividir en dos partes principales, la primer parte del ciclo se encarga de la visualización y cálculo de las mediciones (escalamiento de la señal, valores RMS, valores promedio, cálculo de frecuencia y potencia) como se muestra en la Fig.4.26.

Se adquiere un arreglo de dimensión n (número de muestras especificadas) del buffer FIFO, y este arreglo inmediatamente se escala con las funciones de calibración (estas funciones se presentan en la siguiente sección). Con el arreglo en valores reales, se procede a diezmar el arreglo para separarlo en tres arreglos: el primero tiene el conjunto de señales escaladas de las mediciones del estator, el segundo las del rotor y el tercero las de la máquina de CD y la variable mecánica del sistema rotatorio.

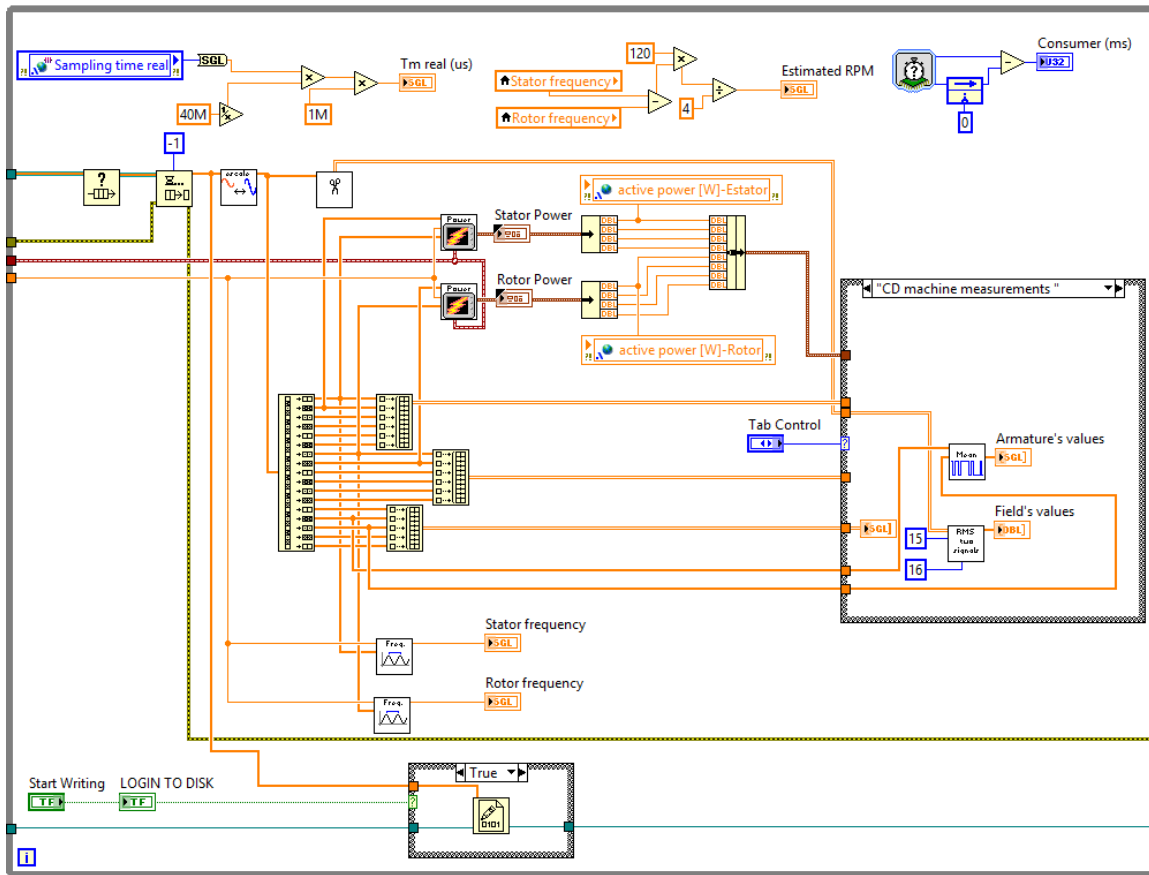


Fig.4.26 Diagrama de bloques en *LabVIEW*® de la primera parte del ciclo consumidor.

Al diezmar el arreglo principal, se obtienen siempre que se ejecuta el ciclo consumidor las señales recortadas por ciclo, la potencia (por fase) y frecuencia en el estator y rotor de la máquina de inducción; las demás funciones se seleccionan por pestañas desde el panel frontal en *LabVIEW*®, en las que se encuentran las mediciones del estator de la máquina de inducción (valores RMS de tensión y corriente por fase y visualización de las formas de onda), las de rotor (valores RMS de tensión y corriente por fase y visualización de las formas de onda), las de la máquina de CD (valores RMS de tensión y corriente en el campo y valores promedio de tensión y corriente en la armadura), visualización de las señales recortadas y visualización en el tiempo de las potencias en la máquina de inducción.

Cuatro funciones adicionales en esta primera parte del ciclo consumidor son: el cálculo del tiempo real de muestreo (convirtiéndolo de ticks a ms), el cálculo de las RPM

estimadas en función de las frecuencias de estator y rotor, el cálculo del tiempo en que se ejecuta el ciclo consumidor (con fines de depuración) y la escritura de los datos adquiridos en el archivo seleccionado en la inicialización del ciclo de ser solicitado.

La segunda parte del ciclo consumidor se concentra en el control de la potencia activa. De la primera parte se obtiene la potencia activa en una fase del estator y del rotor, las cuales se emplean como variables procesadas (PV, "Process Variable" por sus siglas en inglés) en el control, dependiendo del flujo de potencia seleccionado (Rotor-Estator o Estator-Rotor). Si el flujo de potencia se selecciona Rotor-Estator, la PV es la potencia en el rotor, de lo contrario la PV es la potencia en el estator. Además, se puede seleccionar si el control es manual (en cuyo caso se puede variar de manera manual el ciclo útil aplicado en la máquina y la dirección del flujo de potencia) o automático (control PI) y si existe o no transferencia de potencia. En la Fig.4.27 se ilustra el diagrama de bloques de la segunda parte del ciclo productor.

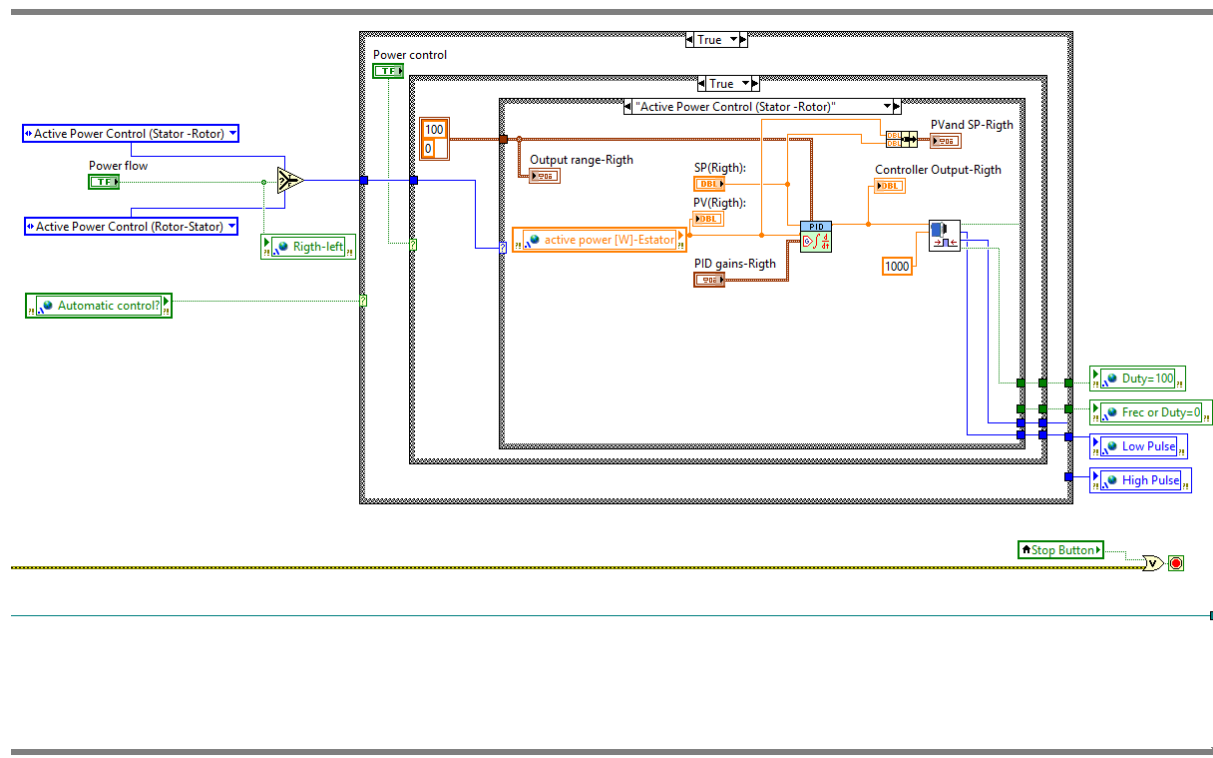


Fig.4.27 Diagrama de bloques en LabVIEW® de la segunda parte del ciclo consumidor.

La salida del bloque de control se envía directamente a la función "PWM%", la cual tiene como entrada la frecuencia de conmutación (1 kHz) y el ciclo útil a emplear (en porcentaje). Esta función internamente convierte estas dos entradas en las variables empleadas en el FPGA para el control del puente H conmutado. Finalmente, las variables que contienen el estado de las salidas de control se actualizan en el ciclo consumidor, siendo las mismas variables las que se ocupan en un método de escritura en el ciclo productor para enviar los estados al programa en el FPGA. La Fig.4.28 muestra el diagrama de bloques empleado en la función "PWM%".

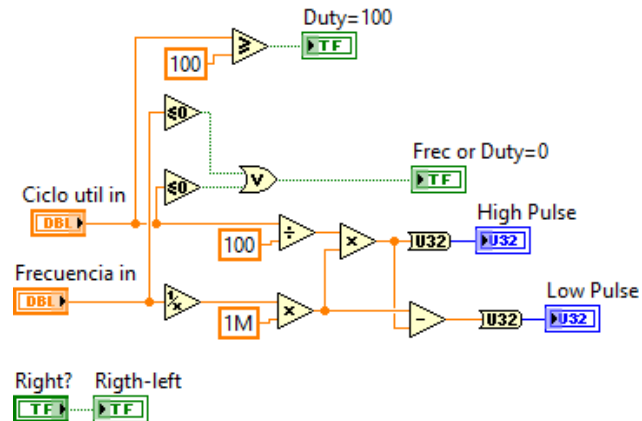


Fig.4.28 Diagrama de bloques en *LabVIEW®* de la función “PWM%”.

La elección de emplear un control PI en este trabajo de tesis se basa en la necesidad de compensar las perturbaciones como cambios de carga, y mantener la PV en la referencia deseada.

4.3.2.2.1 Función de escalamiento

Es posible obtener, con la relación de conversión de cada sensor, una medición en valores reales de tensión o corriente; sin embargo, existe un error que no se puede despreciar si esto se realiza. Debido a esto, es necesario calibrar las tarjetas de medición por alcance de cada sensor. Se cuenta con dos tipos de sensores en las tarjetas de medición: los sensores de corriente que cuentan todos con el mismo alcance, y los sensores de tensión que tienen tres alcances predefinidos (65, 130 y 260 V). Es necesario tener una fuente confiable de tensión y corriente para efectuar este ajuste, por lo que se emplea una fuente trifásica modelo ARTES 300 de la marca KoCos ilustrada en la Fig.4.29. Esta fuente permite inyectar valores de tensión y corriente controlados por el usuario desde una computadora, y de esta forma se realizan diversas inyecciones en las entradas de las tarjetas de medición de tensión y corriente y para considerar también el error que el ADC puede incluir en las mediciones. La medición de la salida se efectúa directamente con el sistema desarrollado.

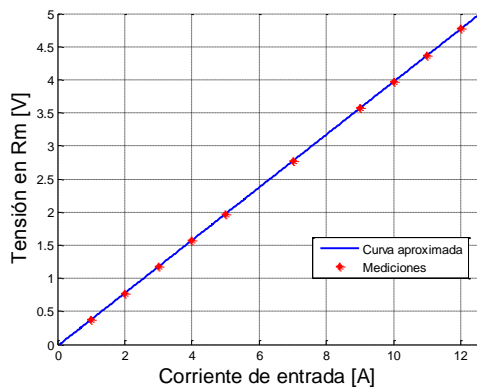
Las mediciones en cada caso de calibración se presentan en la Tabla 4.1, mientras que las Figs.4.30 y 4.31 muestran las curvas de calibración en base a los datos medidos. Nótese que la curva aproximada es de primer grado, debido al comportamiento de los sensores. Además, en casi todos los casos, se trató de cubrir el alcance completo de tensión y corriente; sin embargo, para el alcance de 260 V no es posible cubrirlo todo por las restricciones de la fuente. Tres mediciones más se agregan en esta calibración con la finalidad de mejorarla al no cubrir el alcance total.



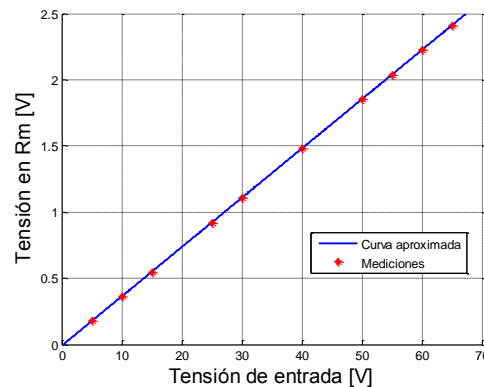
Fig.4.29 Fuente de prueba trifásica ARTES 300 de KoCos.

Tabla 4.1 Mediciones de la calibración de los sensores de tensión y corriente.

Sensor de corriente		Sensor de tensión (65 V)		Sensor de tensión (130 V)		Sensor de tensión (260 V)	
Fuente KoCos [A]	Tensión en Rm [V]	Fuente KoCos [V]	Tensión en Rm [V]	Fuente KoCos [V]	Tensión en Rm [V]	Fuente KoCos [V]	Tensión en Rm [V]
1	0.374	5	0.176	10	0.176	10	0.086
2	0.773	10	0.362	20	0.366	20	0.182
3	1.172	15	0.548	30	0.556	30	0.277
4	1.571	25	0.920	40	0.746	40	0.373
5	1.971	30	1.107	50	0.936	50	0.469
7	2.770	40	1.479	60	1.126	60	0.564
9	3.569	50	1.851	80	1.507	70	0.660
10	3.967	55	2.038	90	1.697	80	0.756
11	4.366	60	2.224	120	2.268	90	0.851
12	4.770	65	2.410	130	2.458	100	0.947
-	-	-	-	-	-	110	1.043
-	-	-	-	-	-	120	1.139
-	-	-	-	-	-	130	1.235

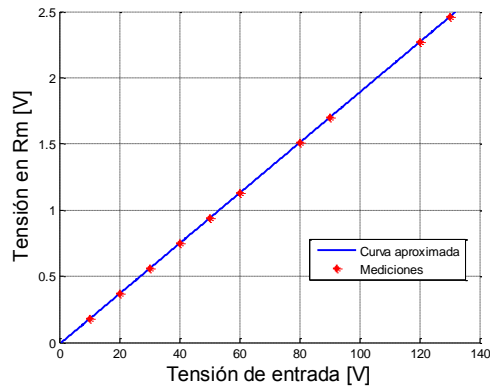


a) Curva de calibración del sensor de corriente.

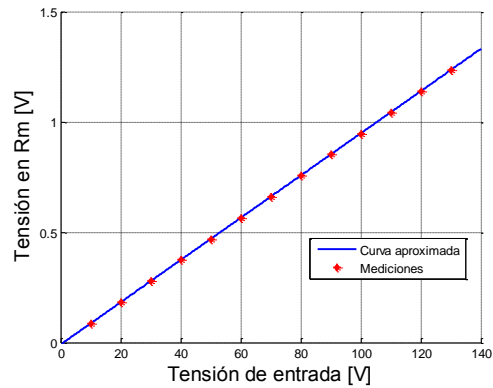


b) Curva de calibración del sensor de tensión con alcance de 65 V.

Fig.4.30 Calibración del sensor de corriente y del sensor de tensión en un alcance de 65 V.



a) Curva de calibración del sensor de tensión con alcance de 130 V.



b) Curva de calibración del sensor de tensión con alcance de 260 V.

Fig.4.31 Calibración del sensor de tensión los alcances de 130 y 260 V.

En las ecuaciones (4.4), (4.5), (4.6) y (4.7) se muestran las curvas de calibración del sensor de corriente y del sensor de tensión en los alcances de 65, 130 y 260 V respectivamente. Estas ecuaciones de calibración se emplean en la función “Scale_Sub_VI” para convertir los valores medidos por el ADC en valores reales.

$$y = (0.3995)x - 0.0262 \quad (4.4)$$

$$y = (0.0372)x - 0.0104 \quad (4.5)$$

$$y = (0.0190)x - 0.0146 \quad (4.6)$$

$$y = (0.0096)x - 0.0099 \quad (4.7)$$

El diagrama de bloques en *LabVIEW®* de la función “Scale_Sub_VI” se muestra en la Fig.4.32. Esta función tiene como entrada el arreglo de la ventana de datos con las muestra totales por canal, el arreglo es separado (diezmado) por canal aplicando la función de calibración correspondiente en cada uno como se ilustra. El canal que mide la variable mecánica solo se escala para su mejor visualización; sin embargo, el interés de esta señal no está centrado en su magnitud, sino en los flancos de subida. Cada función de calibración está contenida en un SubVI (denominación para las funciones y subfunciones de *LabVIEW®*), con lo que se generan cuatro SubVIs ilustrados en las Figs.4.33 y 4.34.

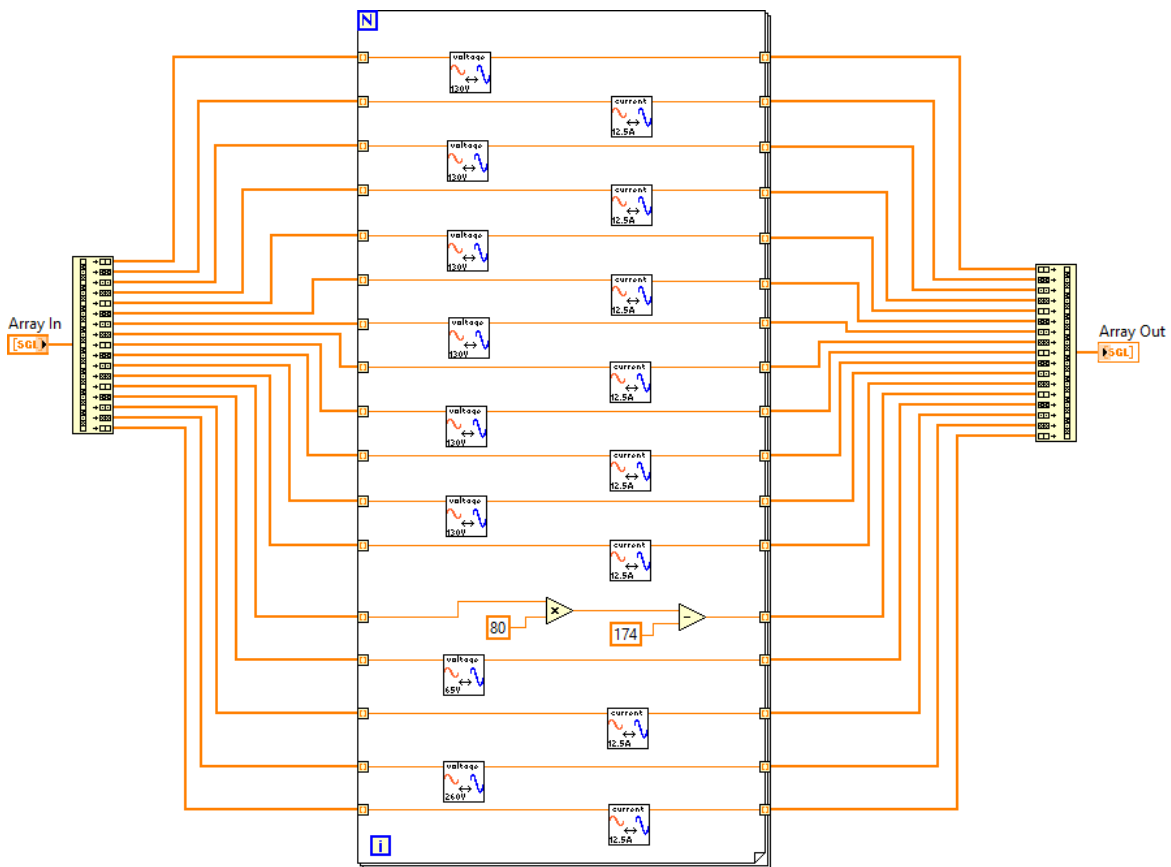
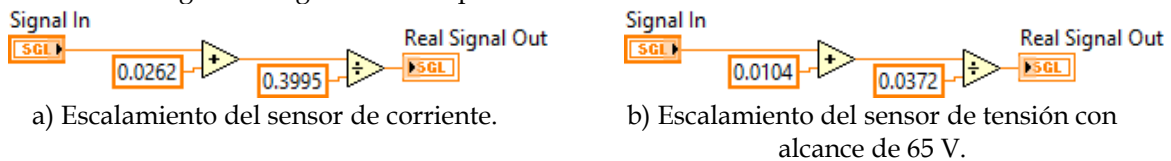


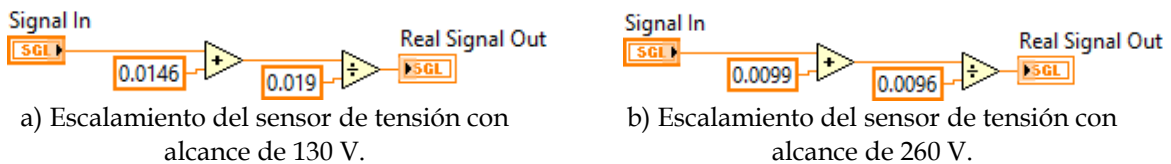
Fig.4.32 Diagrama de bloques en LabVIEW® de la función "Escalamiento".



a) Escalamiento del sensor de corriente.

b) Escalamiento del sensor de tensión con alcance de 65 V.

Fig.4.33 Diagrama de bloques en LabVIEW® de las funciones de calibración del sensor de corriente y sensor de tensión en un alcance de 65 V.



a) Escalamiento del sensor de tensión con alcance de 130 V.

b) Escalamiento del sensor de tensión con alcance de 260 V.

Fig.4.34 Diagrama de bloques en LabVIEW® de las funciones de calibración del sensor de tensión los alcances de 130 y 260 V.

4.3.2.2.2 Funciones de cálculo y visualización para las mediciones

En el ciclo consumidor se emplean diversas funciones de cálculo que se describen en esta sección. Algunas de estas funciones se desarrollaron de manera previa en [Villegas, 2015], para procesar seis señales eléctricas y una mecánica en máquinas síncronas. Para el cálculo de la frecuencia se emplea la función "Freq_Sub_VI" que

emplea una interpolación lineal de los índices fraccionales del arreglo de entrada al encontrar cambios de signo en una pendiente positiva. La Fig.4.35 ilustra el diagrama de bloques de esta función.

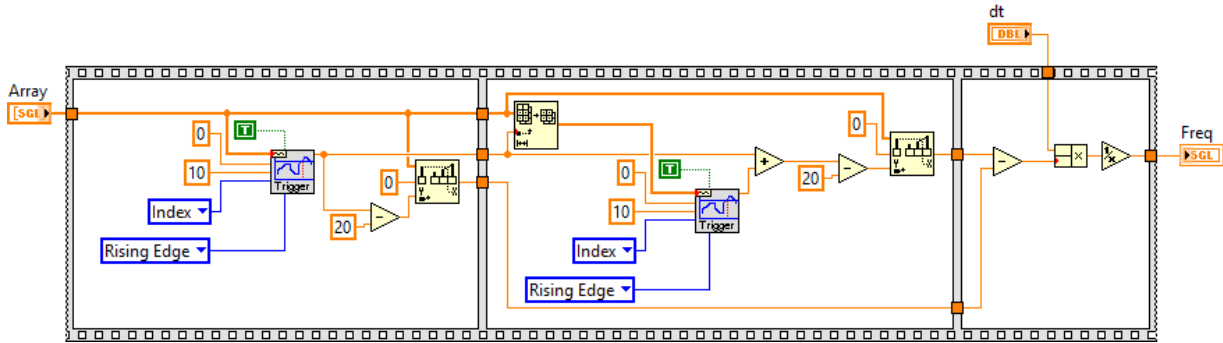


Fig.4.35 Diagrama de bloques en LabVIEW® de la función “Freq_Sub_VI”.

Otra función que se emplea para desplegar los valores medidos de la mayoría de las variables eléctricas es “RMS_Sub_VI”; esta función determina el valor RMS de algún arreglo entrante (en esta aplicación el arreglo entrante es recortado por ciclo) en base a la ecuación (4.8) [Oppenheim V. and Schafer W., 2010, Villegas, 2015]. El diagrama de bloques que representa esta formulación se ilustra en la Fig.4.36.

$$\psi_x = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=0}^{n-1} |x_i|^2} \quad (4.8)$$

Donde:

- ψ_x es el valor RMS resultante.
- n es el número de elementos del arreglo.
- x_i es el i -ésimo elemento del arreglo.

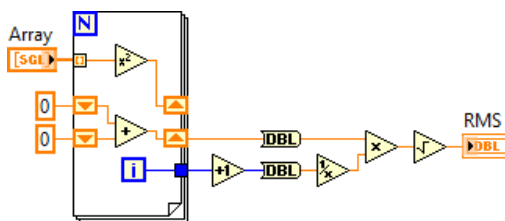


Fig.4.36 Diagrama de bloques en LabVIEW® de la función RMS_Sub_VI.

Los valores promedio calculados (variables eléctricas de la armadura de la máquina de CD) se efectúan con la función “Mean” de LabVIEW® que adquiere un arreglo y devuelve el valor promedio de dicho arreglo. En la Fig.4.37 se muestra el diagrama de bloques de la función “Mean_Sub_VI” la cual adquiere las dos señales eléctricas de la máquina de CD; el arreglo entrante en esta función no es una función recortada como en los casos anteriores ya que la frecuencia de estos valores promedio es la configurada en el puente H (1 kHz), así que el arreglo en esta función se toma directamente al diezmar la ventana de datos entrantes al ciclo consumidor, y el valor resultante promedio es de dicha ventana de datos.

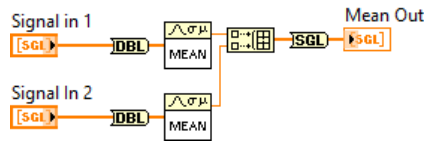


Fig.4.37 Diagrama de bloques en LabVIEW® de la función “Mean_Sub_VI”.

En el cálculo de la potencia se emplea una función de uno de los módulos de LabVIEW®: la función “Power” del módulo “Electrical Power Suite” (Fig.4.38); este bloque requiere dos señales tipo “waveform”, una de tensión y una de corriente que se obtienen de la ventana de datos diezmada. Inicialmente en la función se revisa que ambas señales sean de la misma dimensión, e inmediatamente después se calcula la potencia instantánea multiplicando punto a punto las waveforms entrantes. El valor de la potencia activa es obtenido del promedio de la potencia instantánea. Internamente este bloque calcula los valores RMS de las waveforms de tensión y corriente; el resultado de multiplicar estos valores es la potencia aparente. El cálculo de la potencia reactiva, conociendo la potencia aparente y la potencia activa es simplemente deducida del triángulo de potencias como se muestra en la ecuación:

$$Q = \sqrt{S^2 - P^2} \quad (4.9)$$

Donde:

- S es la potencia aparente.
- P es la potencia activa.
- Q es la potencia reactiva.

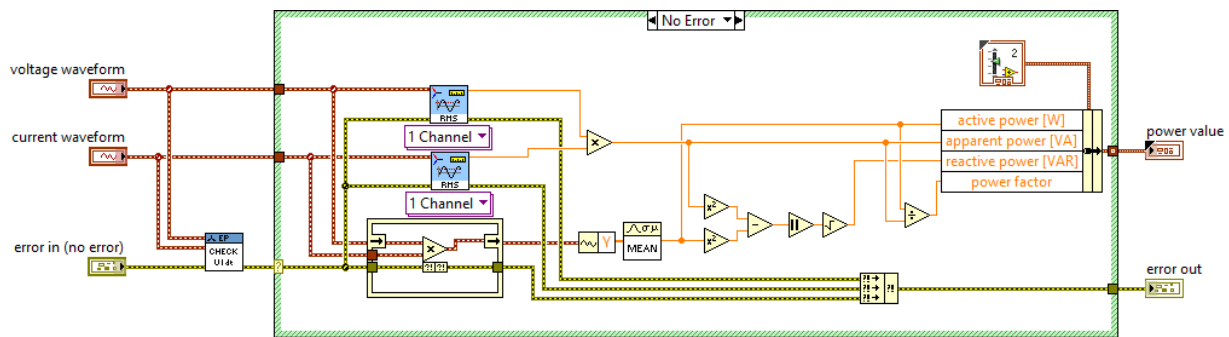


Fig.4.38 Diagrama de bloques en LabVIEW® de la función “Power”.

4.3.2.2.3 Control de potencia activa

El control de potencia activa se efectúa con el “PID and Fuzzy Toolkit” de LabVIEW®. Esta herramienta permite escoger una gama de funciones para implementar controles clásicos o difusos. El control se puede efectuar de dos formas: desde el FPGA en un ciclo que se ejecuta de manera determinística, o en la aplicación del RTOS. En este trabajo la implementación del control se decidió efectuar desde el RTOS debido a que el cálculo de la PV se efectúa en el ciclo consumidor; de esta forma cuando esta variable se actualice el bloque de control se ejecuta.

El bloque que se emplea en la programación del control es el "PID" como se muestra en la Fig.4.39, este bloque sigue la formulación de la ecuación (4.10) para obtener la salida del controlador [NI, 2009].

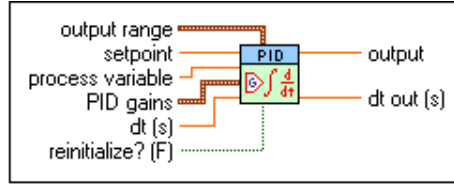


Fig.4.39 Bloque "PID" de LabVIEW®.

$$u(t) = K_c \left(e + \frac{1}{T_i} \int_0^t e dt + T_d \frac{de}{dt} \right) \quad (4.10)$$

Donde:

- $u(t)$ es la salida del controlador.
- K_c es la ganancia del controlador.
- T_i es el tiempo integral en minutos.
- T_d es el tiempo derivativo en minutos.

El error está definido como una comparación entre la señal de referencia (SP, "Setpoint" por sus siglas en inglés) y la PV (ver ecuación (4.11)), si el error y la salida del controlador se encuentran en el mismo rango (-100% a 100%) la ganancia del controlador es el recíproco de la banda proporcional [NI, 2009].

$$e = SP - VP \quad (4.11)$$

En si la salida del controlador es la suma de las tres acciones de control que lo conforman: acción proporcional, acción integral y acción derivativa. Las ecuaciones (4.12), (4.13) y (4.14) representan cada una de esas acciones respectivamente [NI, 2009].

$$u_p(t) = K_c e \quad (4.12)$$

$$u_i(t) = \frac{K_c}{T_i} \int_0^t e dt \quad (4.13)$$

$$u_d(t) = K_c T_d \frac{de}{dt} \quad (4.14)$$

Esta formulación necesariamente debe transformarse en ecuaciones discretas, de esta forma el cálculo del error se puede expresar como:

$$e(k) = (SP - PV_f) \quad (4.15)$$

Las acciones de control expresadas de forma discreta se observan en las ecuaciones (4.16), (4.17) y (4.18), donde se usa la regla trapezoidal de integración para evitar

cambios bruscos en la acción integral; además, debido a los cambios bruscos en el SP la acción derivativa solo se aplica a la PV y no al error, para evitar el efecto denominado “Derivative Kick” que es un pico en la salida del controlador debido a estos cambios [NI, 2009].

$$u_p(k) = (K_c * e(k)) \quad (4.16)$$

$$u_i(k) = \frac{K_c}{T_i} \sum_{i=1}^k \left[\frac{e(i) + e(i-1)}{2} \right] \Delta t \quad (4.17)$$

$$u_d(k) = -K_c \frac{T_d}{\Delta_t} (PV_f(k) - PV_f(k-1)) \quad (4.18)$$

La salida del controlador sigue siendo la suma de las tres acciones; de esta forma está definida entonces como se muestra en la ecuación (4.19) y los límites del controlador se definen con dos reglas básicas [NI, 2009]:

- Si $u(k) \geq u_{\max}$ entonces $u(k) = u_{\max}$
- Si $u(k) \leq u_{\min}$ entonces $u(k) = u_{\min}$

$$u(k) = u_p(k) + u_i(k) + u_d(k) \quad (4.19)$$

4.3.3 Programa fuera de línea

Como se ha mencionado con anterioridad, es posible grabar los datos adquiridos en la memoria del cRIO con la finalidad de poder reproducir la visualización y cálculo de las mediciones de la prueba grabada o para analizar señales que no es conveniente analizar en tiempo real como lo es la velocidad del sistema rotatorio. En la Fig.4.40 se observa el diagrama de flujo de la aplicación fuera de línea, en la que mayoría de las funciones empleadas se usaron previamente en la aplicación del RTOS. Una particularidad de esa aplicación es que se encuentra en el mismo proyecto pero se ejecuta en la PC; además, durante su ejecución se puede controlar la velocidad de reproducción gracias a la condición fuera de línea. Para poder conocer el tiempo que duró alguna prueba grabada, se emplea la función “Clock_Sub_VI” (ilustrada en la Fig.4.41), que mediante la relación entre las muestras por señal y el tiempo de muestreo obtiene una estampa de tiempo que permite conocer el tiempo por ciclo de procesamiento y mediante un contador obtiene el tiempo total de la prueba (función adaptada de [Villegas, 2015]).

Normalmente, y con la finalidad de obtener mediciones más confiables, las ventanas de datos son relativamente grandes (en este trabajo se manejan valores de 4 a 8 ciclos de la señal de referencia); de esta forma cada cálculo de medición se efectúa por ventana en tiempo real. Sin embargo, al graficar alguna tendencia de medición en el tiempo, la distancia entre puntos es equivalente a la ventana de datos, y evidentemente entre más grande sea la ventana, más grande será esta distancia y se obtendrán menos puntos en la gráfica.

Algunas aplicaciones en particular requieren tener más puntos para formar una curva más suave al momento de graficar alguna tendencia en el tiempo. Esto se logra separando la ventana de datos ciclo a ciclo; de esta forma, aunque la ventana de datos sea grande, en un análisis fuera de línea se puede obtener un cálculo por ciclo. La función "Cut_All_Cicles_SubVI" (adaptada de [Martínez, 2017]) de la cual se ilustra su diagrama de bloques en la Fig.4.42, es la encargada de separar la ventana de datos. Esta función se utiliza en este trabajo para obtener más puntos cuando se grafica en el tiempo la potencia a través del VFT, de esta forma cuando se determinan las constantes iniciales de sintonización del control de potencia activa mediante la prueba de escalón, se podrá tener una mejor aproximación de la curva de respuesta.

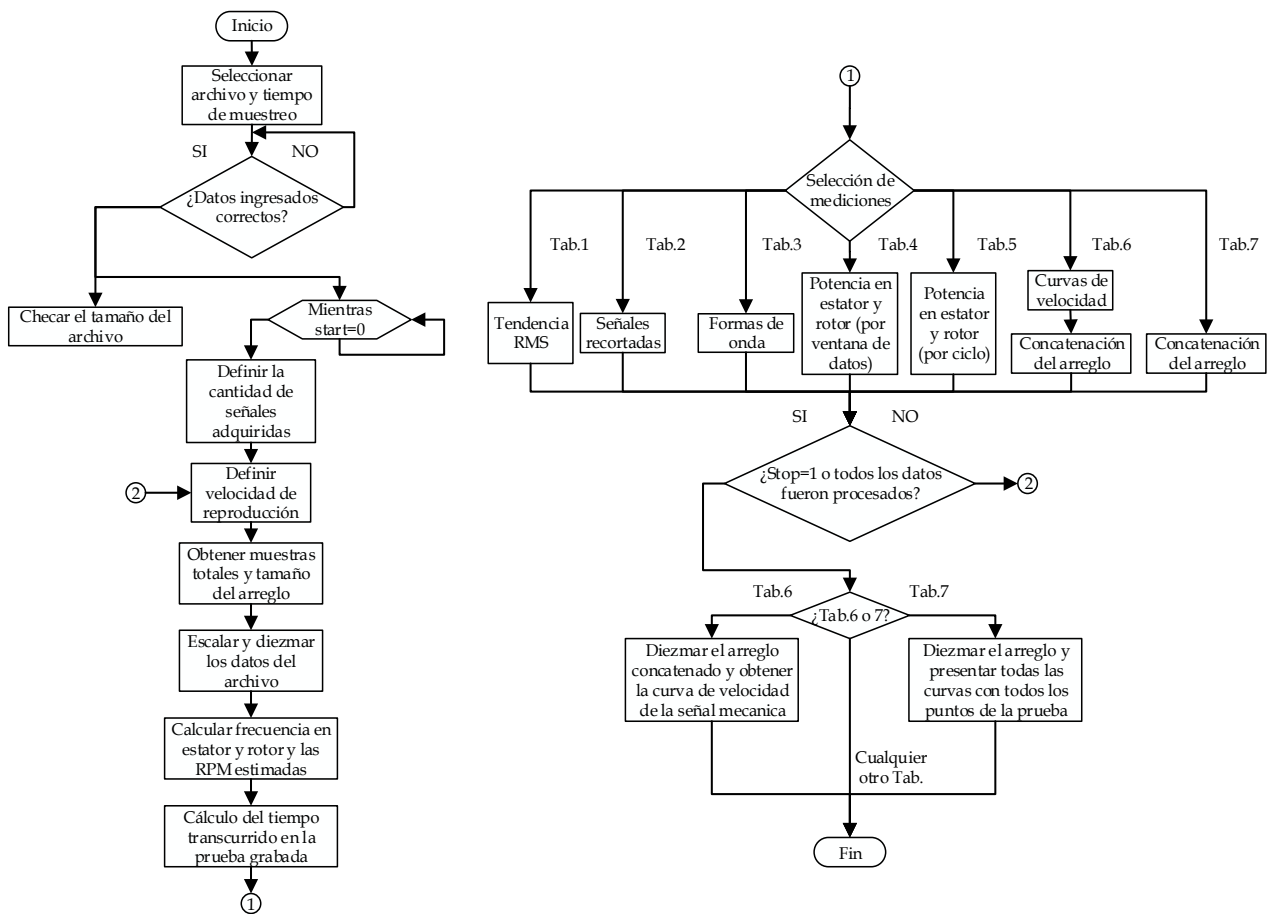


Fig.4.40 Diagrama de flujo de la aplicación fuera de línea.

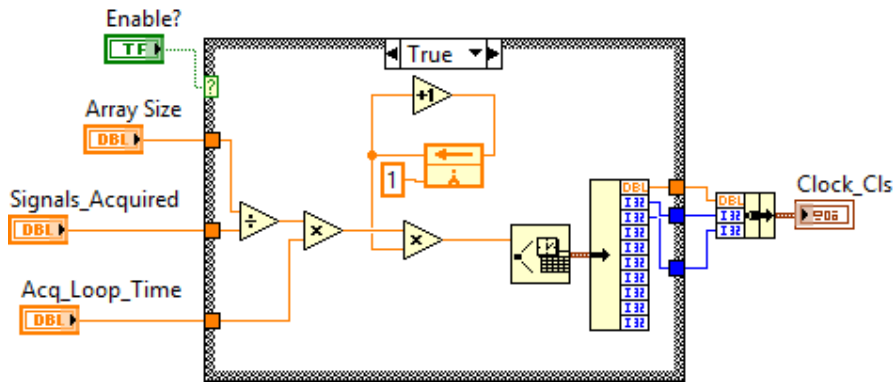


Fig.4.41 Diagrama de bloques en LabVIEW® de la función “Clock_Sub_VI”.

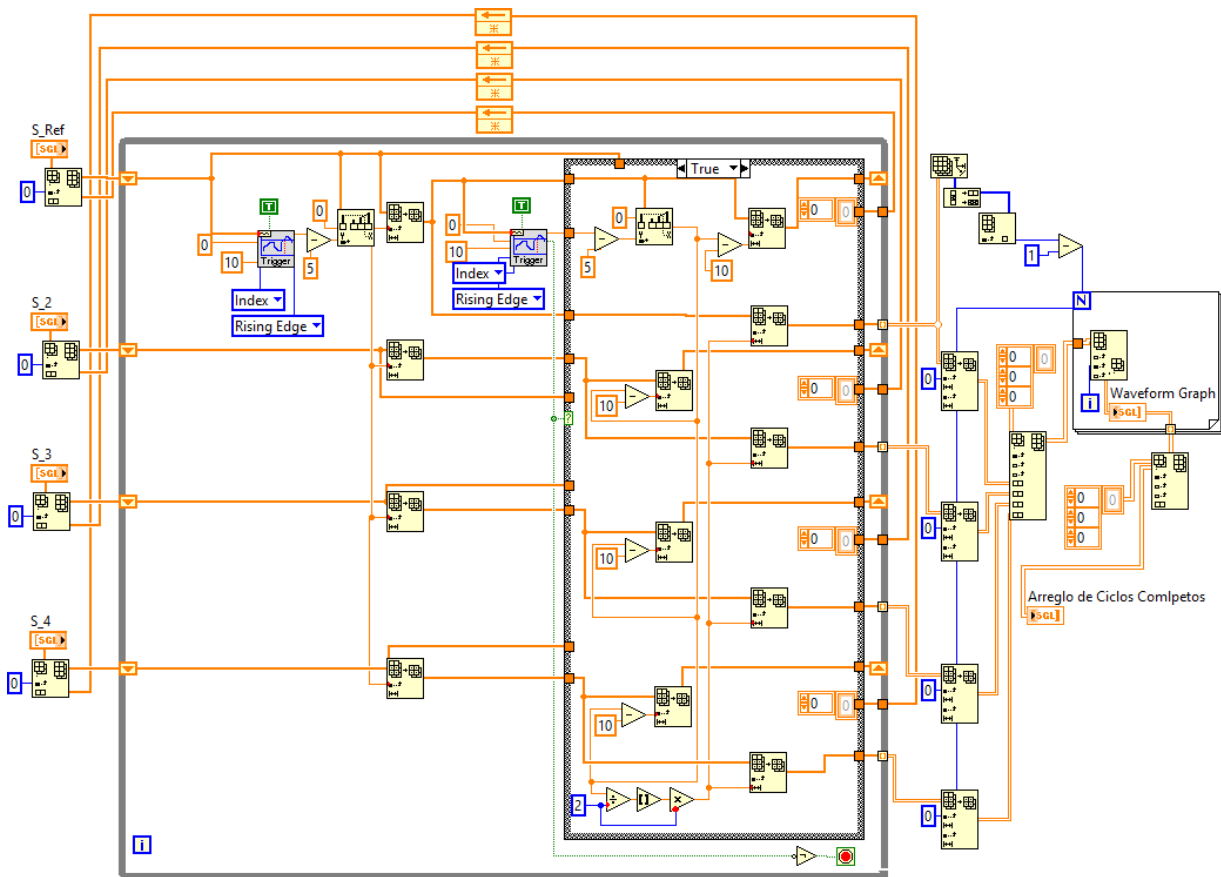


Fig.4.42 Diagrama de bloques en LabVIEW® de la función “Cut_All_Cicles_SubVI”.

La velocidad del sistema rotatorio en general es tan baja, que resulta más conveniente analizarla fuera de línea. La función “Speed_Measurement_SubVI” (adaptada de [Villegas, 2015]), de la cual se ilustra su diagrama de bloques en la Fig.4.43, es la encargada de esta tarea. Esta función guarda un arreglo con los tiempos donde ocurrió cada filo de subida (cada filo de subida representa que el sensor vio pasar una muesca en el rotor); la función de interpolación lineal permite analizar señales analógicas y no solo digitales. Cuando se ha terminado de revisar el arreglo, se

concatenan los tiempos en que ocurrieron los disparos. El nuevo arreglo con los tiempos de los disparos, se utiliza para conocer la diferencia entre puntos adyacentes; de esta forma se obtiene la cantidad de muestras que existen entre muescas del rotor, finalmente escalando este valor se puede obtener la velocidad en el tiempo.

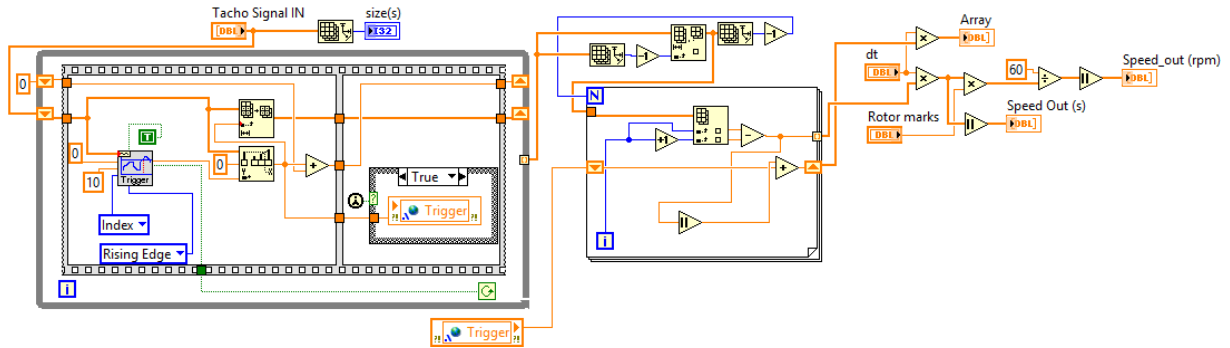


Fig.4.43 Diagrama de bloques en LabVIEW® de la función "Speed_Measurement_SubVI".

El diagrama de bloques completo en LabVIEW® de la aplicación fuera de línea se muestra en el apéndice A, mientras que el diseño del panel frontal en donde se puede seleccionar las diversas funciones mencionadas en el diagrama de flujo y la visualización de todas las variables procesadas se muestra en la Fig.4.44.

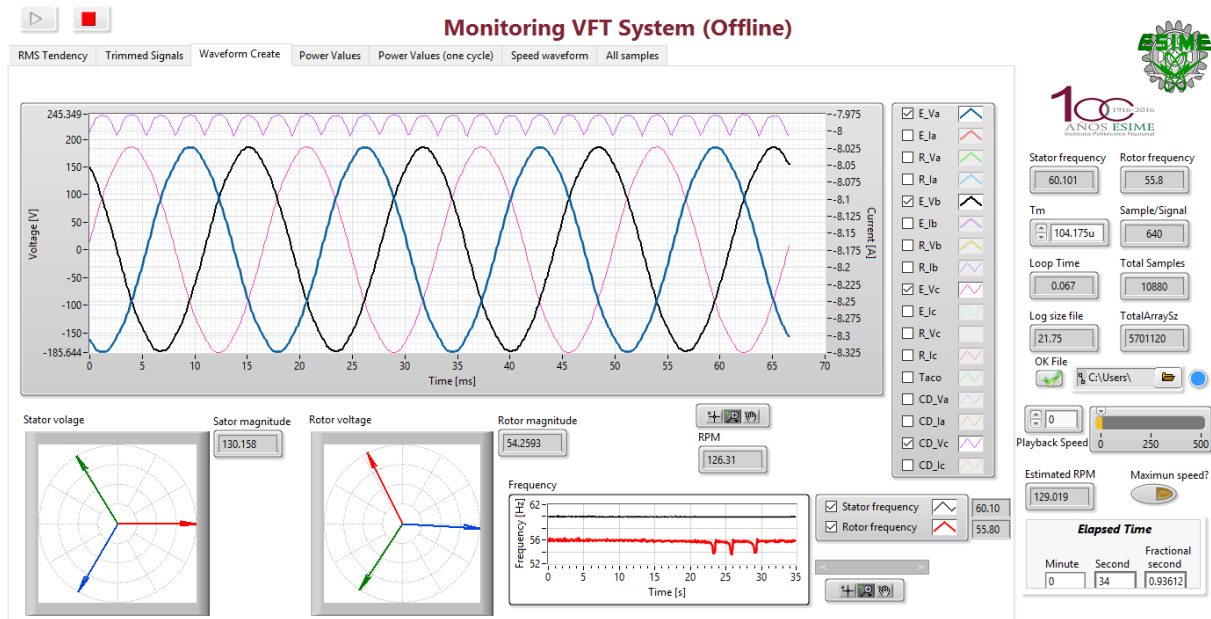


Fig.4.44 Panel frontal de la aplicación para análisis fuera de línea.

CAPÍTULO 5:

PRUEBAS EXPERIMENTALES

5.1 INTRODUCCIÓN

“El VFT es un dispositivo controlable de transmisión bidireccional”, que transfiere potencia activa entre dos sistemas (síncronos o no) mediante acoplamiento magnético a través del entrehierro. Visto de otra forma, el VFT puede ser considerado como un “transformador desfasador continuamente variable, que opera con ángulo de fase ajustable” [Rizwan et al., 2010].

La transferencia de potencia entre sistemas ocurre cuando el eje del VFT recibe un par mecánico que ajusta la posición relativa del rotor con el estator; el par aplicado en el eje es externo y generado por un primo motor de CD que está acoplado mecánicamente. Si el par aplicado es en una dirección, el flujo de potencia ocurre del estator al rotor; en cambio, si el par aplicado es en sentido opuesto, el flujo de potencia ocurre del rotor hacia el estator. Independientemente de la transferencia de potencia, el eje del VFT rota continuamente, y su velocidad es proporcional a la diferencia de frecuencias que existe entre los dos sistemas. Si ambos sistemas están en sincronismo el rotor permanece en una posición fija o de paro, donde la tensión de estator y rotor están en fase. El VFT es un dispositivo diseñado para mantener constante el flujo de potencia aún con sistemas de diversas frecuencias, o incluso si alguno de los sistemas tiene un cambio de frecuencia provocado por algún disturbio [Ilahi et al., 2011]. La impedancia del VFT y la red, determinan la magnitud y ángulo de fase requeridos para transferir potencia, al igual que en cualquier otro circuito de CA, mientras que el flujo de potencia reactiva está determinado por la impedancia serie del transformador y la diferencia en la magnitud de tensión de ambos lados [Piwko et al., 2005].

Debido a las consideraciones anteriores, para mantener fijo el flujo de potencia activa a través de este dispositivo, se emplea un control con lazo de potencia activa que actúa sobre el par mecánico de la máquina de CD y un control de potencia reactiva mediante un banco de capacitores conmutables para compensar la potencia reactiva.

Este capítulo presenta las pruebas efectuadas al transformador de frecuencia variable, corroborando inicialmente las funciones para adquirir y distribuir señales. Después de esto, se sintoniza el control de potencia activa y se verifica su desempeño por medio de diversas pruebas que permiten observar la respuesta del control.

5.2 PRUEBAS DE ADQUISICIÓN DE SEÑALES

Una vez que se cuenta con el hardware y software necesario para implementar el canal *VFT*, todos los elementos se agrupan en una sola estructura que permite utilizar el sistema de una manera más cómoda. Dicha estructura facilita el transporte del sistema y las conexiones con el sistema rotatorio de laboratorio. La Fig.5.1 muestra la vista frontal del prototipo de 5 niveles, donde se aprecia, comenzando por la parte inferior, una sección en la que se encuentran la fuente simétrica que alimenta a las tarjetas de medición, la tarjeta de interconexión entre las tarjetas de medición de la máquina de inducción y el módulo NI 9205a y el sensor inductivo. El segundo nivel alberga las dos tarjetas de medición de la máquina de inducción, mientras que la tarjeta de medición de la máquina de CD se encuentra en conjunto con la tarjeta de interconexión entre ésta, la etapa de potencia y los módulos NI 9205b y NI 9381 en el tercer nivel. El cuarto nivel contiene la etapa de potencia de la máquina de CD, así como las fuentes necesarias para su funcionamiento, como se mostró con anterioridad en su diagrama esquemático. Finalmente, en el último nivel superior, montado sobre los muros posterior y lateral izquierdo, se coloca el sistema cRIO y su respectiva fuente alimentación.

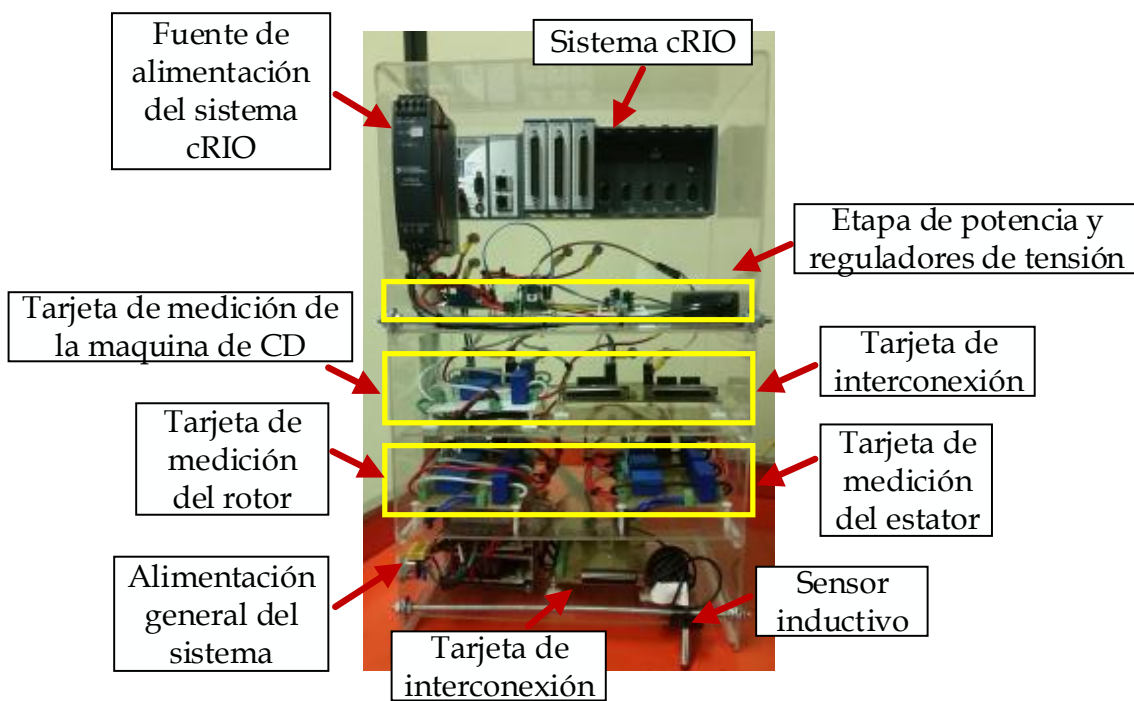


Fig.5.1 Vista frontal del prototipo.

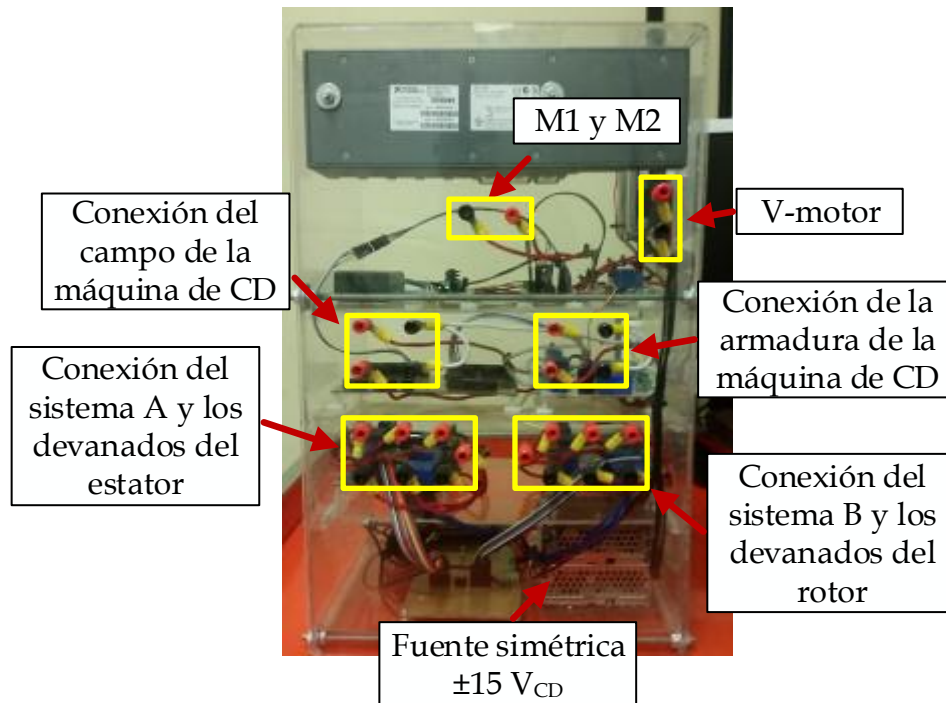


Fig.5.2 Vista posterior del prototipo.

En la Fig.5.2 se muestra la vista posterior del prototipo, donde se aprecian las terminales de conexión para cada uno de los elementos del canal *VFT*. En la parte inferior a la altura del segundo nivel se encuentran los bornes que permiten conectar los sistemas de potencia al estator y rotor de la máquina a través, por supuesto, de la etapa de medición. A la altura del tercer nivel se encuentran los bornes que permiten interconectar el campo y la armadura de la máquina de CD con sus respectivas fuentes de alimentación, y finalmente, a la altura del cuarto nivel se tiene los bornes para la alimentación del puente H y las salidas hacia la armadura de la máquina de CD.

Es necesario efectuar pruebas de adquisición de señales para validar el correcto funcionamiento del sistema de medición en hardware y software. La fuente de CA trifásica de prueba que se consideró como patrón en la calibración de los sensores de corriente y tensión se conecta a los bornes del estator y rotor con tensiones y corrientes trifásicas balanceadas a 60 Hz, y se verifica que en el panel frontal de la aplicación en el RTOS, todos los indicadores gráficos y numéricos funcionen correctamente. En cuanto a la tarjeta de medición de la máquina de CD, se aplica el mismo procedimiento pero con alimentación de CD. En la Fig.5.3 se muestra la visualización de tres tensiones trifásicas balanceadas en los bornes del estator de la máquina de inducción mediante la aplicación en el RTOS.

Las mediciones efectuadas con el sistema son configuradas desde un inicio con 160 muestras por señal, y se selecciona una ventana de datos de cuatro ciclos para el procesamiento de las muestras adquiridas. Con estas consideraciones la frecuencia de

muestreo inicial está definida por la ecuación (5.1) y el tiempo de muestreo inicial por la ecuación (5.2); sin embargo, al convertir este tiempo a ticks de reloj del cRIO-9074, queda un número fraccionario y no es posible indicarle al FPGA que efectúe una operación en ticks fraccionarios, por lo que automáticamente este valor es redondeado por la función "Sample Rate To Loop Time". Convirtiendo estos ticks solicitados (ver ecuación (5.3)) en μs , el tiempo solicitado de muestreo queda definido como se muestra en la ecuación (5.4) y es el tiempo que envía al FPGA para controlar el ciclo de muestreo.

$$F_{m(\text{inicial})} = 160(60\text{Hz}) = 9.6 \text{ kS/s} \quad (5.1)$$

$$T_{m(\text{inicial})} = \frac{1}{9.6\text{kHz}} = 104.1666 \mu\text{s} \quad (5.2)$$

$$\text{ticks}_{(\text{solicitados})} = \frac{104.1666 \mu\text{s}}{25 \text{ ns}} = 4166.6666 \cong 4167 \quad (5.3)$$

$$T_{m(\text{solicitado})} = 4167(25 \text{ ns}) = 104.175 \mu\text{s} \quad (5.4)$$

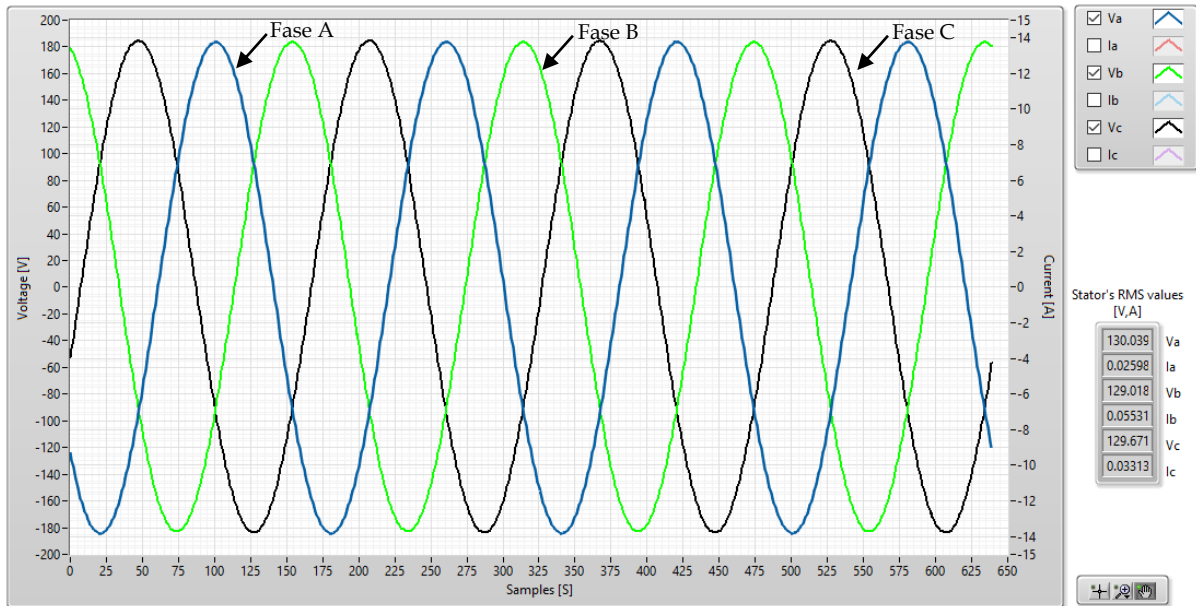


Fig.5.3 Visualización de un sistema triásico balanceado con la aplicación desarrollada.

Adicionalmente, como se mencionó en el capítulo anterior, se mide en el FPGA el valor entre ciclos de muestreo real con fines de depuración. En la adquisición de señales de prueba se observa que el tiempo de muestreo real es igual al solicitado (como se muestra en la Fig.5.4), además otras variables de depuración del programa como "Actual Depth" (que indica el número de elementos actuales en el FIFO) y los tiempos de ejecución de los ciclos consumidor y productor, se comportan de manera correcta, indicando que la aplicación en el RTOS se ejecuta de manera adecuada sin ningún percance.

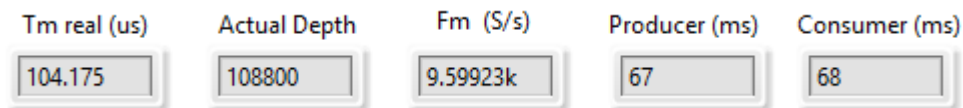


Fig.5.4 Indicadores de depuración de la aplicación en el RTOS.

Una vez que se revisó el correcto funcionamiento de todos los canales de medición y el desempeño de la aplicación en el RTOS, se realizan una serie de mediciones con la fuente patrón para poder analizar la magnitud del error relativo de la medición con el prototipo. El error absoluto es la diferencia entre el resultado de una medición y el valor convencionalmente verdadero (ecuación (5.5)); sin embargo, como éste no proporciona información sobre la calidad de la medición, en su lugar se considera el error relativo, calculado como el cociente del error absoluto y el valor convencionalmente verdadero (ecuación (5.6)) [Pallás, 2013]:

$$e_a = \text{magnitud medida} - \text{valor convencionalmente verdadero} \tag{5.5}$$

$$e_r = \frac{e_a}{\text{valor convencionalmente verdadero}} * 100 \tag{5.6}$$

Se toma la fase A de la tarjeta de medición destinada al estator como referencia, y el valor convencionalmente verdadero se asume como el valor que se programa de tensión o corriente en la fuente de prueba; de esta forma, en la Tabla 5.1 se presentan las mediciones de tensión efectuadas con el sistema y el error relativo de cada una, mientras que las mediciones de corriente con sus respectivos errores relativos se muestran en la Tabla 5.2.

Tabla 5.1 Error relativo en las mediciones de tensión.

Tensión de la fuente Kocos (V)	Tensión medida (V)	e_r (%)
130	130.039	0.0300
120	119.972	0.0233
110	110.009	0.0082
100	99.9992	0.0008
90	90.0067	0.0074
65	64.9533	0.0718
45	44.9587	0.0918
30	29.9569	0.1437
20	19.9656	0.1720
10	9.99797	0.0203

Los errores obtenidos en ambas pruebas revelan que el sistema es confiable y que la respuesta de medición del sistema es suficiente para la aplicación desarrollada en este trabajo. Además en la medición de todas las variables de CA se cumple con el teorema de Nyquist que indica que la frecuencia de muestreo debe ser al menos del doble del valor de la frecuencia en la señal muestreada (aunque comúnmente en la práctica se utiliza una frecuencia de 10 veces o más) [William, 2004]. Con una

frecuencia de muestreo de 9.59923 kS/s para las señales de CA (de 60 Hz) se tiene 159.9871 veces la frecuencia de la señal, la señal del campo de la máquina de CD proviene de una tensión trifásica rectificadas sin filtros, como se muestra en la Fig.5.5, con lo que la frecuencia de la señal es de 360 Hz (aunque sea una señal de CD tiene este valor de frecuencia debido a que no cuenta con filtros) y la frecuencia de muestreo en este caso es 26.6645 veces más grande que la señal; en cuanto a la señales de la armadura de la máquina de CD, son de la frecuencia a la que se establece el PWM (1 kHz) y se tienen entonces 9.59923 veces la frecuencia de estas señales. A pesar de esto, el muestreo en la armadura se considera adecuado debido a que cumple con este criterio.

Tabla 5.2 Error relativo en las mediciones de corriente.

Corriente de la fuente Kocos (V)	Corriente medida (V)	e_r (%)
1	0.9891	1.0900
2	1.98375	0.8125
3	2.98941	0.3530
4	4.01672	0.4180
5	5.00491	0.0982
6	6.00328	0.0547
7	6.99237	0.1090
8	7.99181	0.1024
9	8.99547	0.0503
10	9.99172	0.0828
11	10.9846	0.1400
12	11.9823	0.1475

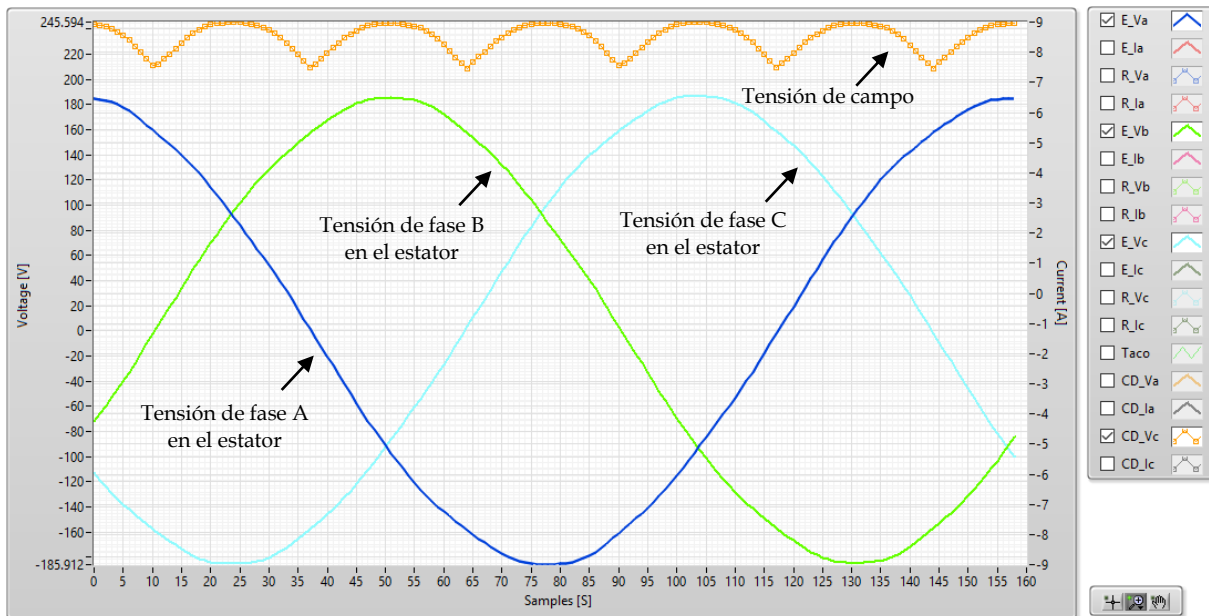


Fig.5.5 Señales recortadas por ciclo obtenidas con la aplicación desarrollada.

5.3 PRUEBAS DE LA DISTRIBUCION DE SEÑALES

La etapa de potencia del control del motor de CD que fue construida en este trabajo requiere de cuatro señales de control (H0, H1, H2 y H3) que fueron programadas desde el FPGA; en esta sección se prueba el desempeño del PWM programado a 1 kHz, obteniendo buenos resultados. Se presentan tres casos, verificando las mediciones de la aplicación desarrollada en *LabVIEW®* con las mediciones del osciloscopio TDS2014C de Tektronix (las especificaciones principales de este instrumento se encuentran en el apéndice B). En el primer caso se genera una señal con 50% de ciclo útil. En la Fig.5.6a se muestra la función “PWM%” en ejecución al introducir el ciclo útil y la frecuencia predeterminadas, en la puntas de prueba 6 y 7 se observa el tiempo en μs del pulso alto y bajo enviados al FPGA. Con el osciloscopio se mide la salida del módulo NI 9381 que está generando el PWM (ver Fig.5.6b) y se observa que el sistema se está ejecutando de manera correcta, tanto la frecuencia de conmutación como el tiempo de los estados alto y bajo se encuentran en el valor exacto que se le indicó al FPGA.

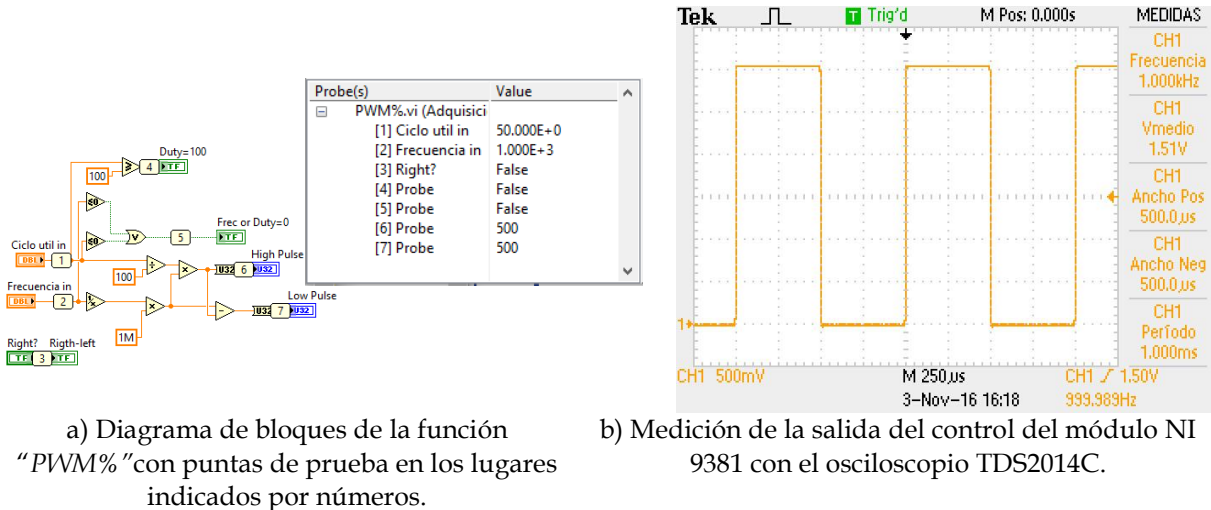


Fig.5.6 PWM generado con 50% de ciclo útil.

Como se mencionó con anterioridad esta señal, al ser muestreada por el mismo sistema, es la que menos muestras recolecta por ciclo, por lo que se procede a conectar la salida del módulo NI 9381 directamente a la tarjeta de interconexión con el modulo NI 9205b para observar la calidad de su visualización y si no presenta algún error significativo en la medición. El resultado de esta adquisición se muestra en la Fig.5.7 donde se aprecia que efectivamente la señal se nota un poco más discreta; sin embargo, efectúa de manera correcta las mediciones de valores promedio.

La segunda y tercera pruebas se efectúan con 10 y 90% de ciclo útil respectivamente, con la intención de validar el correcto funcionamiento de la señal generada y la adquisición de la misma en puntos de operación que se encuentran cerca de los extremos.

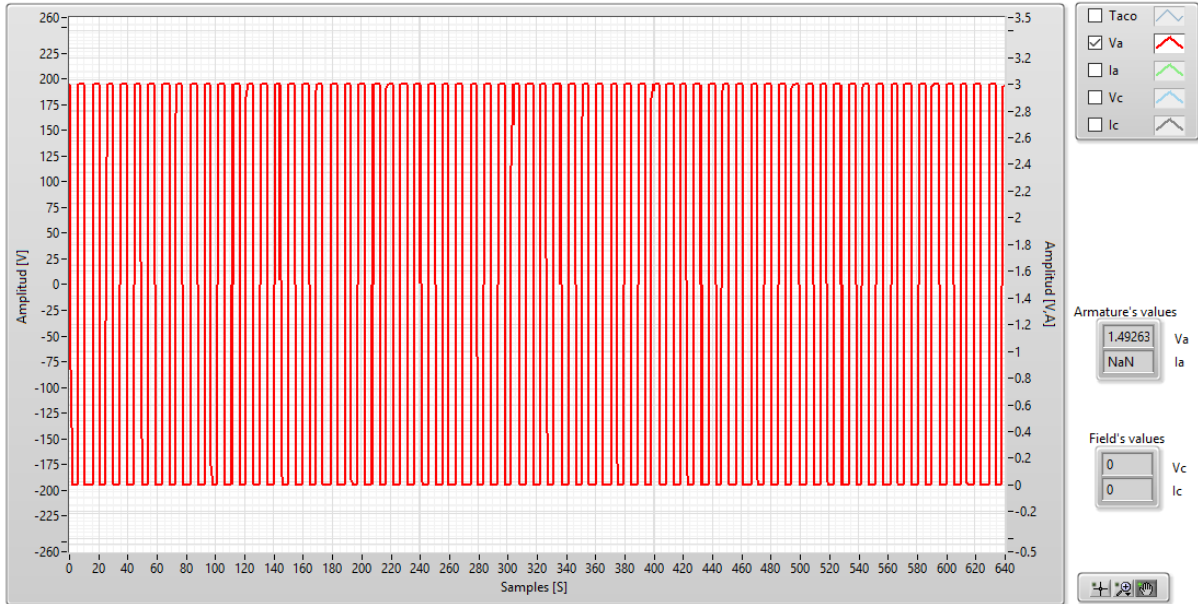
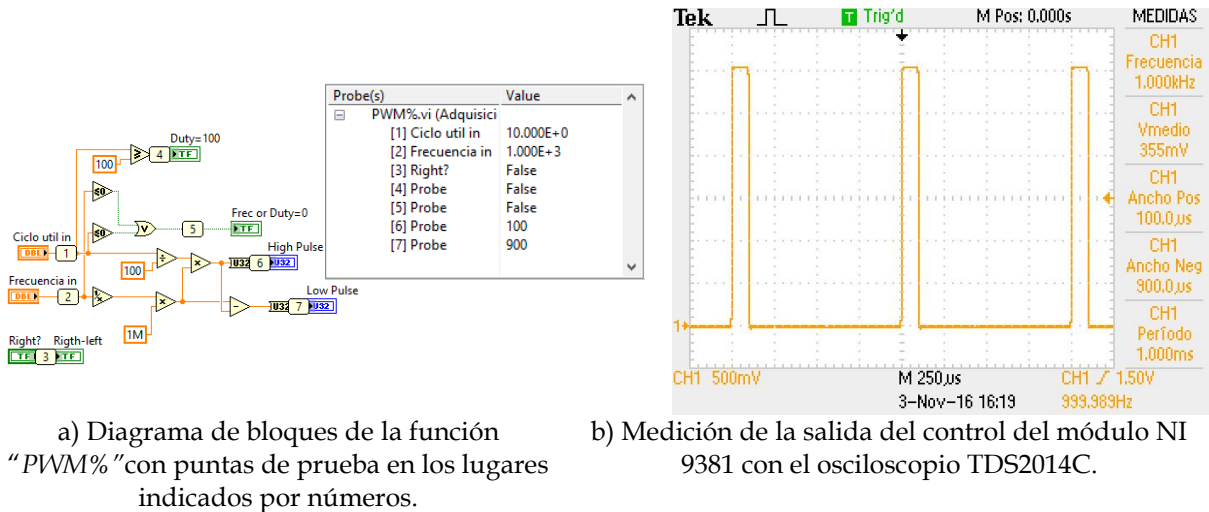


Fig.5.7 Medición del PWM al 50% con la aplicación desarrollada.

La Fig.5.8a muestra los valores que son enviados al FPGA desde la aplicación en el RTOS, mientras que en la Fig.5.8b se observa la medición de los valores relevantes en la señal generada, corroborando el correcto funcionamiento de la señal con ciclos útiles bajos.



a) Diagrama de bloques de la función "PWM%" con puntas de prueba en los lugares indicados por números.

b) Medición de la salida del control del módulo NI 9381 con el osciloscopio TDS2014C.

Fig.5.8 PWM generado con 10% de ciclo útil.

En la Fig.5.9 se observa la medición realizada con la aplicación en el RTOS que aun a valores bajos del ciclo útil presenta buenos resultados. De igual manera se corrobora que el sistema genera de manera adecuada la señal de control con ciclos útiles cercanos al 100%, en la Fig.5.10 se observa los valores enviados al FPGA y la medición de la señal con el osciloscopio presentando concordancia entre los valores medidos y

los deseados, la Fig.5.11 ilustra la medición realizada desde la aplicación desarrollada presentando también buenos resultados.

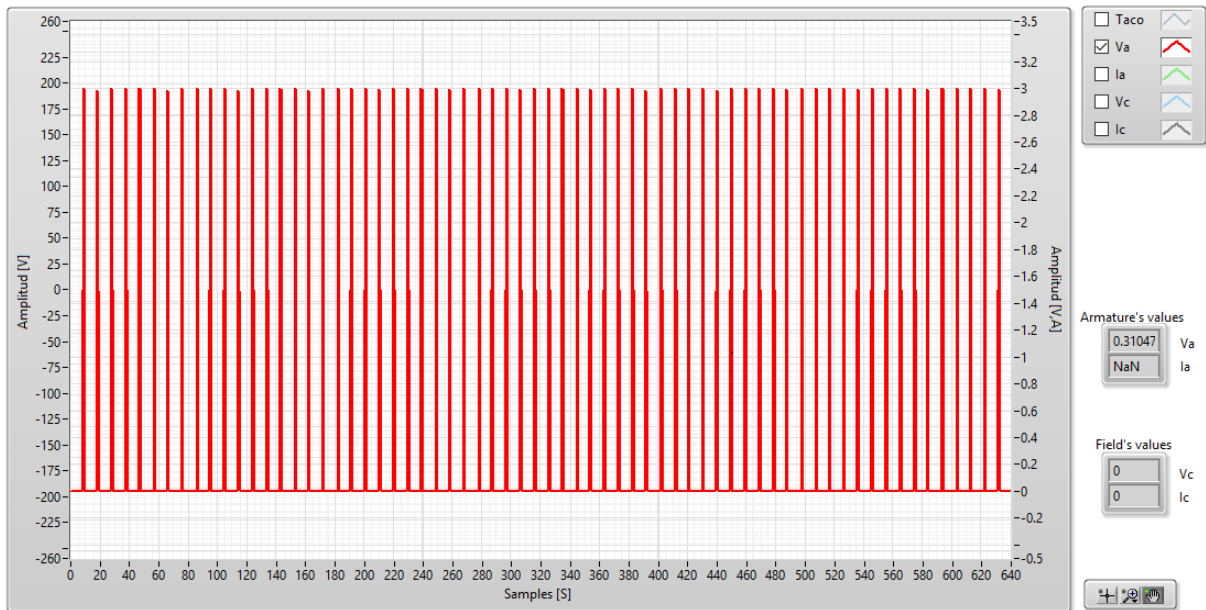
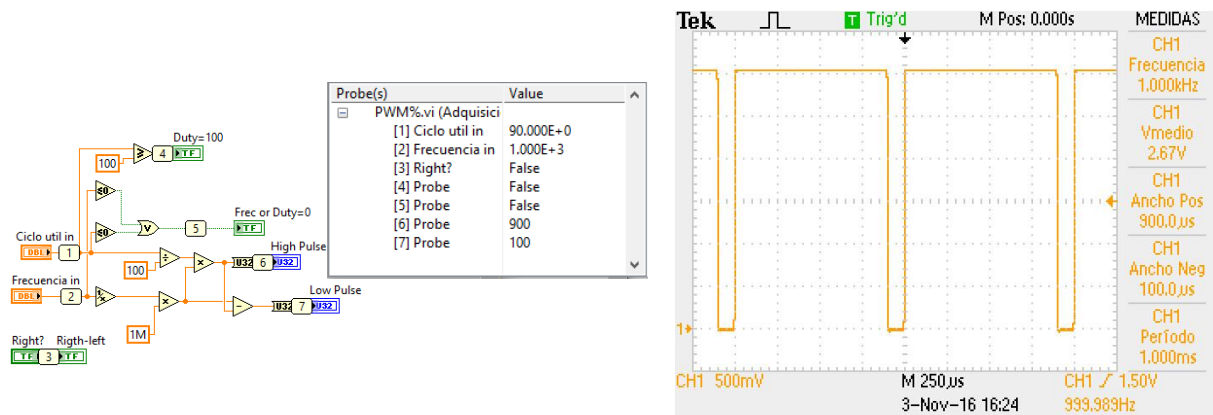


Fig.5.9 Medición del PWM al 10% con la aplicación desarrollada.



a) Diagrama de bloques de la función "PWM%" con puntas de prueba en los lugares indicados por números.

b) Medición de la salida del control del módulo NI 9381 con el osciloscopio TDS2014C.

Fig.5.10 PWM generado con 90% de ciclo útil.

Las tres pruebas realizadas validan el correcto comportamiento de la señal generada desde la aplicación en el RTOS, y denotan una vez más la confiabilidad del sistema, presentando, como se aprecia en las mediciones con el osciloscopio y con el mismo sistema desarrollado, errores despreciables que para la aplicación que requiere en este trabajo permiten considerar que el desempeño del equipo es adecuado.

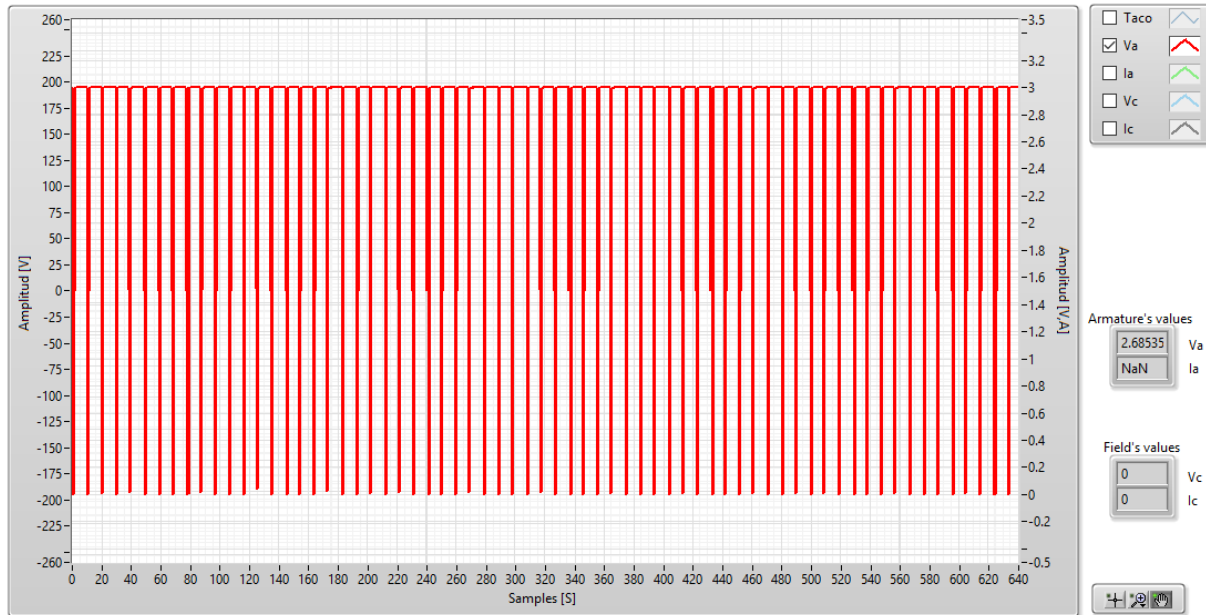


Fig.5.11 Medición del PWM al 90% con la aplicación desarrollada.

5.4 PRUEBAS AL SISTEMA COMPLETO

Se ha verificado el funcionamiento correcto de la adquisición y distribución de señales del sistema desarrollado en las secciones anteriores, y se demostró que funciona de manera adecuada. Con la certeza de que el sistema desarrollado y la aplicación en el RTOS no presentan ningún inconveniente, se interconectan todos los elementos de medición y control al sistema rotatorio y los datos de cada prueba son grabados y analizados en el programa fuera de línea.

La primera prueba es una conexión síncrona, en la que se transfiere potencia activa de rotor a estator. Los indicadores que se ejecutan de manera permanente en el programa se observan en la Fig.5.12.

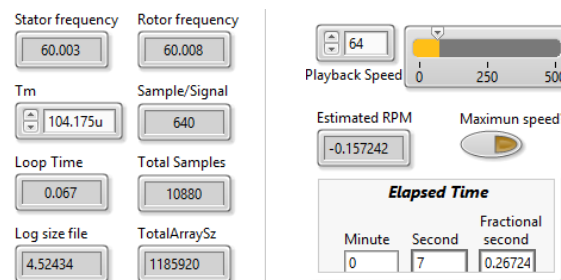


Fig.5.12 Indicadores permanentes del programa fuera de línea durante la primera prueba.

En este sistema de prueba la frecuencia es la misma en el estator y rotor de la máquina; sin embargo, existe un pequeño error de medición, ya que las señales de estator y rotor con las que se calcula la frecuencia no son muestreadas al mismo tiempo, con la configuración que se estableció en el módulo NI 9205a (ver apéndice A). La diferencia entre la señal del estator y la señal del rotor con que se efectúa el

cálculo de la frecuencia es de 16 μ s. La velocidad estimada se obtiene con las frecuencias y es por eso que el indicador no se encuentra exactamente en cero.

La Fig.5.13 muestra el comportamiento de los valores RMS y promedio de las señales eléctricas adquiridas; los indicadores numéricos junto a la gráfica indican el último valor que presenta de la última ventana de datos actualizada. Las señales de tensión se encuentran en la parte superior con la escala de la izquierda, mientras que las señales de corriente se muestran en la parte inferior con la escala en la derecha.

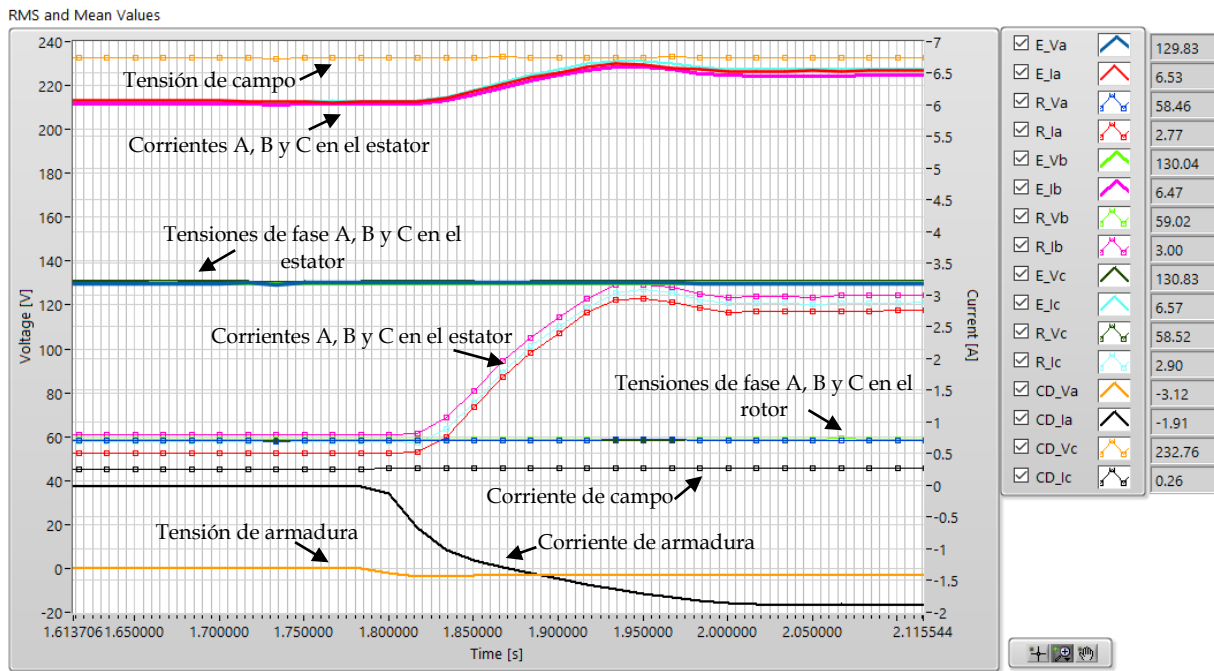


Fig.5.13 Tendencia RMS y promedio obtenidas con la aplicación fuera de línea en la primera prueba (conexión síncrona).

Las señales recortadas de tensión se pueden analizar en una de las pestañas de la aplicación fuera de línea; éstas se encuentran recortadas por ciclo con respecto a la de referencia (tensión de la fase A del estator). Las señales que son de interés para observar, tanto en conexiones síncronas como en asíncronas son las tensiones del estator con respecto a las del rotor. En la Fig.5.14 se muestran las señales recortadas de la tensión en el estator y rotor del VFT. En una conexión síncrona no se observa que estas señales se muevan debido a que tienen la misma frecuencia; por el contrario, en una conexión asíncrona las señales del rotor se mueven con respecto a la señales del estator, dependiendo de si el sistema conectado en el rotor es de frecuencia más alta o más baja.

En la pestaña "Waveform Create" se puede observar el comportamiento de las señales por ventana de datos y la representación fasorial en la que nuevamente las señales del estator se toman como referencia; es decir, si la frecuencia del rotor es distinta los fasores de tensión se moverán más rápido en uno u otro sentido dependiendo de si la frecuencia del rotor es mayor menor que la del estator, mientras que los fasores de

tensión del estator se mantendrán estáticos; además, es posible observar en esta pestaña el comportamiento de las frecuencias en el tiempo. Debido que ésta es una conexión síncrona, los fasores se mantienen estáticos y solo se aprecia un desfase entre los mismos. Además las formas de onda del comportamiento de la frecuencia en el tiempo se encuentran encimadas debido a esta condición de conexión.

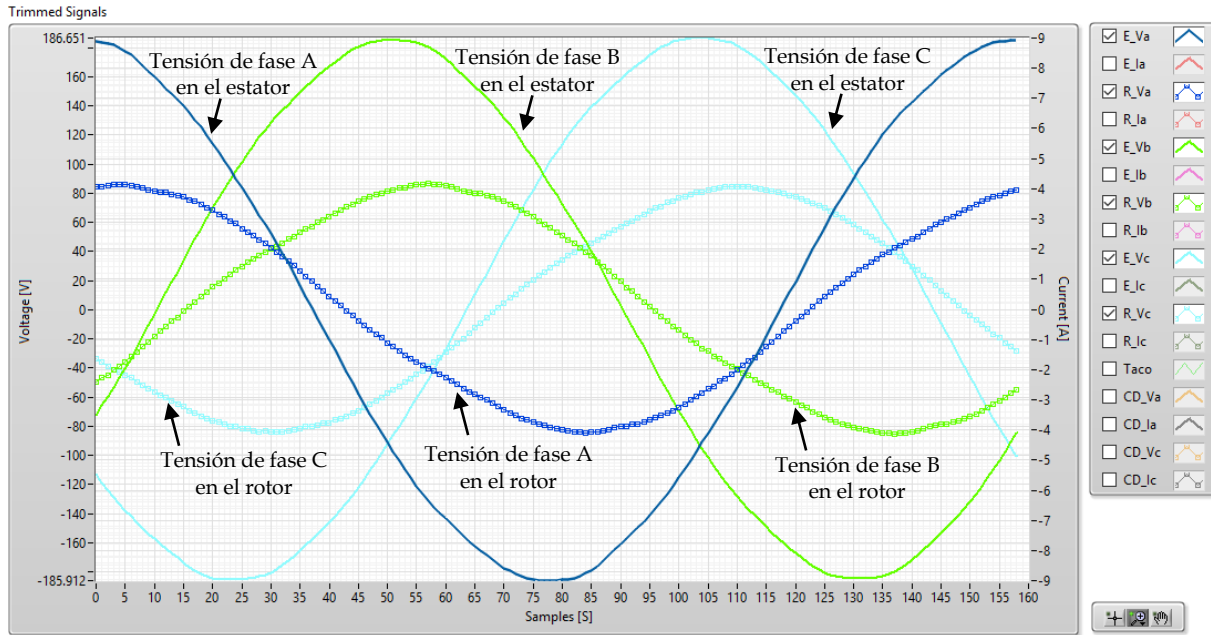


Fig.5.14 Señales recortadas de las tensiones en el estator y rotor del VFT de la primera prueba (conexión síncrona).

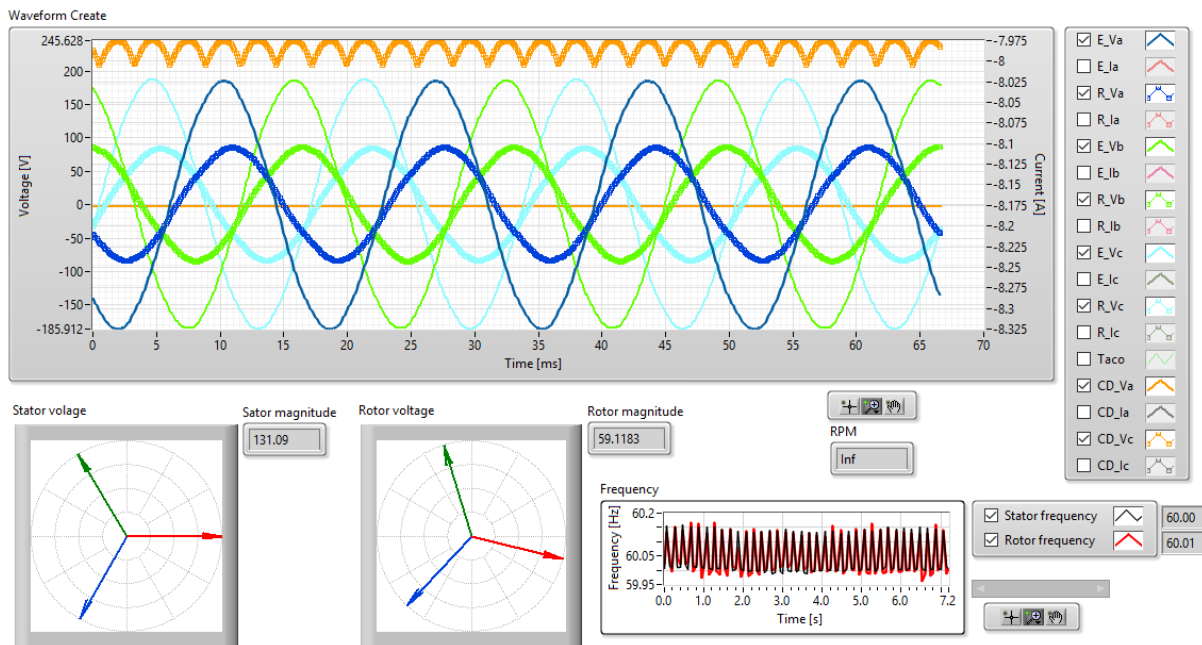


Fig.5.15 Señales adquiridas por ventana de datos en la primera prueba (conexión síncrona).

El comportamiento de las potencias en esta prueba se observa en las Figs.5.16 y 5.17, de las que el análisis de la señal es por ventana de datos y por ciclo respectivamente.

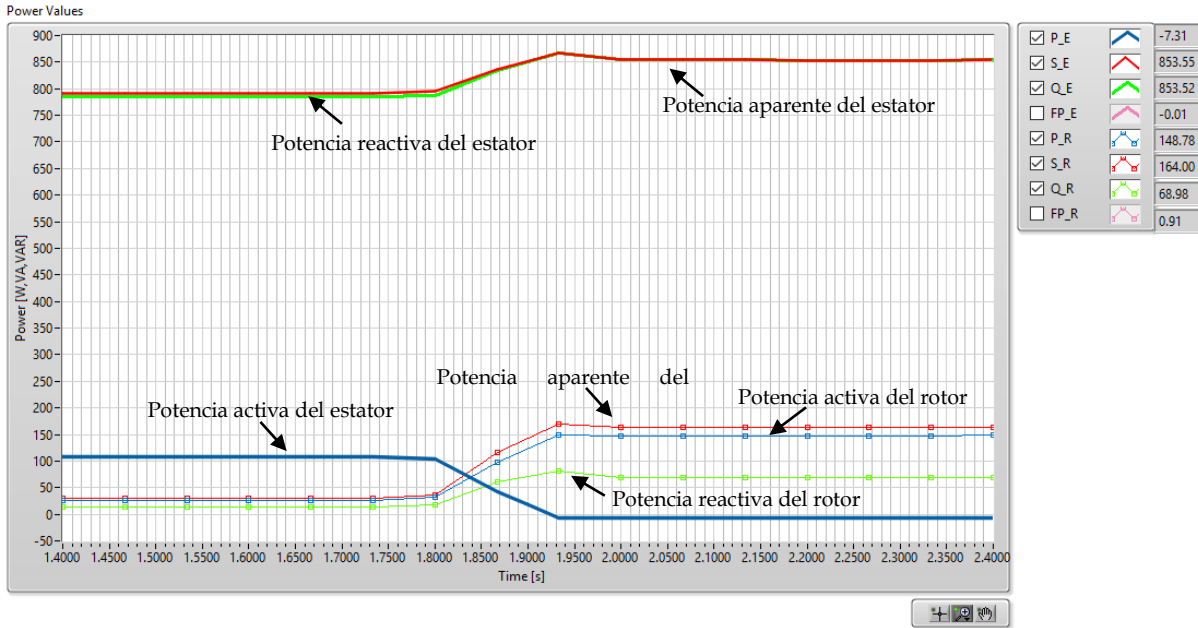


Fig.5.16 Potencias obtenidas por ventana de datos con la aplicación en línea en la primera prueba (conexión síncrona).

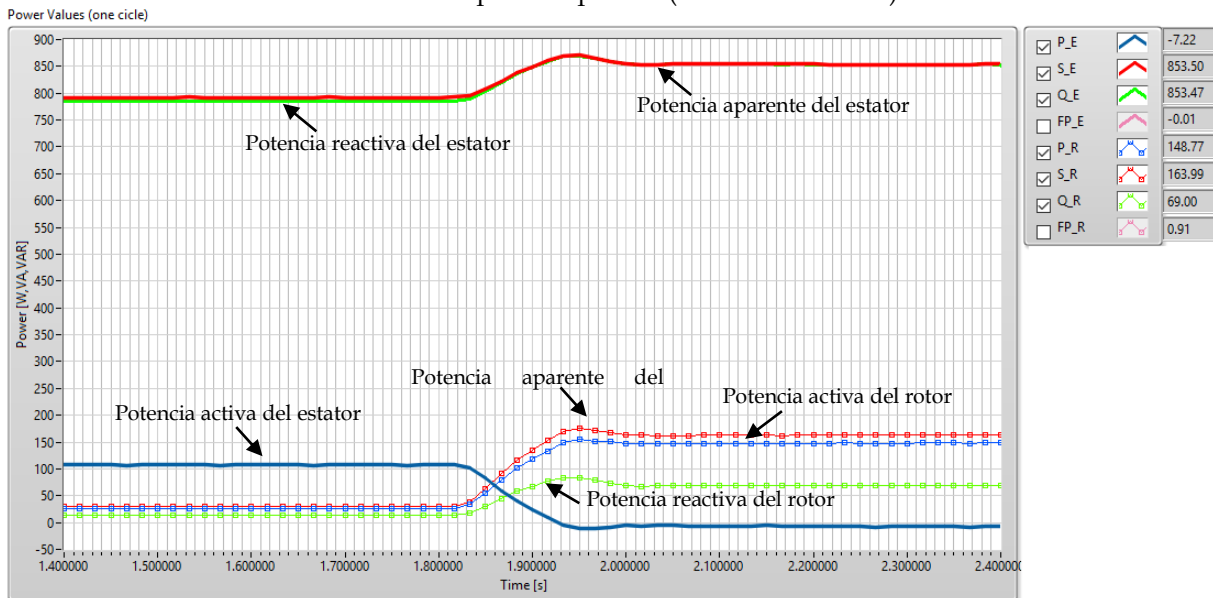


Fig.5.17 Potencias obtenidas por ciclo con la aplicación fuera de línea en la primera prueba (conexión síncrona).

Se observa que la potencia en estator y rotor es positiva justo antes de alimentar la armadura de la máquina de CD, aproximadamente en el segundo 1.8 de la prueba. Se alimenta la armadura con -3.12 V con el control manual de la aplicación del RTOS, y la potencia activa del rotor se incrementa hasta 148.78 W, mientras la potencia en el estator decrece hasta -7.31 W, lo cual indica que existe una transferencia de potencia

activa de rotor a estator. Note que la potencia reactiva en la parte superior de la figura se incrementa con la transferencia de potencia activa; esta potencia nunca decrece más allá de su valor inicial por sí sola, por lo que de esta forma además se corrobora que el VFT solo es capaz de transferir potencia activa.

En una conexión síncrona el rotor no gira, por lo que la segunda prueba se realiza con la finalidad de observar variaciones en la velocidad del rotor del VFT. Se efectúa una conexión asíncrona de frecuencias nominales distintas, donde la frecuencia del rotor está determinada por CFE (60 Hz), mientras que la frecuencia del rotor la establece el sistema de generación de laboratorio (en este caso 56 Hz).

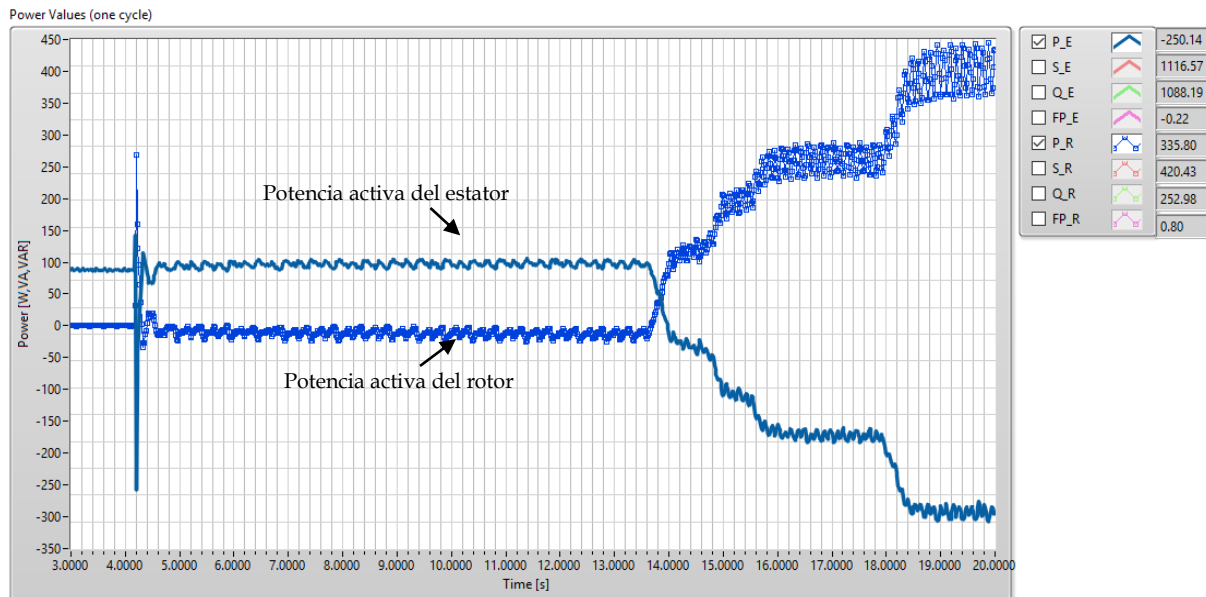


Fig.5.18 Potencias obtenidas por ciclo con la aplicación fuera de línea en la segunda prueba.

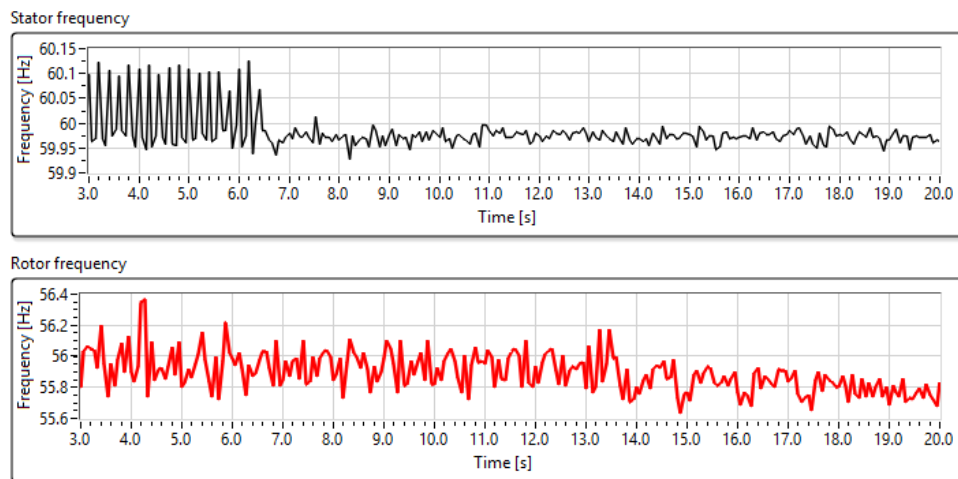


Fig.5.19 Frecuencias de ambos sistemas en la segunda prueba (conexión asíncrona).

En la Fig.5.18 se observa el comportamiento de la potencia activa durante esta prueba. En $t = 4.2$ s, se cierra el interruptor de sincronización que enlaza el sistema de generación de laboratorio con el rotor del VFT, y en $t = 14.6$ s aproximadamente, se

inicia la transferencia de potencia. La Fig.5.19 muestra el comportamiento de la frecuencia en ambos sistemas durante la prueba.

El comportamiento de la velocidad del rotor del canal VFT se ilustra en la Fig.5.20, en la que se obtiene de tres formas distintas. La primera gráfica obtenida del comportamiento de la velocidad se obtiene en base a las frecuencias medidas del rotor y estator, la segunda gráfica es la visualización en el tiempo del procesamiento de la señal mecánica por la función "Speed_Measurement_Sub_VI" y la tercera gráfica se calcula con la función para medir la frecuencia "Freq_Sub_VI". En cuanto a la segunda y tercera gráficas, se utiliza directamente el arreglo que se obtiene de la medición de la variable mecánica, sin embargo, en la segunda gráfica se tiene un mayor número de puntos al analizar todo el arreglo por cada filo de subida que contiene a diferencia de la tercera que analiza por ventana de datos.

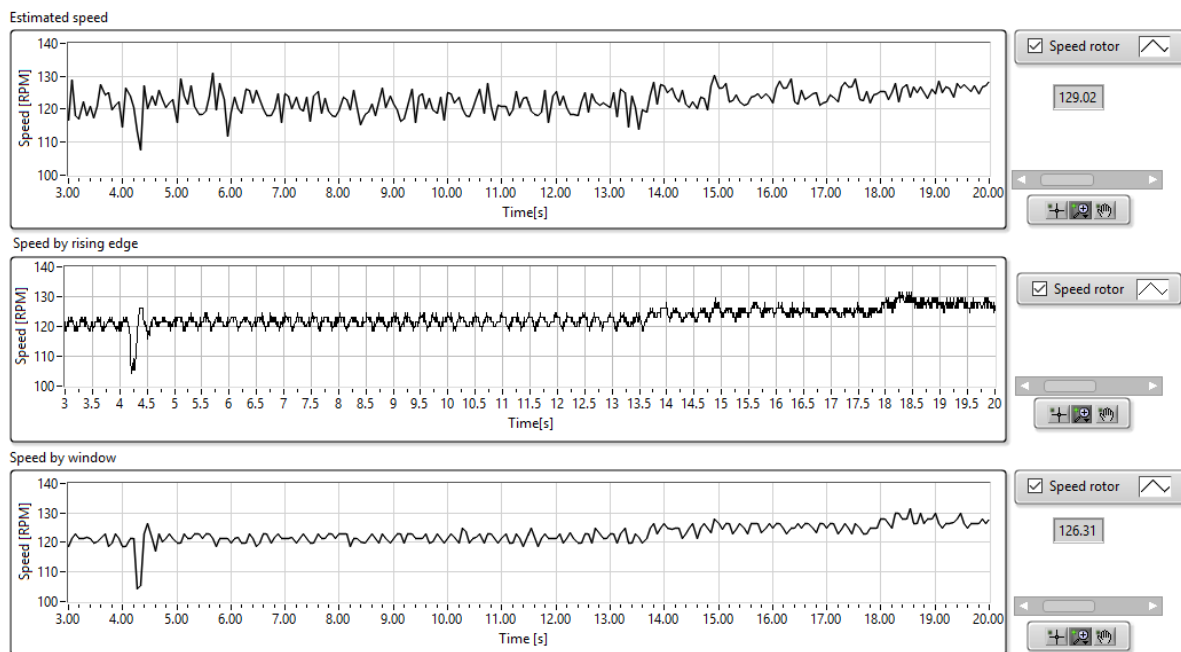


Fig.5.20 Visualización en el tiempo de la velocidad en la segunda prueba con tres distintas formas de cálculo en la segunda prueba (conexión asíncrona).

5.5 PRUEBAS DEL CONTROL DE POTENCIA ACTIVA EN UNA CONEXIÓN SINCRONA

5.5.1 Sintonización del control PI

Un paso importante en la implementación del control de potencia activa, es su sintonización. Existen diversos métodos, pero como se ha descrito anteriormente, en este trabajo, debido que no se conocen con exactitud los parámetros que permitan simular de manera correcta todos los modos de operación del VFT, se emplea el primer método de sintonización de Ziegler-Nichols (una descripción más detallada se encuentra en el Apéndice C). Este método permite conocer los valores de ganancia

proporcional del controlador K_c , del tiempo integral T_i y del tiempo derivativo T_d , mediante la respuesta de la planta ante un escalón unitario y comúnmente se aplica cuando se desconoce su modelo [Ogata, 2010]. En general las reglas de sintonización que se presentan en la literatura proporcionan un punto de partida para iniciar una sintonización manual fina de la planta y sus controles; gracias a las ventajas que presenta el desarrollo de aplicaciones en *LabVIEW*® esta sintonización fina se efectúa en línea.

El sistema desarrollado se diseñó para transferir potencia en ambos sentidos (estator-rotor o rotor-estator) y esta selección se indica en el panel frontal de la aplicación en el RTOS; una vez que se selecciona el sentido del flujo de potencia, el resto del programa se ejecuta. De esta forma se tienen en realidad dos lazos de control de potencia activa: el primer lazo en la transferencia de potencia Rotor-Estator, en la que la PV es la potencia activa del rotor y el segundo lazo en la transferencia de potencia Estator-Rotor, donde la PV es la potencia activa del estator. Debido a esta consideración, se deben efectuar dos sintonizaciones, una para cada dirección.

En el capítulo 3 se realizaron pruebas de transferencia de potencia en ambos sentidos; experimentalmente se incrementó el flujo de potencia, sin violar ninguno de los valores nominales del sistema rotatorio, y el valor máximo de transferencia que se presenta en esas pruebas es alimentando la armadura de la máquina de CD en aproximadamente en ± 9 V. Este valor de tensión en la armadura presenta los valores de corriente que se indican en la Tabla 5.3, donde se observa que aún tiene holgura con respecto a los valores nominales de diseño; sin embargo, debido a la baja capacidad de auto enfriamiento de la máquina trabajando como *VFT*, se considera que éste es el valor adecuado para efectuar la sintonización, y además el valor en que se configura la fuente de la armadura en la máquina de CD.

Tabla 5.3 Comparación entre los valores nominales del sistema rotatorio y los valores de transferencia de potencia medidos.

Máquina de CD				Máquina de inducción de rotor devanado			
Tensión de campo (V)	Tensión de armadura (V)	Corriente de campo (A)	Corriente de armadura (A)	Tensión de estator (V)	Tensión de rotor (V)	Corriente de estator (A)	Corriente de rotor (A)
Valores nominales							
220	220	0.30	13.1	220	95.23	13	28.73
Transferencia de potencia de rotor a estator							
232.37	-9.06	0.25	-5.89	225.42	102.26	9.37	10.15
Transferencia de potencia de estator a rotor							
232.60	8.97	0.25	5.82	224.09	99.07	6.04	9.60

5.5.1.1 Sintonización del control de potencia activa Rotor-Estator

Se efectúa la prueba de respuesta al escalón, obteniendo las curvas de potencia activa que se muestran en la Fig.5.21a; la potencia en el rotor en este caso es la PV que se emplea para obtener las constantes.

El cálculo de las constantes para iniciar la sintonización manual fina se obtiene por medio de un programa en *MATLAB*® que se muestra en el apéndice C. La curva en forma de "s" que se obtiene de la respuesta es aproximada con un polinomio de tercer grado empleando los puntos de la medición. Se obtiene el punto de inflexión de la curva aproximada y la tangente a este, de esta forma la tangente corta al margen inferior y superior como se observa en la Fig.5.21b y es posible conocer el valor de L y T que dependiendo del tipo de control seleccionado en el programa calcula las constantes K_c , T_i y T_d .

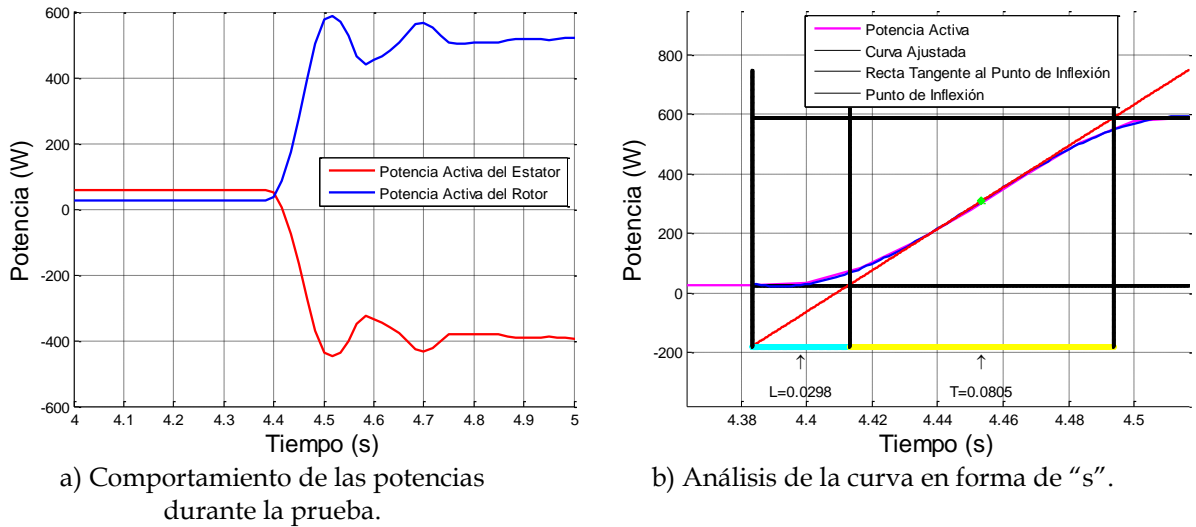


Fig.5.21 Respuesta de la planta ante un escalón con flujo e potencia Rotor-Estator.

Del análisis de la respuesta se obtienen los valores mostrados de (5.7) a (5.11) seleccionado un control PI.

$$T = 0.0805 \text{ s} = 0.0013 \text{ min} \quad (5.7)$$

$$L = 0.0298 \text{ s} = 0.0005 \text{ min} \quad (5.8)$$

$$K_c = 2.4302 \quad (5.9)$$

$$T_i = 0.0017 \text{ min} \quad (5.10)$$

$$T_d = 0 \text{ min} \quad (5.11)$$

La Fig.5.22 ilustra lo que sucede cuando se colocan directamente los parámetros obtenidos por el método de sintonización. Se efectúa la sintonización en línea con estos parámetros como punto de partida, obteniendo los nuevos valores de las constantes K_c y T_i del control como se muestra en (5.12) y (5.13).

$$K_c = 0.0560 \quad (5.12)$$

$$T_i = 0.0020 \text{ min} \quad (5.13)$$

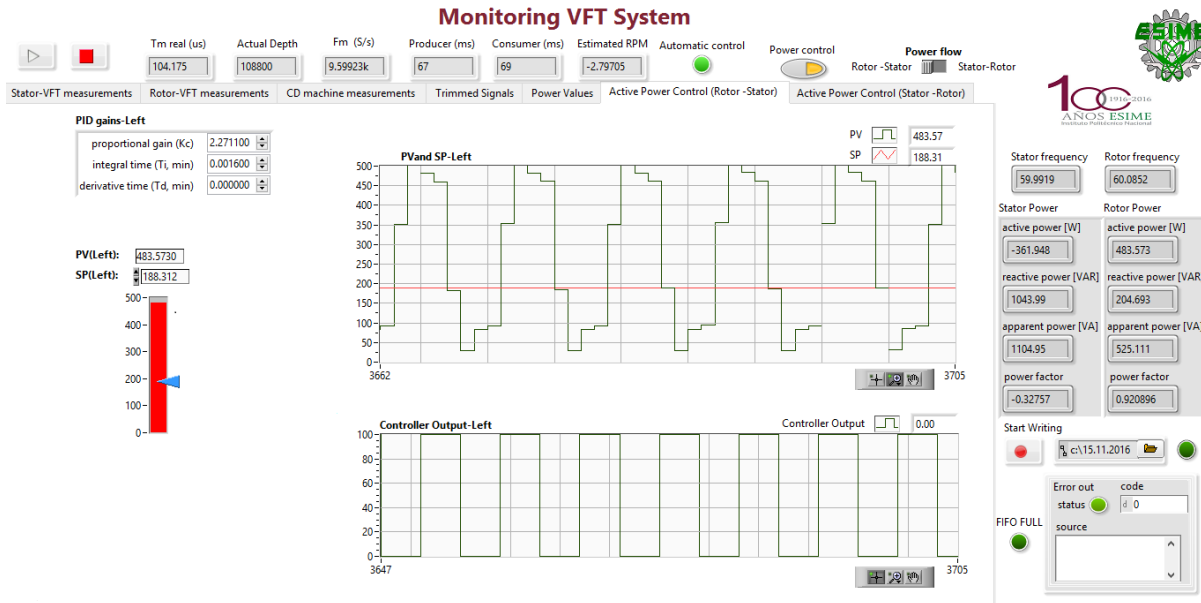
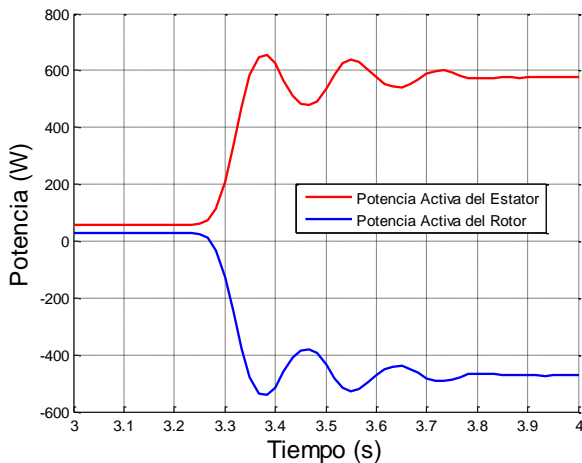


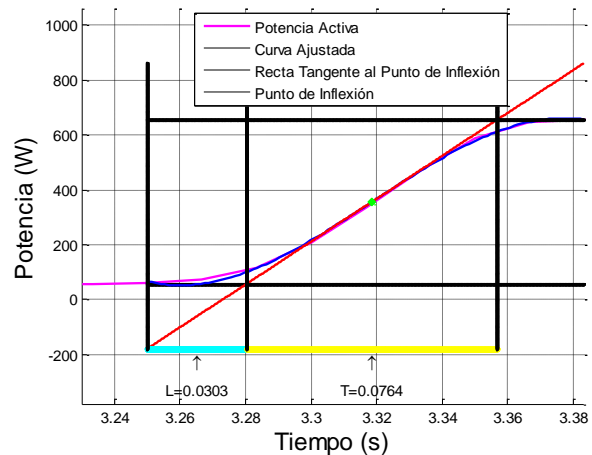
Fig.5.22 Panel frontal de la aplicación en RTOS al iniciar la sintonización fina.

5.5.1.2 Sintonización del control de potencia activa Estator-Rotor

Para efectuar la sintonización del control de potencia activa Estator-Rotor se realiza el mismo procedimiento, se introduce el escalón de tensión en la armadura de la máquina de CD obteniendo las curvas de potencia que se muestran en la Fig.5.23a; el análisis de la respuesta se ilustra en la Fig.5.23b en la que se observan con claridad los elementos relevantes del análisis que son: la curva aproximada, el punto de inflexión de dicha curva y la recta tangente al punto de inflexión, así como el lugar en que corta el margen superior e inferior esta recta.



a) Comportamiento de las potencias durante la prueba.



b) Análisis de la curva en forma de "s".

Fig.5.23 Respuesta de la planta ante un escalón con flujo e potencia Estator-Rotor.

El análisis de la respuesta con el programa desarrollado proporciona los valores del controlador mostrados de (5.14) a (5.18).

$$T = 0.0764 \text{ s} = 0.0013 \text{ min} \quad (5.14)$$

$$L = 0.0303 \text{ s} = 0.0005 \text{ min} \quad (5.15)$$

$$K_c = 2.2711 \quad (5.16)$$

$$T_i = 0.0017 \text{ min} \quad (5.17)$$

$$T_d = 0 \text{ min} \quad (5.18)$$

Al realizar la sintonía fina se obtienen nuevos valores de K_c y T_i como se muestra en (5.19) y (5.20).

$$K_c = 0.0560 \quad (5.19)$$

$$T_i = 0.0020 \text{ min} \quad (5.20)$$

5.5.2 Control de potencia de rotor a estator

Con el sistema sintonizado se procede a realizar básicamente dos pruebas para corroborar su correcto funcionamiento; la primera prueba es realizar un cambio en la referencia ("Set Point", SP) y verificar que el sistema siga la nueva referencia de manera adecuada. En la Fig.5.24 se muestran cinco cambios de SP en el canal VFT transfiriendo potencia con un flujo Rotor-Estator. Se sigue un esquema de referencia en escalón como se muestra en la Tabla 5.4.

Tabla 5.4 Esquema de potencia en el rotor durante la transferencia Rotor-Estator con control PI.

Referencia (W)	Tiempo (s)
100	4
200	14
300	24.50
400	32.50
500	38.75

Se puede observar el correcto funcionamiento tras diversos cambios de la referencia en la transferencia de potencia activa en una conexión síncrona. En la Fig.5.25 se muestra el comportamiento de las potencias aparente y reactiva durante la prueba, mientras que en la Fig.5.26 se ilustra el comportamiento de las tendencias RMS y promedio de las 16 variables eléctricas del canal VFT.

La segunda prueba consiste en probar la reacción del control ante disturbios, en la Fig.5.27 se observa la conexión que se realizó para esta prueba en la que se conecta una carga resistiva variable del lado del rotor.

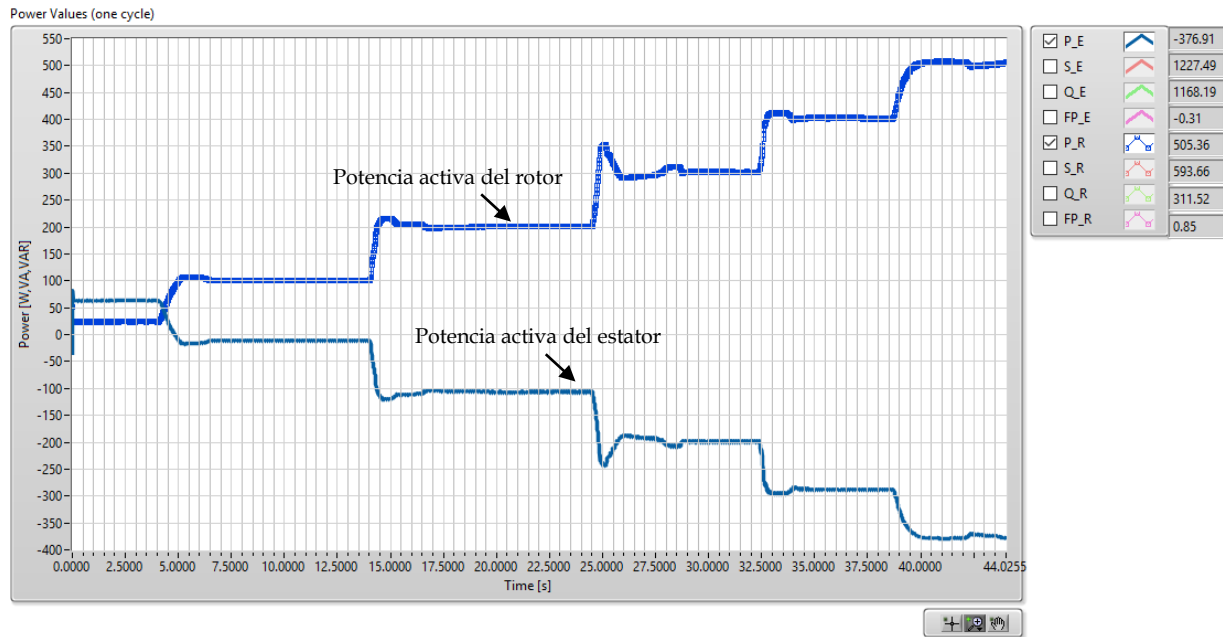


Fig.5.24 Comportamiento de la potencia activa en el canal VFT durante los cambios de la referencia (SP) con el control PI (vista de la aplicación fuera de línea, flujo Rotor-Estator).

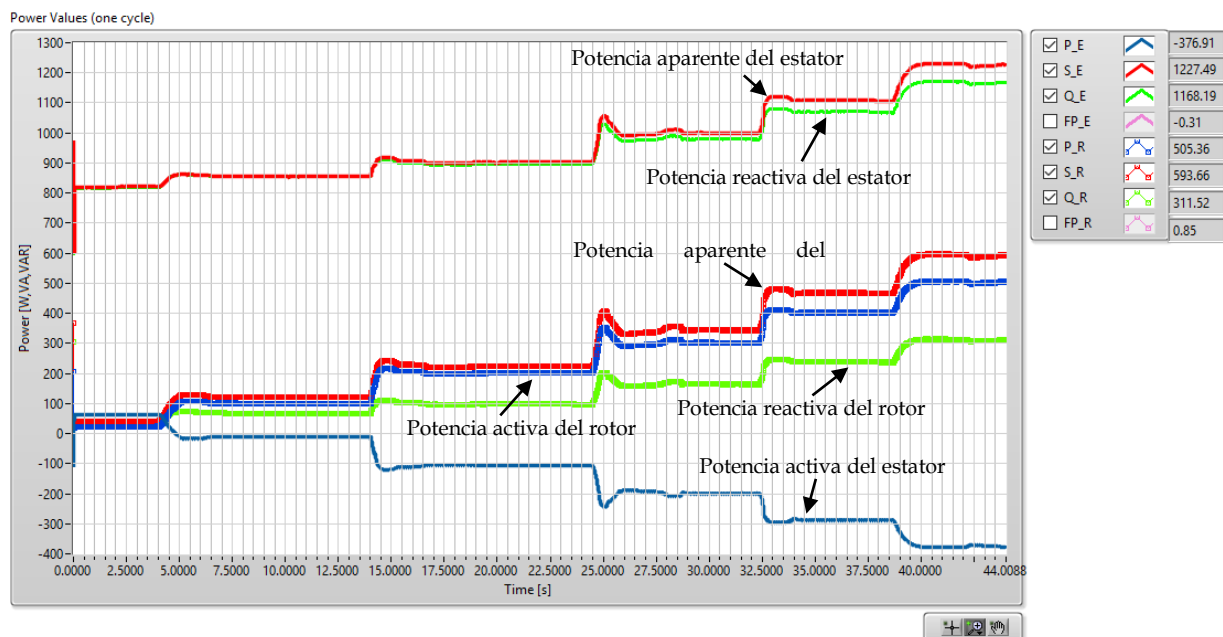


Fig.5.25 Comportamiento de la potencia activa, reactiva y aparente en el canal VFT durante los cambios de SP con el control PI (vista de la aplicación fuera de línea, flujo Rotor-Estator).

La conexión efectuada se realiza mediante la carga resistiva que se muestra en la Fig.5.28, esta carga es trifásica de 220 V de tensión nominal con conexión estrella y tiene un alcance máximo de 20 A. Es posible obtener diversas combinaciones de carga debido a que cuenta con dos perillas de 4 A, una de 8 A, una de 2 A y dos de 1 A (de las cuales una es posible regularla entre el rango de 0.4-1 A).

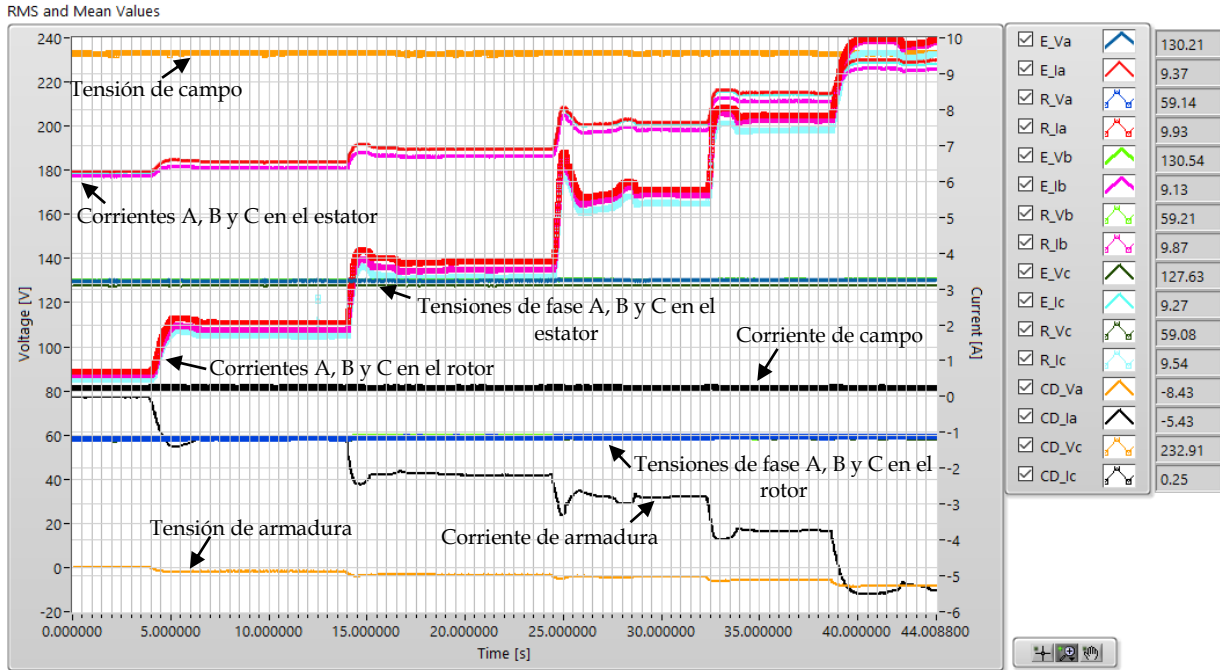


Fig.5.26 Comportamiento de las tendencias RMS y promedio de las 16 variables del canal VFT durante los cambios de SP con el control PI (vista de la aplicación fuera de línea, flujo Rotor-Estator).

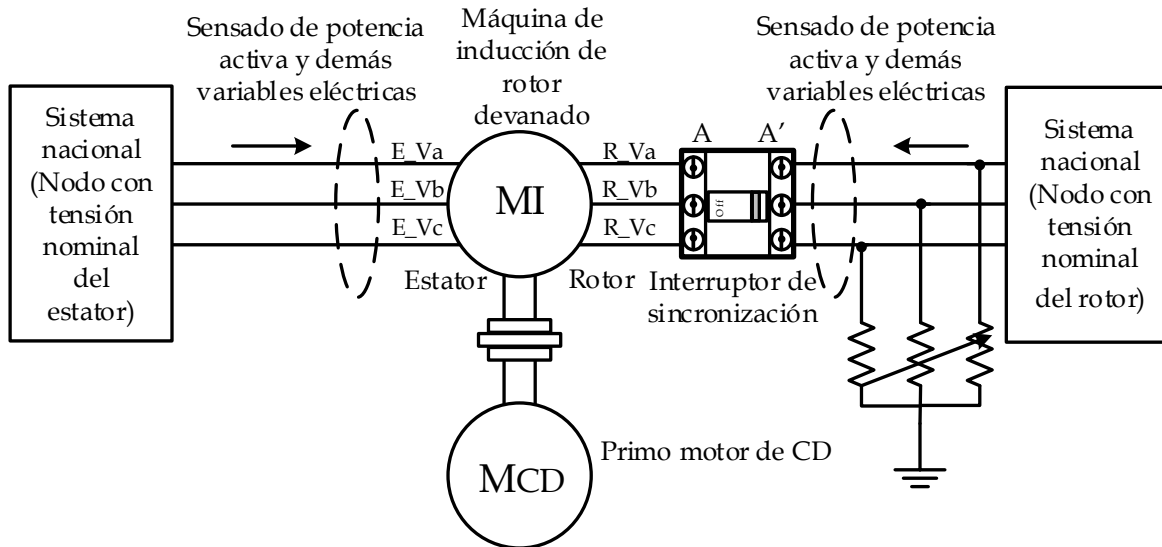


Fig.5.27 Diagrama de conexión del canal VFT en la segunda prueba del control PI (flujo Rotor- Estator).

Se coloca el SP en 300 W y se comienzan al introducir diversos valores de carga como se observa en la Fig.5.29, el orden de las perillas que se introduce se muestra en la Tabla 5.5, donde se indica si entran o salen de operación y en qué tiempo. El comportamiento de las potencias denota que el controlador está actuando de manera correcta cuando se presentan disturbios en el sistema rotatorio.



Fig.5.28 Carga resistiva empleada en la segunda prueba del control PI.

El comportamiento que presentan la potencia activa, reactiva y aparente se ilustra en la Fig.5.30, mientras que en la Fig.5.31, se observa el comportamiento de las 16 variables eléctricas medidas durante la prueba presentando la tendencia RMS y promedio de estas.

Tabla 5.5 Esquema de carga en el rotor durante la transferencia Rotor-Estator con control PI.

Perillas		Tiempo (s)
En operación	Fuera de operación	
8	-	12.47
-	8	21.04
2	-	22.56
8 y 1	-	29.45
4	-	30.10
4	-	39.10

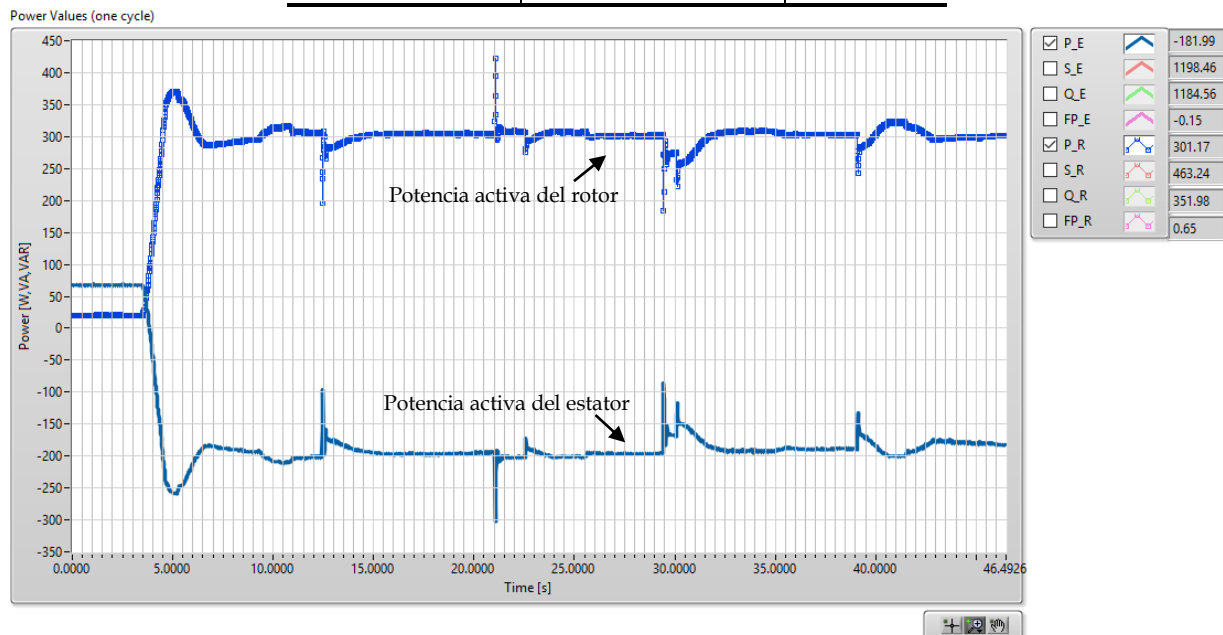


Fig.5.29 Comportamiento de la potencia activa del canal VFT durante los cambios de carga con el control PI (vista de la aplicación fuera de línea, flujo Rotor-Estator).

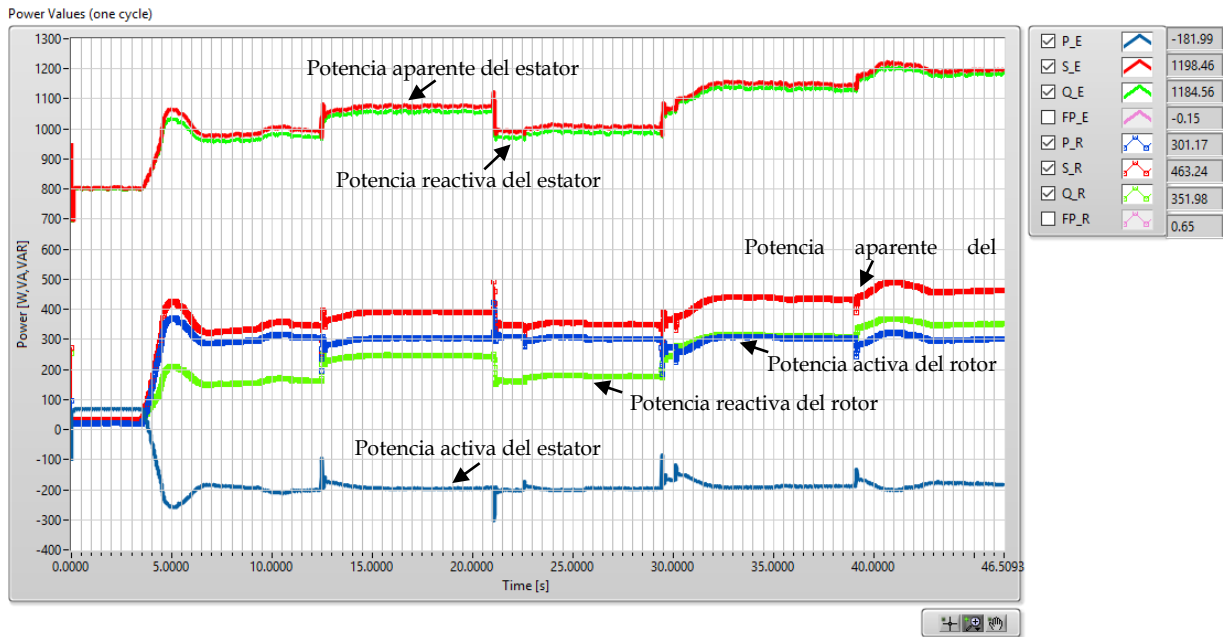


Fig.5.30 Comportamiento de la potencia activa, reactiva y aparente en el canal VFT los cambios de carga con el control PI (vista de la aplicación fuera de línea, flujo Rotor-Estator).

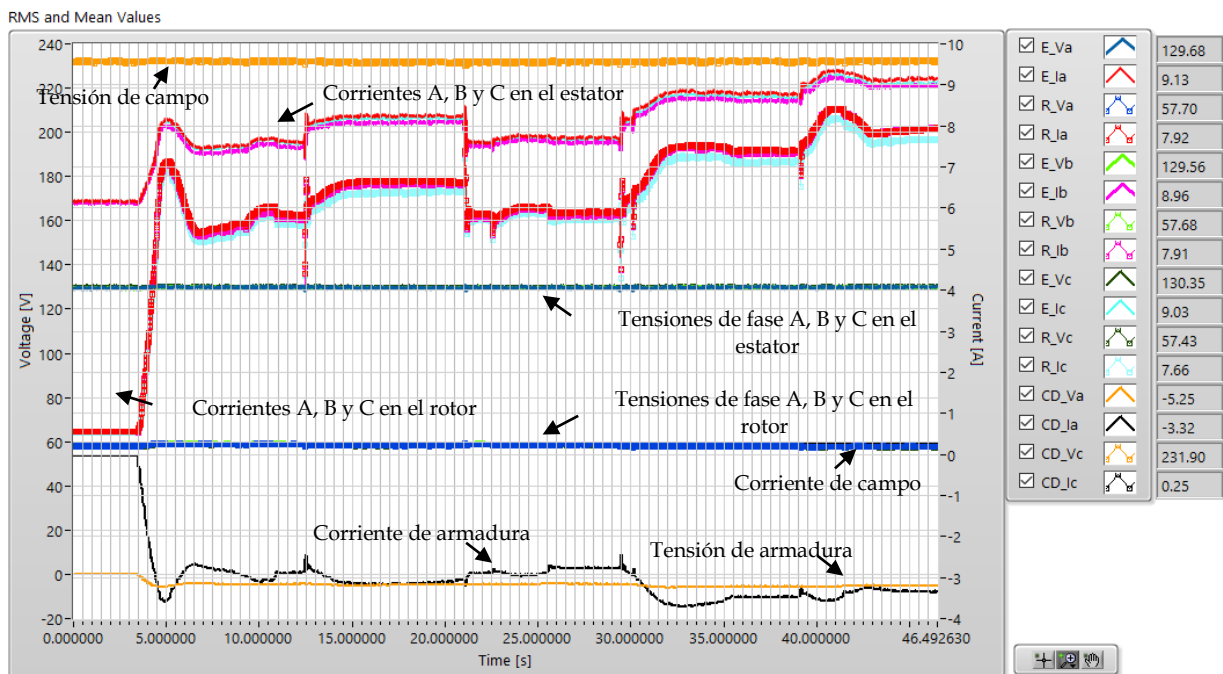


Fig.5.31 Comportamiento de las tendencias RMS y promedio de las 16 variables del canal VFT durante los cambios de carga con el control PI (vista de la aplicación fuera de línea, flujo Rotor-Estator).

5.5.3 Control de potencia de estator a rotor

Básicamente las pruebas que se realizan al control en el sentido Estator-Rotor son las mismas, en la Fig.5.32 se aprecia la prueba de cambio de SP con un esquema en escalón como se muestra en la Tabla 5.6.

Tabla 5.6 Esquema de potencia en el estator durante la transferencia Estator-Rotor con control PI.

Referencia (W)	Tiempo (s)
100	4
200	10.45
300	26.98
400	36
500	43.12
250	51.18

La Fig.5.33 muestra el comportamiento de las potencias activa, reactiva y aparente durante la prueba de cambio de SP al control PI con un sentido Estator-Rotor, mientras que en la Fig.5.34 se ilustra el comportamiento de las tendencias RMS y promedio de las 16 variables eléctricas del canal VFT.

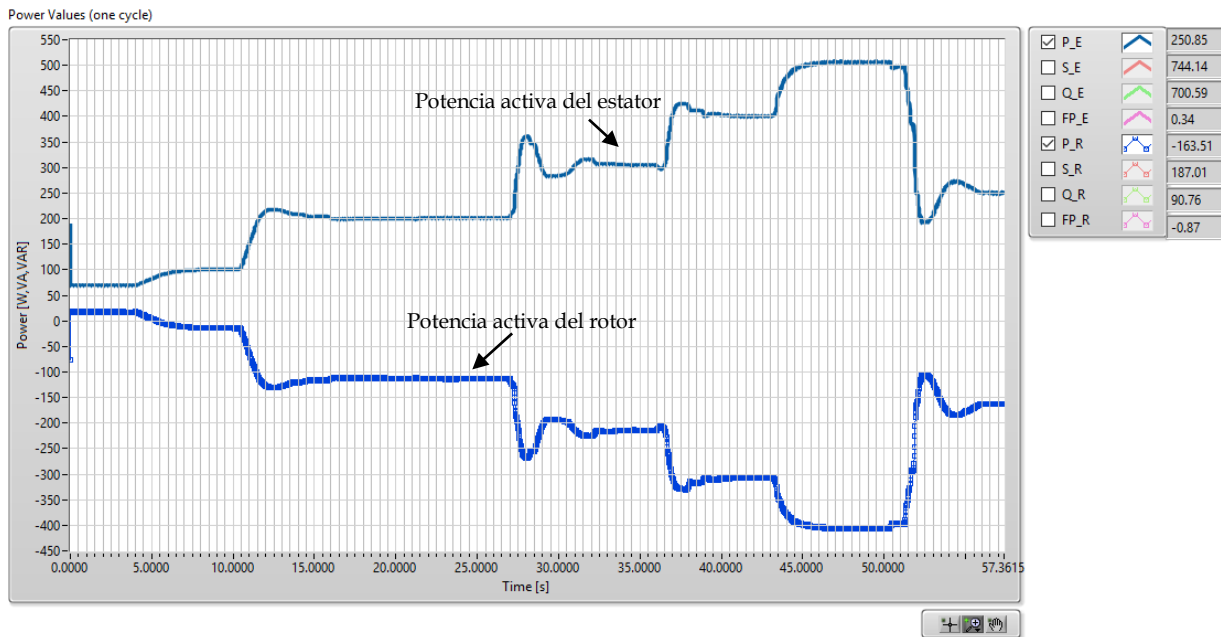


Fig.5.32 Comportamiento de la potencia activa en el canal VFT durante los cambios de SP con el control PI (vista de la aplicación fuera de línea, flujo Estator- Rotor).

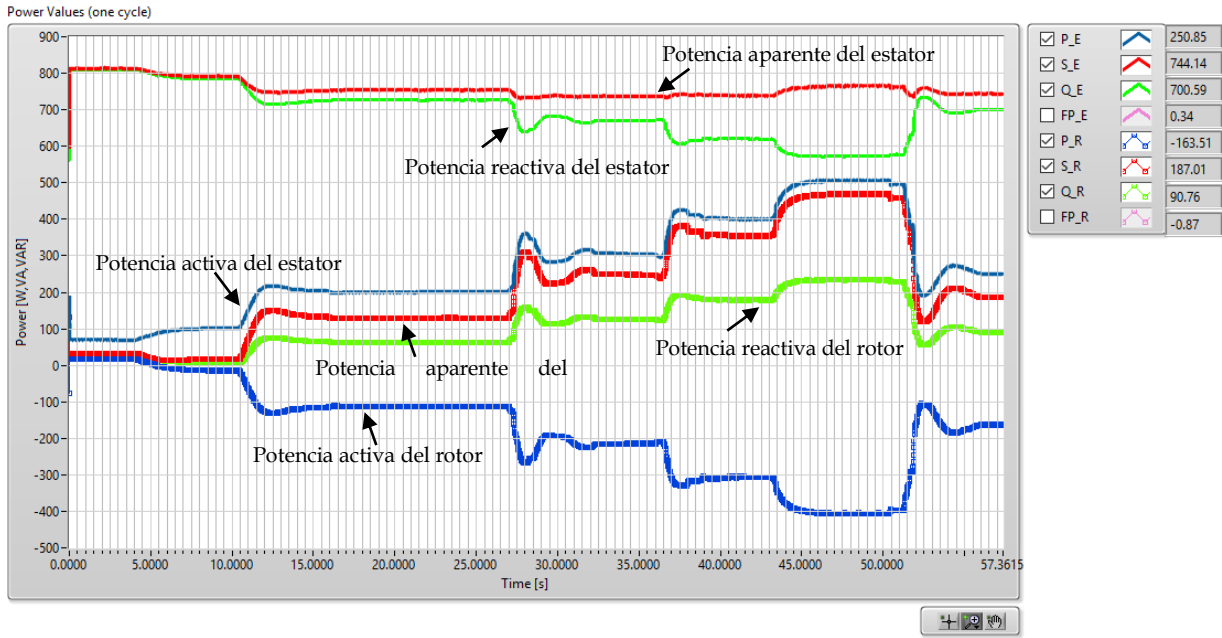


Fig.5.33 Comportamiento de la potencia activa, reactiva y aparente en el canal VFT durante los cambios de SP con el control PI (vista de la aplicación fuera de línea, flujo Estator-Rotor).

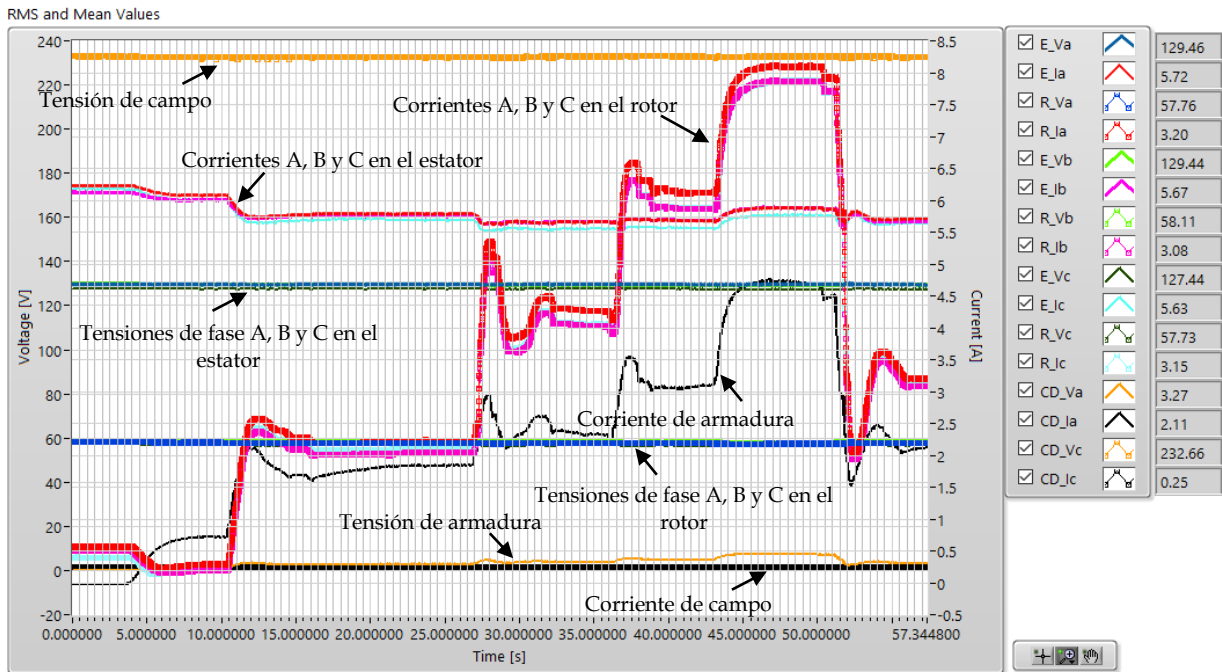


Fig.5.34 Comportamiento de las tendencias RMS y promedio de las 16 variables del canal VFT durante los cambios de SP con el control PI (vista de la aplicación fuera de línea, flujo Estator-Rotor).

La segunda prueba que se le efectúa al control PI con flujo Estator-Rotor es sometiéndolo a disturbios, en esta prueba de igual manera se conecta la carga

resistiva variable, sin embargo, en esta ocasión se conecta en el estator de la máquina como se observa en la Fig.5.35.

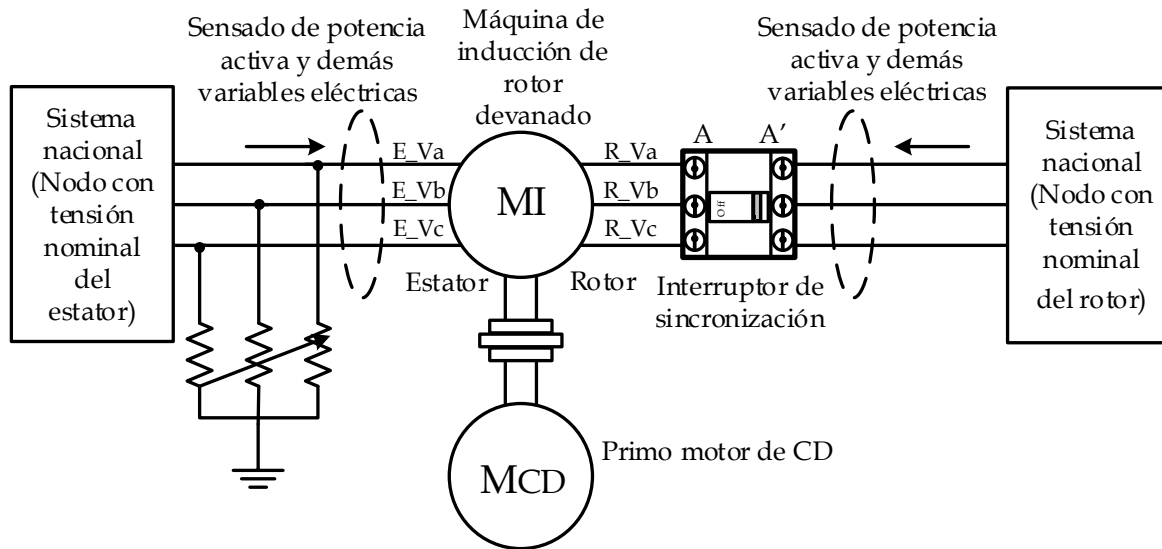


Fig.5.35 Diagrama de conexión del canal VFT en la segunda prueba del control PI (flujo Estator-Rotor).

En la Tabla 5.7 se denotan la combinación de perillas que entran o salen de operación y en qué tiempo suceden estas acciones, mientras que en la Fig.5.36 se observa el comportamiento de la potencia activa en el canal VFT durante esta prueba.

Tabla 5.7 Esquema de carga en el estator durante la transferencia Estator-Rotor con control PI.

Perillas		Tiempo (s)
En operación	Fuera de operación	
8 y 4	-	2.70
4 y 2	-	11.50
1 y 1	-	21.20
-	8, 4, 4, 2, 1 y 1	32.70

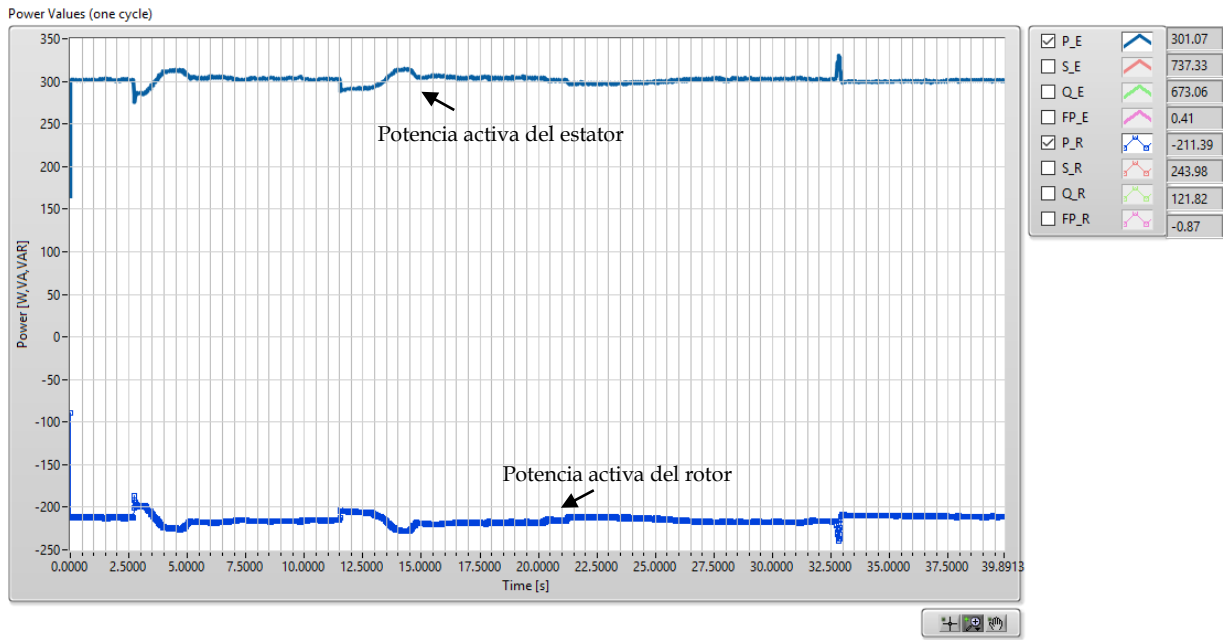


Fig.5.36 Comportamiento de la potencia activa del canal *VFT* durante los cambios de carga con el control PI (vista de la aplicación fuera de línea, flujo Estator-Rotor).

Adicionalmente el comportamiento de las potencias activa, reactiva, y aparente en el canal se muestran en la Fig.5.37 y las tendencias RMS y promedio de las 16 variables eléctricas medidas se muestran en la Fig.5.38.

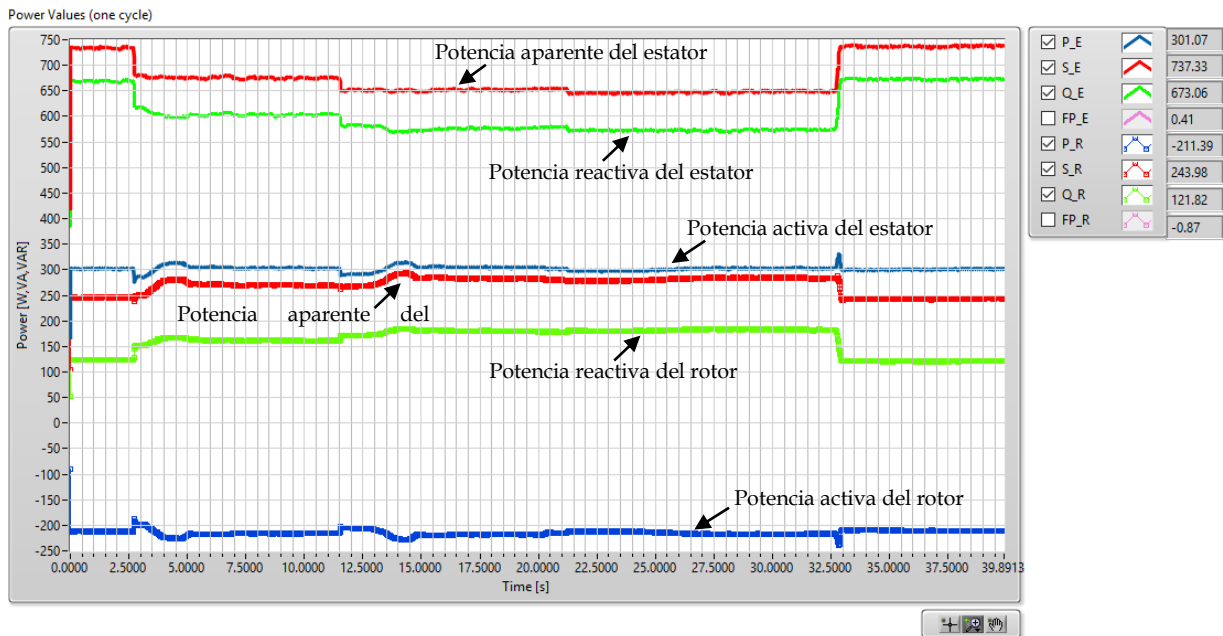


Fig.5.37 Comportamiento de la potencia activa, reactiva y aparente en el canal *VFT* los cambios de carga con el control PI (vista de la aplicación fuera de línea, flujo Estator-Rotor).

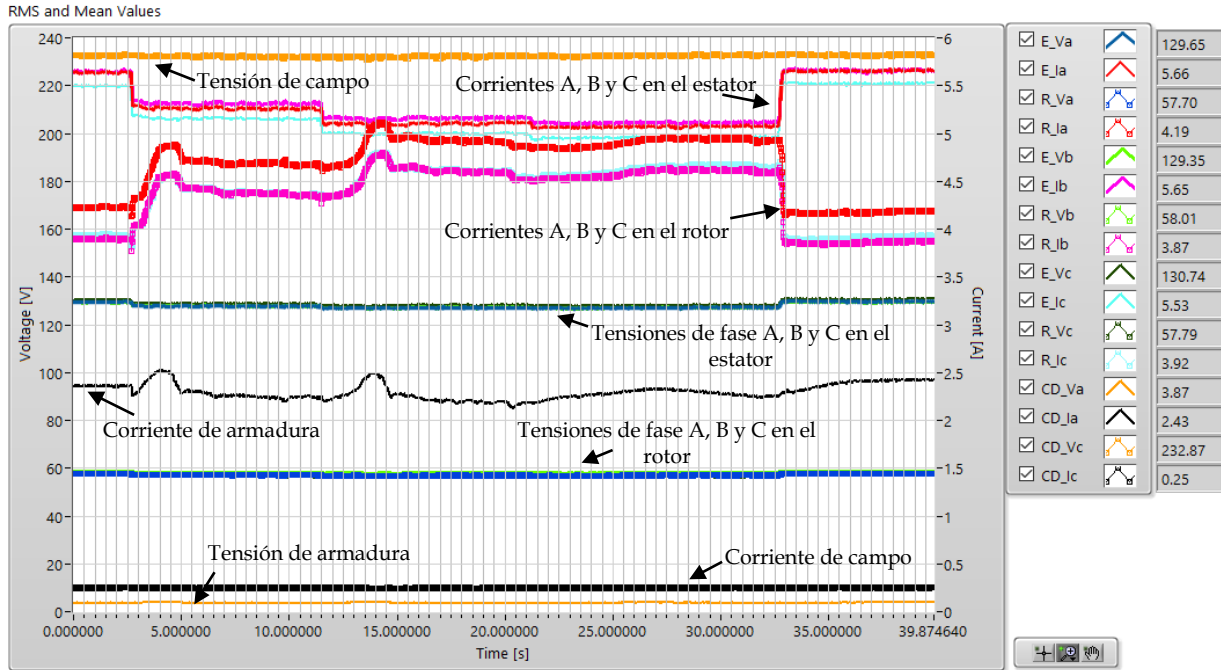
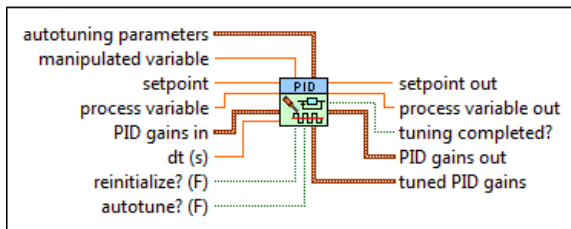


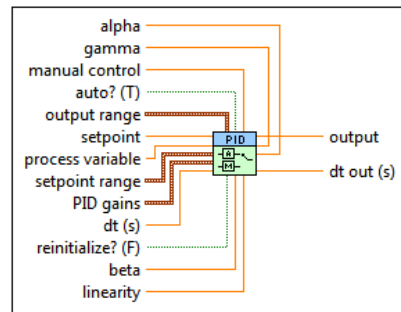
Fig.5.38 Comportamiento de las tendencias RMS y promedio de las 16 variables del canal VFT durante los cambios de carga con el control PI (vista de la aplicación fuera de línea, flujo Estator-Rotor).

5.5.4 Sintonización automática en línea

Como se ha mencionado con anterioridad *LabVIEW*® proporciona una gama de funciones para control en el RTOS, una de las cuales permite efectuar sintonizaciones automáticas en línea. Con la finalidad de mejorar la respuesta del control se modifica la segunda parte del ciclo consumidor de la aplicación desarrollada como se muestra en la Fig.5.40, en la que se observa básicamente dos bloques nuevos que sustituyen el bloque "PID"; estos bloques son: "PID Online Autotuning" (ver Fig.5.39a) y "PID Advanced" (ver Fig.5.39b).



a) Bloque "PID Online Autotuning" de *LabVIEW*®.



b) Bloque "PID Advanced" de *LabVIEW*®.

Fig.5.39 Bloques incorporados para la sintonización automática en línea.

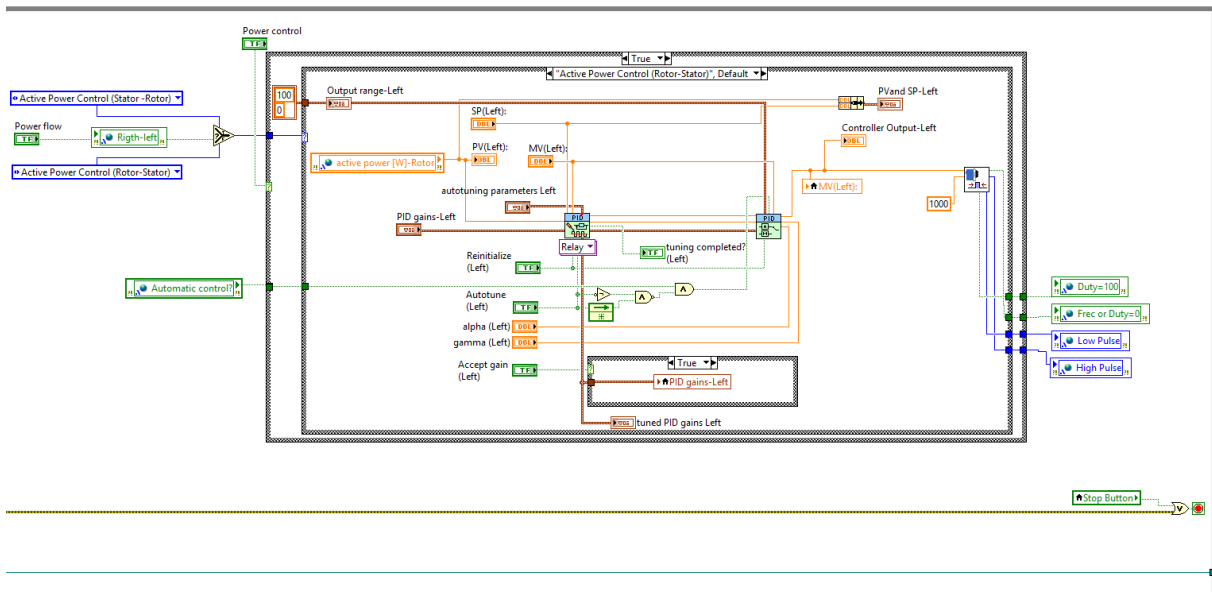


Fig.5.40 Diagrama de bloques en LabVIEW® de la segunda parte del ciclo consumidor con la función de sintonización automática.

El bloque “PID Advanced” cuenta con el algoritmo PID descrito con anterioridad, sin embargo, a diferencia del bloque “PID” este cuenta con algunas funciones avanzadas como la transición de control automático a manual, acción integral no lineal, control de dos grados de libertad y control de errores al cuadrado. En la aplicación desarrollada solo se utiliza la función de transición entre control automático y manual [NI, 2016].

El bloque “PID Online Autotuning” es implementado para obtener nuevos parámetros del controlador PI, los cuales son calculados con la técnica seleccionada de sintonización en línea. Este bloque cuenta con cuatro técnicas [NI, 2016]:

- *Step Open Loop.* Esta técnica emplea una prueba escalón de lazo abierto en línea a la planta y asume que puede obtener los parámetros del controlador modelando la planta como un retraso de primer orden y un tiempo muerto puro [NI, 2016].
- *Step Closed Loop.* Esta técnica emplea una prueba de escalón de lazo cerrado en línea a la planta. Además es más precisa y encuentra en menor tiempo la respuesta de estado estable de la planta en comparación con la técnica de lazo abierto. En esta prueba se aplica la respuesta de *Step Open Loop* en lazo cerrado y se recalcula la dinámica de la planta eliminando la ganancia de lazo cerrado [NI, 2016].
- *Relay Feedback.* Esta técnica utiliza una prueba encendido y apagado con la que determina la ganancia y la frecuencia finales. Es una modificación de la prueba de lazo cerrado, sin embargo, es más eficiente para sistemas con grandes constantes de tiempo, además incorpora la histéresis de la planta para disminuir el ruido [NI, 2016].

- *PID Relay*. Esta técnica conecta un relé (elemento que produce cambios de estado) y una señal extra de retroalimentación con la referencia y mantiene el controlador en el lazo con el relé como se observa en la Fig.5.41 [NI, 2016].

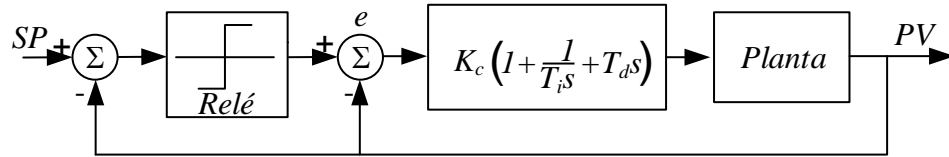


Fig.5.41 Diagrama de bloques de la técnica “PID Relay” (adaptada de [NI, 2016]).

Todas las técnicas de auto sintonización emplean el método heurístico de Ziegler-Nichols, sin embargo, se tienen tres formas de cálculo de los parámetros con base en la selección de la respuesta deseada: rápida, normal y lenta (ver apéndice C).

Con la configuración anterior del ciclo consumidor era posible seleccionar si el control era automático o manual por medio de selectores de casos en el diagrama de bloques, ahora que esta función es reemplazada por el bloque “PID Advanced”, es necesario inicializar la variable MV (Variable Manipulada o “Manipulated Variable” por sus siglas en Inglés) en la programación de la aplicación en el RTOS como se muestra en la Fig.5.42 para asegurar que cada que se ejecute la aplicación comience en cero. Esta variable es la salida del controlador que permite variar el ciclo útil cuando se encuentra seleccionado el control manual.

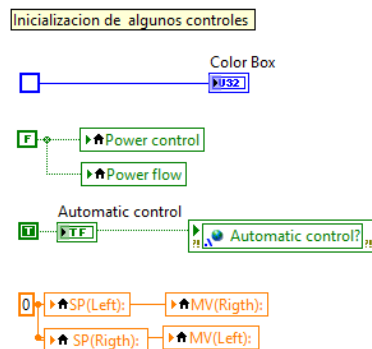


Fig.5.42 Inicialización de la variable MV.

La sintonización automática en línea se efectúa con la técnica “Relay Feedback”, se realiza esta selección debido a que la constante de tiempo de respuesta de la planta es relativamente grande. En la Fig.5.43 se observa el efecto de esta prueba, en la que inicialmente se tienen valores obtenidos con la sintonización manual final. Se coloca el sistema en un estado estable y se inicia la sintonización automática en línea, considerando que el controlador es PI y la respuesta deseada es rápida.

La Fig.5.44 muestra un panorama general de la prueba de sintonización automática, en la que se observa que inicialmente el sistema oscila hasta obtener los nuevos parámetros del controlador, en $t = 41$ s se le indica a la aplicación del RTOS que los parámetros calculados se aceptan como los nuevos parámetros del controlador (ver

ecuaciones (5.21) y (5.22)) y se detiene la sintonización automática, en seguida el controlador actúa con los nuevos parámetros en los cambios de referencia que se muestran en la Fig.5.44.

$$K_c = 0.085903 \quad (5.21)$$

$$T_i = 0.007256 \text{ min} \quad (5.22)$$

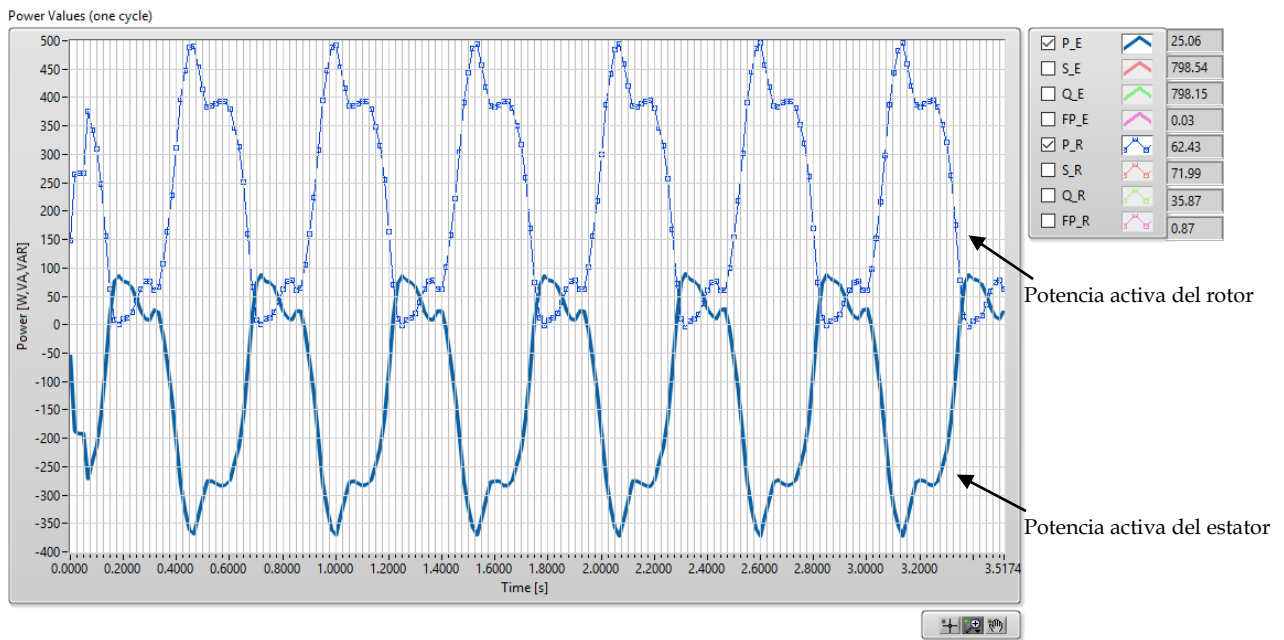


Fig.5.43 Oscilaciones de la planta en la sintonización automática.

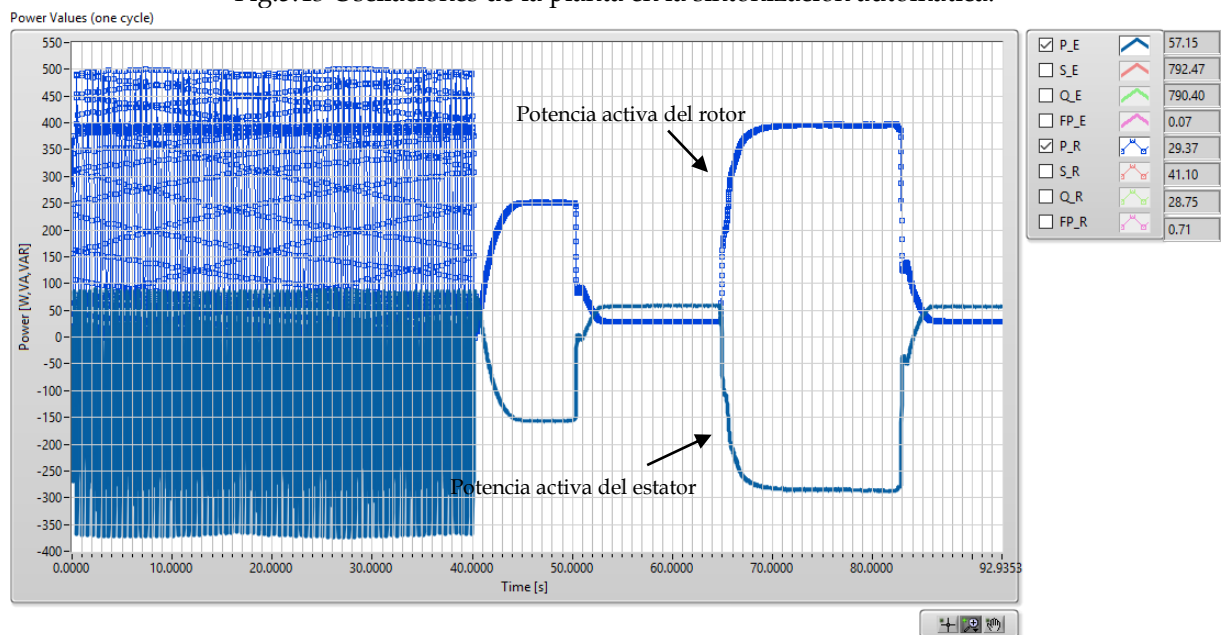


Fig.5.44 Prueba de sintonización automática en línea.

La sintonización automática se efectúa con una transferencia de potencia Rotor-Estator, sin embargo, los nuevos parámetros del controlador se emplean en ambos

sentidos de transferencia, ya que como se observó en la sintonización manual fina estos son iguales.

5.5.4.1 Control de potencia de rotor a estator con la sintonización automática

Se efectúan pruebas al control bajo las mismas condiciones empleando los parámetros del controlador obtenidos con la sintonización manual fina y con la automática en línea.

Se analiza inicialmente la respuesta del controlador con transferencia de potencia Rotor-Estator, dos pruebas se efectúan para poder comparar la respuesta de la planta con ambos parámetros: cambio de referencia y cambios de carga en el rotor. El cambio de referencia se efectúa con siete pasos: 100, 200, 300, 400 y 465 W. La Fig.5.45 muestra el comportamiento de la potencia activa durante la prueba con los parámetros del controlador obtenidos con la sintonización manual fina, mientras que en la Fig.5.46 se ilustra el comportamiento con los parámetros obtenidos de la sintonización automática en línea.

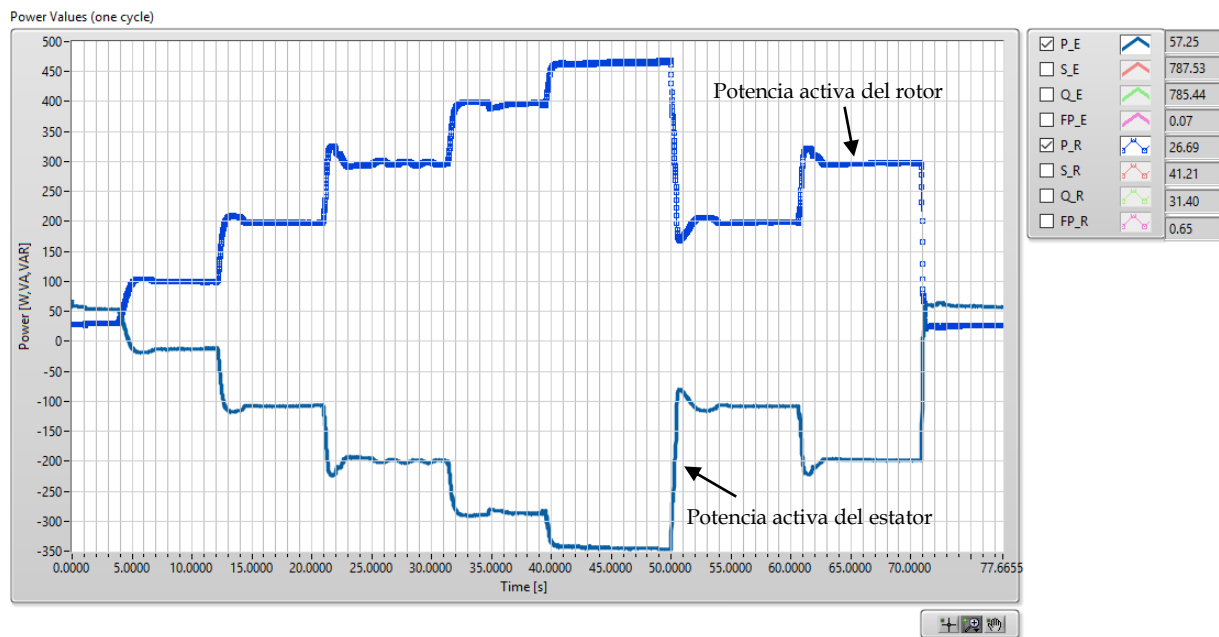


Fig.5.45 Cambios de referencia con los parámetros de la sintonización manual fina (Rotor-Estator).

El cambio de carga se efectúa de igual manera con ambos parámetros siguiendo una secuencia como se muestra en la Tabla 5.8. La Fig.5.47 ilustra el comportamiento de la potencia activa en el VFT durante esta prueba con los parámetros obtenidos con la sintonización manual fina, mientras que en la Fig.5.48 se observa el comportamiento con los parámetros obtenidos de la sintonización automática en línea.

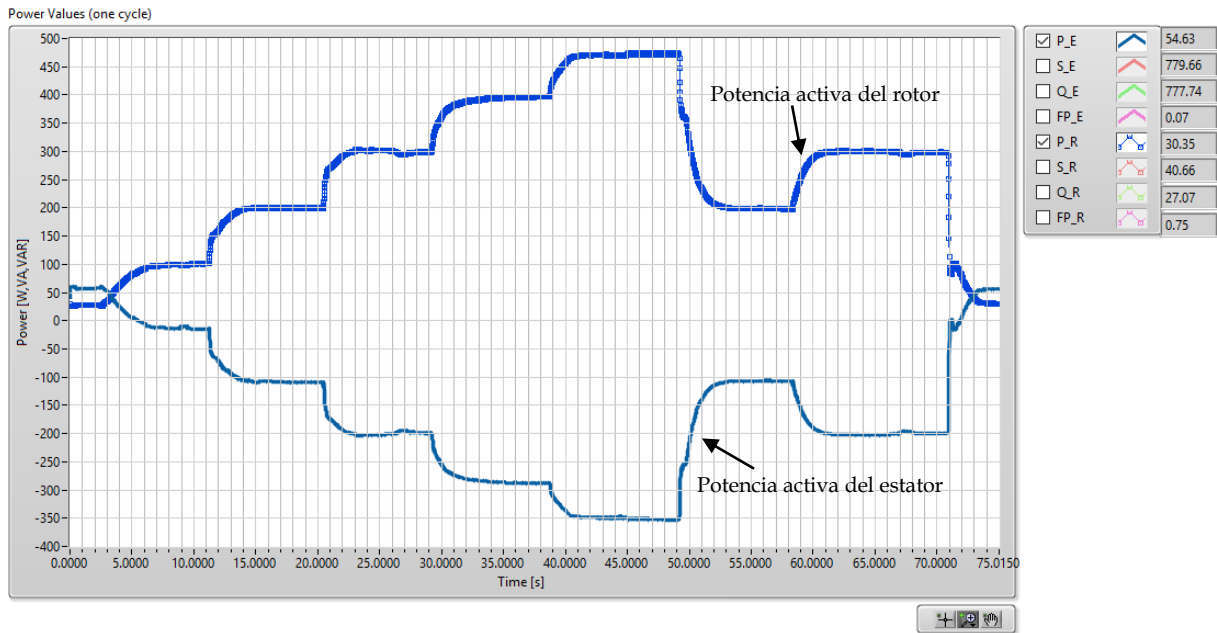


Fig.5.46 Cambios de referencia con los parámetros de la sintonización automática (Rotor-Estator).

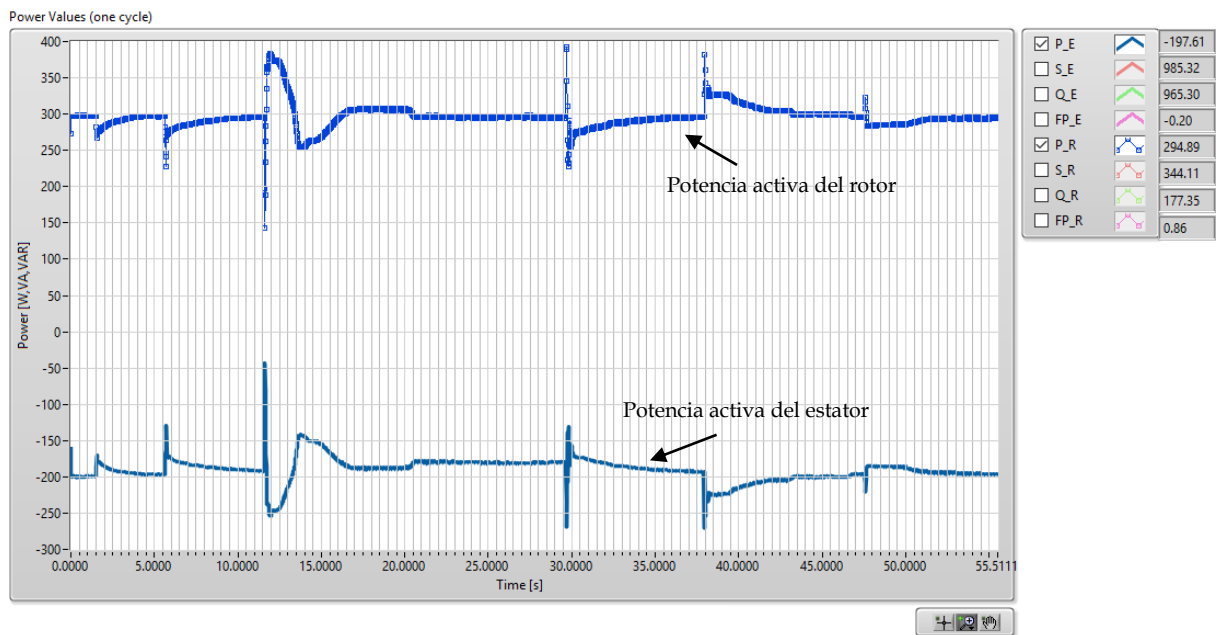


Fig.5.47 Cambios de carga con los parámetros de la sintonización manual fina (Rotor-Estator).

Tabla 5.8 Esquema de carga en el rotor. Transferencia Rotor-Estator con control PI.

Perillas	
En operación	Fuera de operación
2	-
6	-
12	-
-	12
-	6
-	2

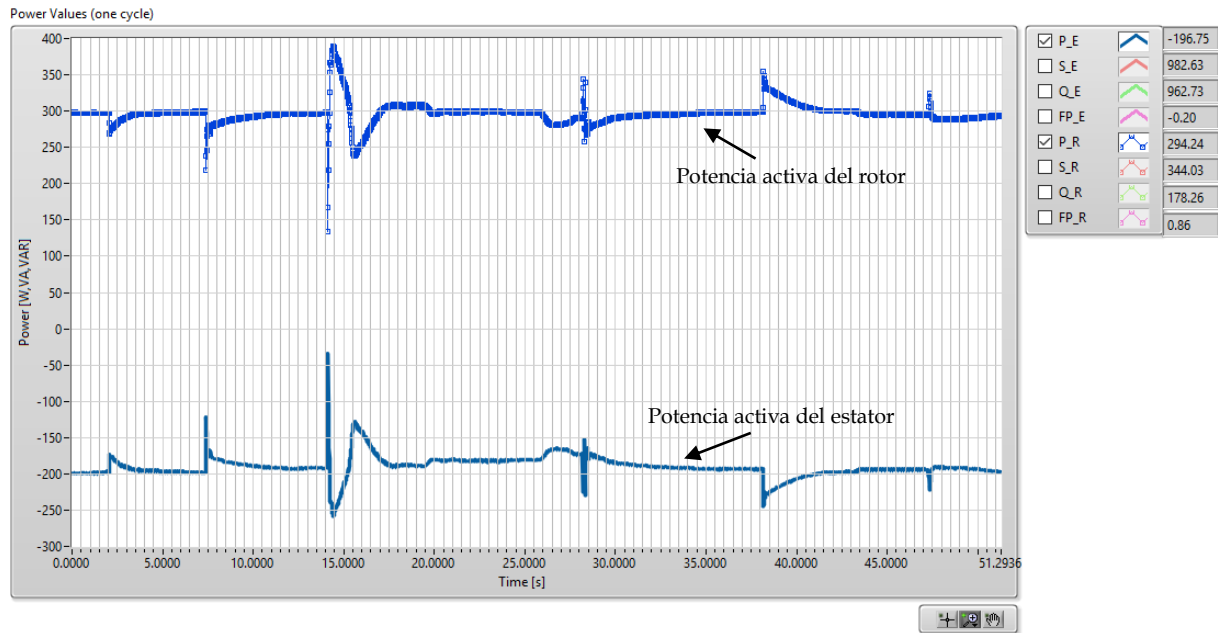


Fig.5.48 Cambios de carga con los parámetros de la sintonización automática (Rotor-Estator).

5.5.4.2 Control de potencia de estator a rotor con la sintonización automática

El mismo procedimiento se realiza en las pruebas de transferencia de potencia con sentido de flujo Estator-Rotor. En la prueba de cambio de referencia se tienen cuatro pasos: 100, 200, 300 y 400 W, mientras que la secuencia de perillas que se emplea en el cambio de carga se muestra en la Tabla 5.9.

En la Fig.5.49 se ilustra el cambio de referencia de potencia en la transferencia Estator-Rotor con los parámetros obtenidos en la sintonización manual fina, mientras que la Fig.5.50 muestra la respuesta con los parámetros de la sintonización automática.

Tabla 5.9 Esquema de carga en el Estator durante la transferencia Estator-Rotor con control PI.

Perillas	
En operación	Fuera de operación
2	-
6	-
12	-
-	12
-	6
-	2

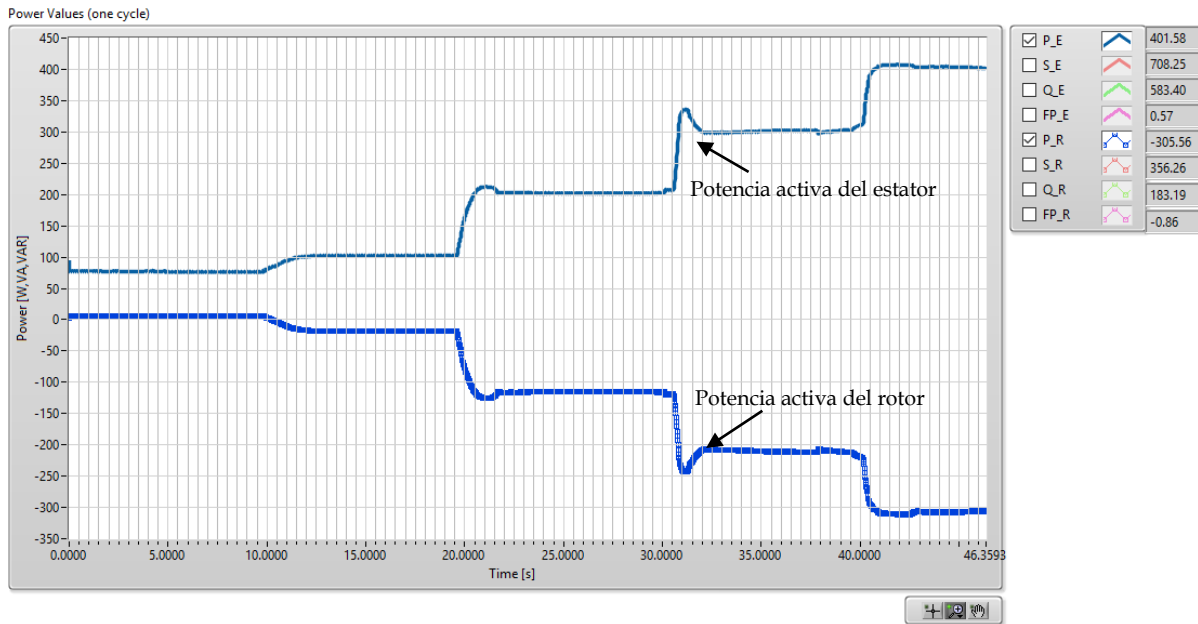


Fig.5.49 Cambios de referencia con los parámetros de la sintonización manual fina (Estator-Rotor).

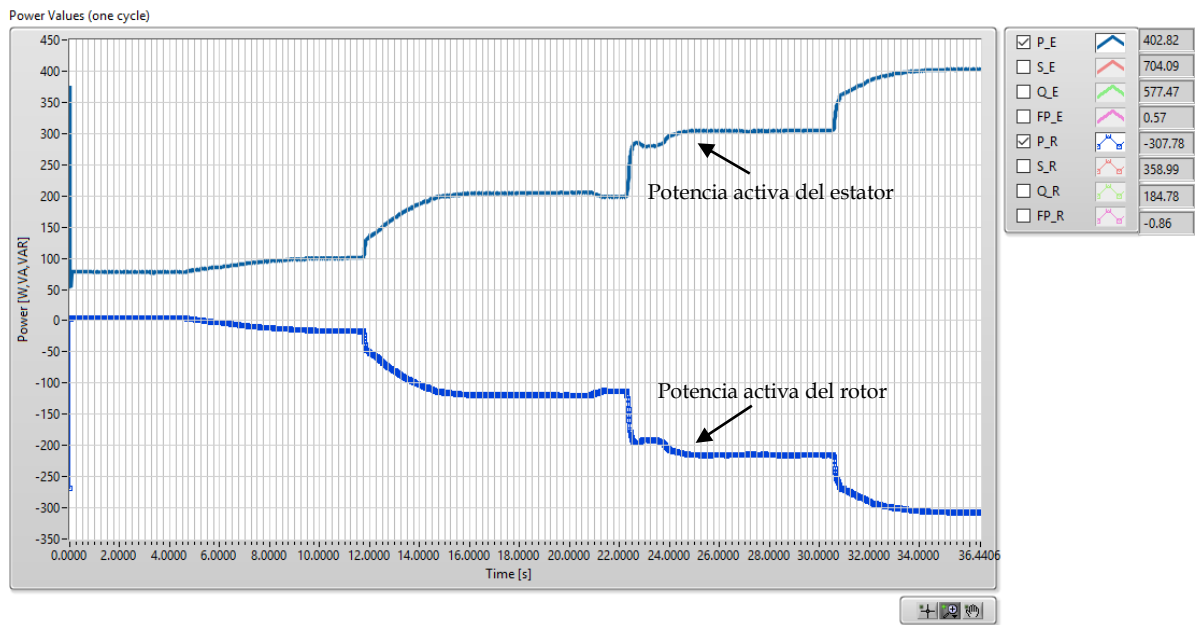


Fig.5.50 Cambios de referencia con los parámetros de la sintonización automática (Estator-Rotor).

El comportamiento de la segunda prueba en la que se realizan cambios de carga en el estator, se ilustra en las Figs.5.51 y 5.52, donde se aprecia el comportamiento de la potencia activa en el estator y rotor de la máquina con los parámetros del controlador obtenidos en la sintonización manual fina y con los parámetros de la sintonización automática respectivamente.

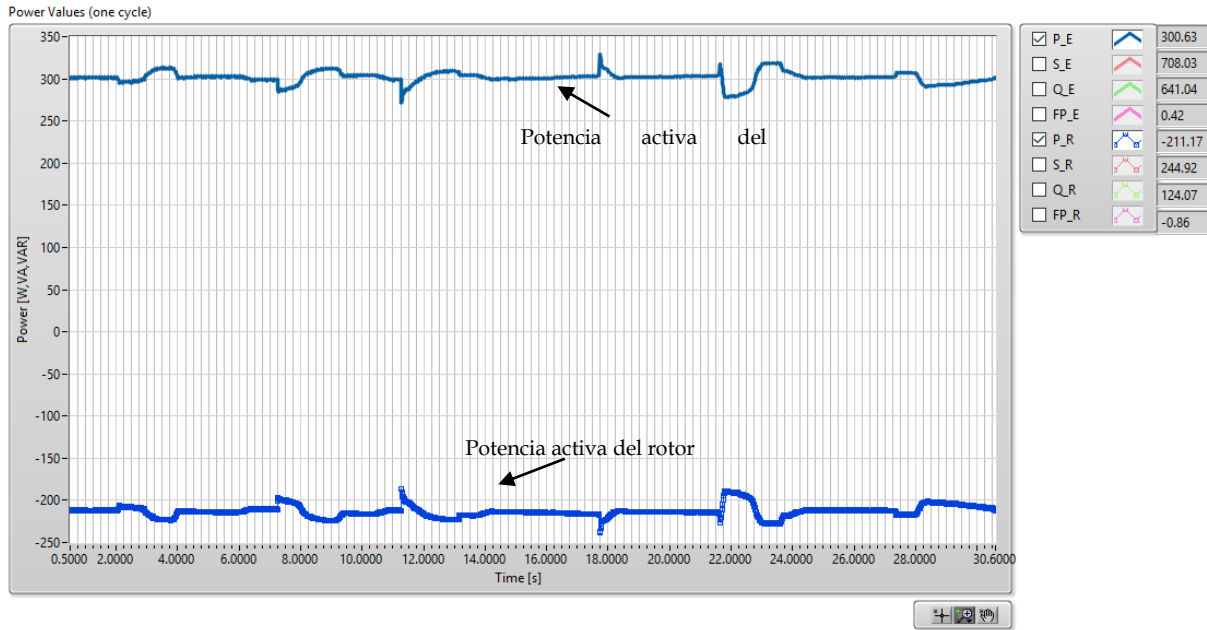


Fig.5.51 Cambios de carga con los parámetros de la sintonización manual fina (Estator-Rotor).

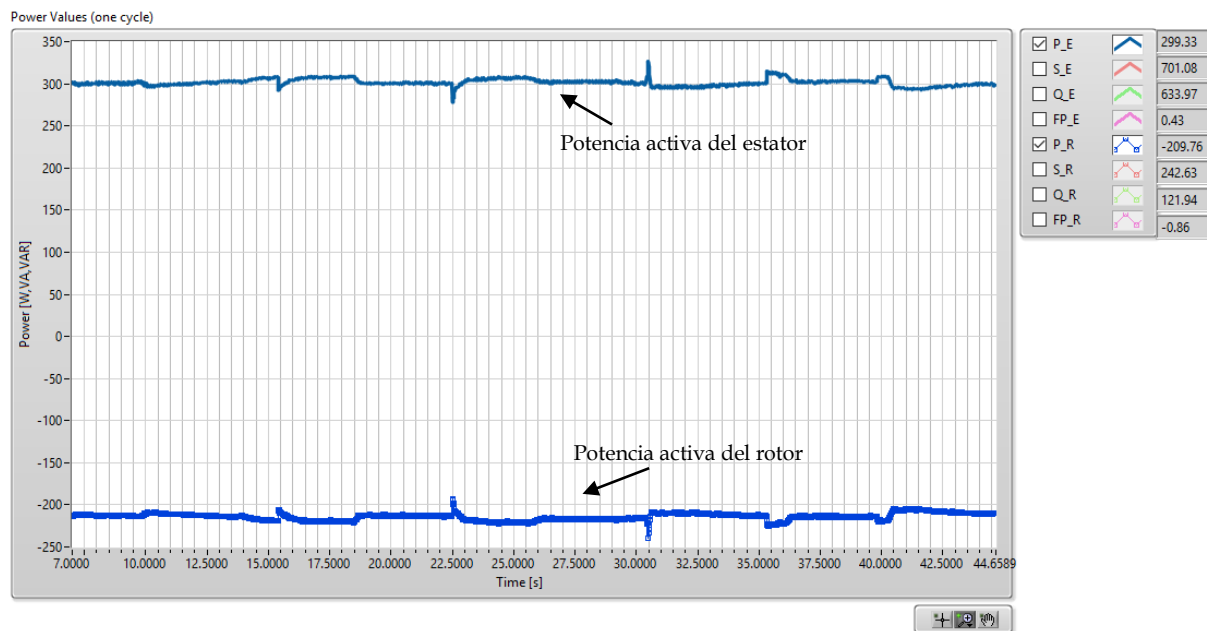


Fig.5.52 Cambios de carga con los parámetros de la sintonización automática (Estator-Rotor).

5.5.4.2 Análisis de resultados

La sintonización automática es una herramienta que provee *LabVIEW*® para mejorar la respuesta de la planta cuando ya se tienen parámetros iniciales mediante una sintonización manual fina. Esta herramienta presenta diversas técnicas de sintonización en línea como se mencionó con anterioridad que efectivamente mejoran la respuesta del controlador con base en la selección de la técnica y los parámetros que emplean para el cálculo.

La respuesta en ambos sentidos de transferencia de potencia presenta algunos ligeros cambios que mejoran la respuesta, el controlador PI con los parámetros de la sintonización automática aunque es muy similar el tiempo en que se estabiliza ante cambios de referencia y de carga en comparación con la sintonización manual fina, se disminuyen considerablemente los sobretiros y el error de estado estable.

5.6 ELEMENTOS EMPLEADOS EN EL LABORATORIO

Durante las pruebas realizadas en este capítulo se emplearon diversos elementos de laboratorio, en la Fig.5.53 se muestra un panorama general con los elementos más importantes que se emplearon durante las pruebas, es posible observar el sistema rotatorio con el prototipo desarrollado en este trabajo de tesis para adquirir y distribuir señales, el sistema de generación, la carga resistiva variable, e incluso una versión inicial del sincronizador automático de [Martínez, 2017], así como dos PCs que sirvieron para visualizar las variables del canal VFT y el sincronizador automático.

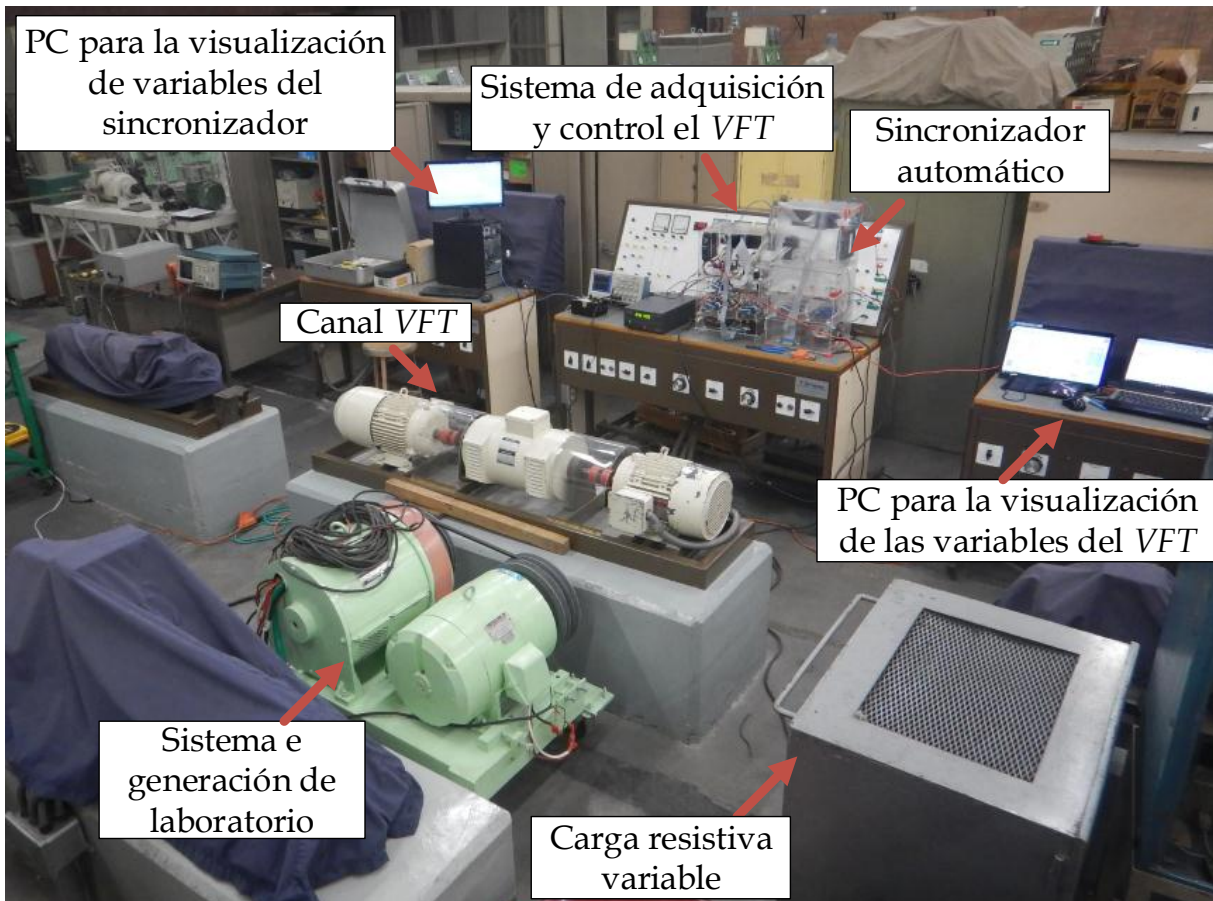


Fig.5.53 Panorama general del laboratorio con los elementos empleados.

CAPÍTULO 6:

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES PARA TRABAJOS FUTUROS

6.1 CONCLUSIONES

El *VFT* es un modo más de operación de la máquina de inducción, sin embargo, requiere de una construcción especial. Normalmente la construcción de este dispositivo es en un arreglo vertical en el que sobre el mismo eje del sistema rotatorio se encuentran los elementos de la máquina de inducción de rotor devanado y de la máquina de CD. Un diseño para bajas velocidades, alto par y gran inercia ayudan al sistema a transferir de manera estable la potencia activa entre sistemas asíncronos.

Una máquina de inducción convencional puede ser operada como *VFT*, ya que sigue los mismos principios, pero como se ha mencionado con anterioridad, su diseño está directamente relacionado con su comportamiento, por ejemplo, la máquina que se ocupa en este trabajo de tesis tiene un diseño como motor, por lo que sus condiciones normales de operación son a altas velocidades (cercanas a la velocidad síncrona), además la máquina de CD no se encuentra montada sobre el mismo eje, en su lugar se tiene un acoplamiento mecánico entre estas y de nuevo el diseño de la máquina de CD es para altas velocidades. Otro factor que se arrastra de diseño es la parametrización del modelo, ya que el cálculo convencional se basa en algunas reglas empíricas que fueron determinadas con base en el hecho de que la máquina opera en los modos más comunes (motor o generador), la inercia del sistema de laboratorio es otro factor más ya que es relativamente pequeño en comparación con los sistemas *VFT* convencionales. La inercia del sistema rotatorio de laboratorio además es relativamente pequeña en comparación con un sistema *VFT* convencional.

Es posible transferir potencia activa entre sistemas síncronos con el sistema de laboratorio sin ningún inconveniente, debido a que en esta conexión el rotor del sistema se mantiene prácticamente en una condición de paro; sin embargo, en una conexión asíncrona donde el rotor se mueve a bajas velocidades (impuesto por la pequeña diferencia en frecuencias) la serie de factores antes mencionados afectan el comportamiento de ésta presentando oscilaciones.

Analizar el comportamiento de la máquina de inducción de rotor devanado como *VFT* con parámetros determinados de manera convencional, demostró mediante simulaciones que los valores obtenidos no se aproximan a los valores medidos de manera experimental, es por eso que se sugirió una corrección a la prueba de rotor bloqueado efectuándola a la más baja frecuencia posible en el laboratorio, obteniendo una nueva parametrización del modelo que aproxima el comportamiento de las variables medidas con las simuladas, sin embargo, esta nueva parametrización solo demostró aproximar correctamente los valores de dos modos de operación del *VFT* (operando en vacío y aislando dos sistemas).

El sistema de adquisición y distribución de señales desarrollado para el canal *VFT* de laboratorio, tiene la capacidad de medir todas variables del canal sin ningún inconveniente y además, como se mostró en el capítulo 5, a pesar de no ser un dispositivo especializado para medición, presenta un margen de error bastante pequeño con respecto al patrón de calibración. Este sistema se diseñó con la finalidad de monitorear fenómenos eléctricos, debido a la construcción empleada de la aplicación en el RTOS se asegura que los datos no se pierden en ningún momento. La versatilidad del prototipo permite además de manera muy fácil monitorear algún otro sistema que cuente con igual o menor cantidad de señales. La configuración de la adquisición de datos se efectúa de manera muy sencilla desde el diagrama de bloques del programa en tiempo real, indicando de esta manera parámetros como el tamaño de la ventana de datos o tiempo de muestreo, que son variables que le indica al FPGA que considere en su ejecución.

El sistema desarrollado está diseñado con alcances específicos de tensión y corriente que fácilmente se pueden escalar hasta donde los sensores empleados lo permitan. Este sistema en general es una gran herramienta no solo para controlar el flujo de potencia del canal *VFT* y medir sus variables, sino también para una gran diversidad de aplicaciones en ingeniería eléctrica.

El control de potencia activa que se implementó en este trabajo fue sintonizado con el método de respuesta al escalón, ya que el modelo de la máquina de inducción aún con ambas parametrizaciones no asemejó los valores reales y simulados en todos los modos de operación. Esta sintonización por las reglas de Ziegler Nichols demostró ser solo un punto de partida para iniciar una sintonía manual fina.

Una de las ventajas que presenta *LabVIEW*® sobre otros entornos de desarrollo, es el hecho de que las variables ligadas a los controles que están en el panel frontal cambian a voluntad del usuario durante la operación; de esta forma la sintonización fina se efectúa en línea, es decir, no es necesario detener el programa e iniciarlo con nuevos valores una y otra vez hasta obtener los valores adecuados de la sintonización; lo mismo sucede con la sintonización automática que es una gran herramienta para mejorar la respuesta del controlador después de obtener los parámetros con la sintonización manual fina. Esto facilita encontrar los parámetros

del controlador que se esté implementando con la respuesta más próxima al comportamiento deseado.

La respuesta del control de potencia activa en conexiones síncronas es satisfactoria, no se requería una respuesta muy rápida, y la condición más importante era el hecho de poder mantener constante la potencia en un corredor y esto se efectuó de manera exitosa, presentando no solo buenas respuestas ante cambios de referencia, sino también ante disturbios como lo son cambios de carga. Un dispositivo *VFT* puede ajustar el ángulo relativo del rotor con respecto al estator, de esta forma la transferencia de potencia depende directamente de él. El hecho de que el fenómeno que se produce cuando se transfiere potencia es la variación de θ_{rs} , nos indica que es la potencia activa la que se puede controlar tal y como se observó en las mediciones de capítulos anteriores, al incrementar la transferencia de potencia activa a través del canal *VFT*, también se incrementa el consumo de reactivos y provoca que la tensión en los nodos donde se encuentra conectado el sistema descienda.

En un canal convencional se cuenta no solo con control de potencia activa, sino también con un control de potencia reactiva que entra en paralelo conectando o desconectando bancos de capacitores conmutables que controlan el consumo de reactivos; sin embargo, si todos los capacitores se encuentran en operación y la transferencia de potencia activa se sigue incrementando, llegará un momento en que la capacidad instalada de capacitores no podrá recuperar el consumo de reactivos, y se encontrara en su límite de potencia activa debida al consumo de reactivos.

En este trabajo solo se implementó el control de potencia activa, por lo que no se tiene aún un control del consumo de reactivos; debido a esto, y a que no se sugiere operar a valores nominales de corriente en los devanados de la máquina por tiempos prolongados, ya que están diseñados considerando por su puesto el diseño de fábrica en el que el auto enfriamiento no es ningún inconveniente, se limita el canal *VFT* a un SP máximo de 500 W por fase en rotor y estator dependiendo del flujo de potencia.

6.2 APORTACIONES

Las aportaciones de esta tesis se mencionan a continuación:

- Se obtuvieron los parámetros de la máquina de inducción de manera convencional y se propuso una corrección de los parámetros que proporcionó buenos resultados de simulación cuando la máquina opera como *VFT* en vacío y aislando dos sistemas de potencia. La determinación de la constante de inercia se efectuó de un modo no invasivo con una metodología que usualmente es empleada en máquinas síncronas.
- Los modos de operación de la máquina de inducción operando como *VFT* se exploraron de manera experimental, apoyados de simulaciones que nos permitieron conocer más sobre este dispositivo. Fue necesario desarrollar un

sistema de medición y control que fácilmente se puede adaptar a otras aplicaciones. Una versión inicial del prototipo nos permitió además obtener las mediciones necesarias para calcular la constante de inercia y conocer el comportamiento de la máquina operando como *VFT* en conexiones síncronas y asíncronas al transferir potencia activa a través de ella.

- El sistema desarrollado, además de la flexibilidad para adaptarse a otras aplicaciones, es un sistema seguro y confiable que se puede tener la certeza que no existe alguna pérdida de datos en los fenómenos supervisados; además es una herramienta bastante útil debido a la cantidad de señales que adquiere y las funciones con las que cuenta operando en tiempo real o fuera de línea.
- El prototipo final es de gran utilidad para conectar dos sistemas síncronos y transferir potencia entre ellos, la respuesta del control es confiable permitiendo así que en laboratorio se pueda tener un corredor en el que se controle el flujo de potencia a voluntad. Se pueden efectuar conexiones asíncronas aunque debido a las características del sistema rotatorio, la transferencia de potencia oscila ligeramente dentro de una banda aceptable debido a las pequeñas diferencias de frecuencia entre los sistemas.

6.3 RECOMENDACIONES PARA TRABAJOS FUTUROS

El desarrollo de un canal *VFT* es un estudio bastante completo del que fácilmente se pueden elaborar diversos trabajos tomando como base éste. Como mejoras en trabajos futuros se recomienda emplear un control de potencia reactiva en canal del *VFT*; este control no solo mejorará la respuesta del canal, sino que también permitirá agregar un transformador con relación inversa a la de la máquina para colocar el canal en relación 1:1 como lo dispositivos convencionales. De esta forma aunque la reactancia del canal incrementa, podrá ser compensado este consumo con el control de reactivos.

Incluir en el canal un sincronizador automático para enlazar el rotor con un nodo del mismo sistema (conexión síncrona) o de un sistema distinto (conexión asíncrona) sería una herramienta de gran utilidad, aunque conviene que esta acción se realice por separado. Crear un sistema cRIO que realice esta acción y que simplemente se encuentre sincronizada con el sistema cRIO que se emplea en este trabajo. Actualmente se encuentra en desarrollo este trabajo de tesis, que servirá para sincronizar máquinas síncronas a la red nacional y puede tener aplicación en el canal *VFT* [Martínez, 2017].

Una propuesta interesante sería obtener el modelo del sistema rotatorio mediante técnicas con redes neuronales artificiales, presentando todos los modos de operación experimentales del canal *VFT* se podría obtener un modelo que replique de manera casi exacta el comportamiento real del canal. Este modelo podría ser empleado para simulaciones posteriores en las que se podrían realizar estudios de planeación, de

estabilidad angular, estabilidad ante pequeños disturbios, simulación de controles de potencia activa y reactiva, etc.

La implementación de un control PID sería sumamente fácil, ya que la aplicación desarrollada está diseñada para este tipo de controladores. Bastaría con obtener los valores iniciales de los parámetros del controlador mediante el programa desarrollado en *MATLAB*® y realizar la sintonía manual fina para posteriormente obtener a partir de esta la sintonización automática en línea y mejorar la respuesta del controlador. Una comparación entre estos controles clásicos sería un análisis interesante, y considerando que la acción derivativa se suma a las características del control, las oscilaciones podrían disminuir. Un análisis comparativo de manera experimental entre los diversos métodos de sintonización automática, también sería de utilidad para determinar cuál de las técnicas de *LabVIEW*® obtiene los parámetros del controlador que proporcionen una mejor respuesta.

La implementación de un control inteligente que incluya técnicas difusas o con redes neuronales y la comparación entre el control que se presenta en este trabajo y estos, este punto sería mucho más sencillo de realizar ahora que el sistema de adquisición y distribución de señales se encuentra construido y la aplicación en el RTOS funciona correctamente, bastaría con alterar la sección encargada del control en el diagrama de bloques de la aplicación.

La optimización de los parámetros de la máquina con algún método iterativo dentro del área de validación de parámetros, sería también una aplicación futura interesante; de esta forma se pueden tomar como valores iniciales los parámetros corregidos que se presentan en este trabajo, y optimizarlos para obtener los parámetros que representen mejor el comportamiento del modelo en simulaciones con las mediciones experimentales.

Finalmente la última recomendación que se presenta es que en un futuro podría diseñarse el conjunto máquina de inducción- máquina de CD en un arreglo similar a los canales convencionales, en el que la máquina de CD se encuentre en el mismo eje que la máquina de inducción y probablemente en un arreglo vertical que además tenga las condiciones de diseño para operar a bajas velocidades con alto par y una inercia relativamente grande, así como las fuentes de alimentación adecuadas para la máquina de CD.

REFERENCIAS

- [Abad et al., 2011] G. Abad, J. Lopez, M. A. Rodriguez, L. Marroyo, G. Iwanski. *Doubly Fed Induction Machine: Modeling and Control for Wind Energy Generation*. John Wiley and Sons, 2011.
- [Acha et al., 2004] E. Acha, C. R. Fuerte-Esquivel, H. Ambríz-Perez, C. Ángeles-Camacho. *FACTS Modelling and Simulation in Power Networks*, John Wiley and Sons, 2004.
- [Aguilar et al., 2012] L. Contreras-Aguilar, N. García, M. A. Islas-Martínez and R. Adame-Ortiz. "Implementation of a VFT Model in PSS/E Suitable for Power Flow and Transient Stability Simulations". *Proc. of the 2012 IEEE Power and Energy Society General Meeting*. 22-26 July 2012, San Diego, CA, USA.
- [Alstom, 2012] *Power Transformers Vol.2 Expertise*. Alstom Grid, Second Edition, 2012.
- [Álvarez, 2015] A. Álvarez Bustos. *Estudio de Estabilidad Angular de Sistemas Eléctricos de Potencia Asíncronos Interconectados a Través de un Transformador de Frecuencia Variable (VFT)*. Tesis para obtener el grado de maestría, Instituto Politécnico Nacional, SEPI ESIME-Zacatenco, México, D.F., Diciembre, 2015.
- [Avila, 2008] M. A. Ávila. "United States and México New Cross-Border Connections". *Proc. of the 2008 IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exposition: Latin America*. 13-15 Aug. 2008, Bogotá. COLOMBIA.
- [Balluff, 2007] Balluff. *Inductive Sensors BES 516-396-EO-C-PU Specifications*, 2007.
- [Cathey, 2001] J. J. Cathey. *Electric Machines: Analysis and Design*, McGraw-Hill, 2001.
- [Chapman, 2000] S. J. Chapman. *Máquinas Eléctricas*. 3ª Edition, 2000.
- [Chen and Zhou, 2005] G. Chen, and X. Zhou. "Digital Simulation of Variable Frequency Transformers for Asynchronous Interconnection in Power System". *Proc. of the 2005 IEEE/PES Transmission and Distribution Conference & Exhibition: Asia and Pacific*, 15-18 August, Dalian, China.
- [Del Río et al., 2012] J. del Río Fernández, S. S. Panahi, D. Sarria Gandul y A. M. Lazaro. *LabVIEW Programación para Sistemas de Instrumentación*. Primera edición, Alfaomega Grupo Editor, 2012.
- [Gagnon et al., 2006] J. M. Gagnon, D. Galibois, D. McNabb, D. Nadeau, E. Larsen, D. McLaren, R. Piwko, C. Wegner, H. Mongeau (2006). "A 100 MW Variable Frequency Transformer (VFT) on the Hydro Québec Network - A New Technology for Connecting Asynchronous Networks". *Proceedings of the 2006 CIGRE Session*, Paris, FRANCE.
- [García, 2016] V. M. García Martínez, *Determinación Paramétrica y Operación de un Motor de Rotor Devanado como Transformador*. Tesis para obtener el grado de Ingeniero Electricista, Instituto Politécnico Nacional, ESIME-Zacatenco, México, D.F., Agosto, 2015.
- [GE, 2012] General Electric, Disponible en línea en el portal: <http://geenergyfinancialservices.com>.
- [Hassink et al., 2007] P. Hassink, V. Beauregard, R. O'Keefe, E. Larsen and R. Bodo. "Second & Future Applications of Stability Enhancement in ERCOT with Asynchronous Interconnections". *Proc. of the IEEE Power Engineering Society General Meeting*, 2007. 24-28 June 2007, Tampa, FLO, USA.

- [Hassink et al., 2008] P. Hassink, P. E. Marken, R. O'Keefe and G. R. Trevino. "Improving Power System Dynamic Performance in Laredo, TX". *Proc. of the IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exposition, 2008*. 21-24 April 2008, Chicago Ill, USA.
- [Hatziargyriou, 2014] N. Hatziargyriou. *Microgrids: Architectures and Control*. Wiley- IEEE Press, 2014.
- [Hossam et al., 2010] A. Hossam El Din, M. A. Abdullah and M. Ibrahim. "A Novel Model to Study the VFT Performance When Controlling Power Transfer between Weak and Strong AC Grids Using MATLAB/SIMULINK". *Proc. of the 2010 IEEE International Energy Conference and Exhibition (EnergyCon)*. 18-22 Dec. 2010, Manama, BAHRAIN.
- [IEC, 1995] IEC 34-4 International Standard. "Methods for Determining Synchronous Machine Quantities from Tests". Amendment 1995-04.
- [IEEE, 2004] IEEE Power engineering society. "Standard Test Procedure for Polyphase Induction Motors and Generators". IEEE Std 112-2004 (Revision of IEEE Std 112-1986).
- [Ilahi and Kumar, 2013] F. I. Bakhsh and D. K. Khatod. "Variable Frequency Transformer - State of the Art Review". *Proc. of the 2013 International Conference on Energy Efficient Technologies for Sustainability (ICEETS)*. 10-12 April 2013, Nagercoil, INDIA.
- [Ilahi and Kumar, 2014] F. I. Bakhsh and D. K. Khatod. "Closed Loop Control Analysis of Variable Frequency Transformer (VFT)". *Proc. of the 2014 IEEE Students' Conference on Electrical, Electronics and Computer Science (SCEECS)*. 1-2 March 2014, Bhopal, INDIA.
- [Ilahi et al., 2011a] F. I. Bakhsh, M. Irshad and M. S. J. Asghar. "Modeling and Simulation of Variable Frequency Transformer for Power Transfer in-between Power System Networks". *Proc. of the 2010 India International Conference on Power Electronics (IICPE)*. 28-30 Jan 2011, New Delhi, INDIA.
- [Ilahi et al., 2011b] F. I. Bakhsh, M. Irshad, and S. Islam. "New Model Variable Frequency Transformer (NMVFT) A Technology for V/f Control of Induction Motors". *ACEEE Int. J. on Electrical and Power Engineering*, Vol. 02, No. 01, Feb 2011
- [Kezunovic et al., 1996] M. Kezunovic, I. Rikalo, J. Sun, X. Wu, C. W. Fromen, D. R. Sevcik and K. W. Tielke. "Implementation framework for an expert system for generator monitoring". *Proc. of the International Conference on Intelligent Systems Applications to Power Systems, 1996 (ISAP '96)*. pp. 140-144, January 28 - February 2, 1996, Montpellier, FRANCE.
- [Kocos, 2011] Kocos. Artes 300 II Specifications, 2011.
- [Krause et al., 2013] P. Krause, O. Wasynczuk, S. Sudhoff and S. Peakarek. *Analysis of Electrical Machinery and Drive Systems*, Wiley- IEEE Press, 2013.
- [Kropowski et al., 2008] B. Kropowski, R. Lasseter, T. Ise, S. Morozumi, S. Papathanassiou and N. Hatziargyriou. "Making Microgrids Work". *IEEE Power and Energy Magazine*, May/June, 2008.
- [Kundur, 1994] P. Kundur. *Power System Stability and Control*, McGraw-Hill, 1994.
- [Lajara y Pelegrí, 2011] J. R. Lajara Viscaíno y J. Pelegrí Sebastián. *LabVIEW entorno gráfico de programación*. Segunda edición, Alfaomega Grupo Editor, Agosto 2011.
- [LEM, 2008] LEM. Current Transducer LA 55-P, 2008.
- [LEM, 2014] LEM. Voltage Transducer LV 25-P, 2014.

- [Marczewski, 2007] J. J. Marczewski. "VFT Interconnection Study Process with ISOs/RTOs and Grid Managers/Operators". *Proc. of the IEEE Power Engineering Society General Meeting, 2007*. 24-28 June 2007, Tampa, FLO, USA.
- [Marczewski, 2007a] J. J. Marczewski. "VFT Applications Between Grid Control Areas". *Proc. of the IEEE Power Engineering Society General Meeting, 2007*. 24-28 June 2007, Tampa, FLO, USA.
- [Marken et al., 2008] P. Marken, J. Roedel, D. Nadeau, D. Wallace and H Mongeau. "VFT Maintenance and Operating Performance". *Proc. of the 2008 IEEE Power and Energy Society General Meeting- Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century*. 20-24 July 2008, Pittsburgh, PENN., USA.
- [Martínez, 2017] D. Martínez Salinas. *Implementación de un Sincronizador Automatico para los Generadores de una Microred de Laboratorio*. Tesis de maestría en preparación a ser presentada en 2017.
- [Mathworks, 2012] Mathworks, Disponible en línea en el portal: <https://www.mathworks.com>.
- [Merkhouf et al., 2006] A. Merkhof, S. Upadhyay and P. Doyon. "Variable Frequency Transformer – An Overview". *Proc. of the IEEE Power Engineering Society General Meeting, 2006*. 18-22 June, 2006. Montreal, Quebec, CANADA.
- [Merkhouf et al., 2008] A. Merkhof, P. Doyon and S. Upadhyay. "Variable Frequency Transformer – Concept and Electromagnetic Design Evaluation". *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 23, No. 4, December 2008.
- [Nadeau, 2007] D. Nadeau. "A 100-MW Variable Frequency Transformer (VFT) on the Hydro- Québec TransÉnergie Network – The Behavior during Disturbance". *Proc. of the IEEE Power Engineering Society General Meeting, 2007*. 24-28 June 2007, Tampa, FLO, USA.
- [NI, 2008] National Instruments. 9205 Operating Instructions and Specifications, 2008.
- [NI, 2009] National Instruments. PID and Fuzzy Logic Toolkit User Manual, June 2009.
- [NI, 2012] National Instruments. 9381 Operating Instructions and Specifications, 2012.
- [NI, 2014a] National Instruments. CompactRIO cRIO-9074 Operating Instructions and Specifications, 2014.
- [NI, 2014b] National Instruments. LabVIEW for CompactRIO Developer's Guide, 2014b.
- [NI, 2016] National Instruments. Disponible en línea en el portal: <http://zone.ni.com>.
- [Ogata, 2010] K. Ogata. *Ingeniería de Control Moderna*, Pearson Educación, S.A, 2010.
- [Oppenheim V. and Schafer W., 2010] A. V. Oppenheim and R. W. Schafer. *Discrete-Time Signal Processing*, NJ, Prentice Hall, 2010.
- [Oury et al, 2009a] A. Oury Ba, T. Peng, and S. Lefebvre. "Rotary Power-Flow Controller for Dynamic Performance Evaluation—Part II: RPFM Application in a Transmission Corridor". *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 24, No. 3, July 2009.
- [Oury et al., 2008] A. Oury Ba, T. Peng and S. Lefebvre. "Rotary Power Flow Controller Modeling for Dynamic Performance Evaluation". *Proc. of the 2008 IEEE Power and Energy Society General Meeting- Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century*. 20-24 July 2008, Pittsburgh, PENN., USA.

- [Oury et al., 2009] A. Oury Ba, T. Peng, and S. Lefebvre. "Rotary Power-Flow Controller for Dynamic Performance Evaluation – Part I: RPFM Modeling". *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 24, No. 3, July 2009.
- [Pallás, 2013] R. Pallás Areny. *Sensores y Acondicionadores de Señal*, Alfaomega Grupo Editor, sexta edición, 2013.
- [Piwko and Larsen, 2006] R. J. Piwko and E. V. Larsen. "Variable Frequency Transformer – FACTS Technology for Asynchronous Power Transfer". *Proc. of the 2005/2006 IEEE PES T&D Conference and Exposition*. 21-24 May 2006, Dallas Texas, USA.
- [Piwko et al., 2005] R. J. Piwko, E.V. Larsen, C.A. Wegner. "Variable Frequency Transformer – A New Alternative for Asynchronous Power Transfer". *Proc. of the IEEE PES 2005 Conference and Exposition in Africa*. 11-15 July 2005, Durban, South Africa.
- [Pratico et al., 2007] E. R. Pratico, C. Wegner, E. V. Larsen, R. J. Piwko, D. R. Wallace and D. Kidd. "VFT Operational Overview – The Laredo Project". *Proc. of the IEEE Power Engineering Society General Meeting, 2007*. 24-28 June 2007, Tampa, FL, USA.
- [Pratico et al., 2010] E. R. Pratico, C. Wegner, P. E. Marken and J. J. Marzewski. "First Multi-Channel VFT Application – The Linden Project". *Proc. of the 2010 IEEE PES Transmission & Distribution Conference, 19-22 April, 2010*, New Orleans, USA.
- [Ramos, 2010] J. C. Ramos. *Sintonización del Sistema de Control de Velocidad de Micromáquinas Síncronas de Laboratorio en un Sistema Aislado*. Tesis para obtener el grado de Ingeniero Electricista, Instituto Politécnico Nacional, ESIME-Zacatenco, México, D.F., 2010.
- [Reyes, 2015] V. Reyes. *Implementación de un Emulador de Turbina Eólica*. Tesis para obtener el grado de Ingeniero Electricista, Instituto Politécnico Nacional, ESIME-Zacatenco, México, D.F., 2015.
- [Rizwan et al., 2010] M. Rizwan Khan, A. Iqbal and F. Ilahi. "Digital Simulation of Variable Frequency Transformer". *Proc. of the 2010 Joint International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES) & 2010 Power India*. 20-23 Dec. 2010, New Delhi, INDIA.
- [Ruiz et al., 2007] D. Ruiz Vega, T. I. Asiaín Olivares and D. Olguín Salinas. *Los Simuladores Experimentales en el Estudio de la Operación de los Sistemas de Potencia en Estado Estacionario y Dinámico: Desarrollo, Estado Actual y Plan de Trabajo a Futuro del Grupo de Investigación de Fenómenos Dinámicos*. Reporte de investigación, 2007.
- [Ruiz y Olguín, 1995] D. Ruiz Vega y D. Olguín Salinas. *Modelos Matemáticos de la Máquina de Inducción para Estudios de Estabilidad a Grandes Disturbios*. Reporte interno No. SEPI-IE95-04 Sección de Estudios de Posgrado e Investigación, ESIME-IPN. México D.F.
- [Ruiz y Olguín, 1995a] D. Ruiz Vega y D. Olguín Salinas. *La Ecuación de Oscilación en Máquinas de Corriente Alterna*. Reporte interno No. SEPI-IE95-01 Sección de Estudios de Posgrado e Investigación, ESIME-IPN. México D.F.
- [Ruiz, 1996] D. Ruiz Vega. *Efecto de los Modelos de Motores de Inducción en Sistemas Eléctricos de Potencia*. Tesis para obtener el grado de maestría, Instituto Politécnico Nacional, SEPI ESIME-Zacatenco, México, D.F., Enero, 1996.
- [Sánchez, 2010] H. M. Sánchez García. *Sintonización del Regulador Automático de Voltaje del Sistema de Control Basler 125-15 en Micromáquinas Síncronas de Laboratorio*. Tesis para obtener el grado de Ingeniero Electricista, Instituto Politécnico Nacional, ESIME-Zacatenco, México, D.F., Enero, 2010.

- [Sen, 2014] P. C. Sen. *Principles of Electric Machines and Power Electronics*, John Wiley and Sons, Third Edition, 2014.
- [Tektronix, 2012] Tektronix. Digital Storage Oscilloscopes TDS2000C Series Data Sheet, 2012.
- [Truman and Stranges, 2007] P. Truman and N. Stranges. "A Direct Current Torque Motor for Application on a Variable Frequency Transformer". *Proc. of the IEEE Power Engineering Society General Meeting, 2007*. 24-28 June 2007, Tampa, FLO, USA.
- [Uribe, 2003] U. Uribe. *Instrumentación Virtual de un Generador Síncrono de Laboratorio con LabVIEW*. Tesis para obtener el grado de Maestro en Ciencias en Ingeniería Eléctrica, SEPI ESIME-Zacatenco, 2003.
- [Vazquez, 2013] A. Vázquez Hurtado. *Pruebas de Rechazo de Carga para Determinar los Parámetros Dinámicos de Generadores Síncronos*. Tesis para obtener el grado de Ingeniero Electricista, Instituto Politécnico Nacional, ESIME-Zacatenco, México, D.F., Marzo, 2013.
- [Villegas, 2015] A. Villegas Ortega. *Diseño e Implementación de un Sistema de Adquisición de Datos y Monitoreo de los Generadores de un Simulador Experimental de Laboratorio*. Tesis para obtener el grado de maestría, Instituto Politécnico Nacional, SEPI ESIME-Zacatenco, México, D.F., Junio, 2015.
- [Wand and Wu, 2012] L. Wand and J. R. Wu. "Comparative Analysis of Active-Power Control Between Two Buses Using and HVDC Link and a Variable Frequency Transformer". *Proceedings of the 2012 CIGRÉ Canada Conference*. September 24-26, 2012, Montréal, Québec, CANADA.
- [William, 2004] W. Bolton. *Mediciones y Pruebas Eléctricas y Electrónicas*. Alfaomega Grupo Editor, primera edición, Agosto 2004.
- [Yuan et al., 2009] R. Yuan, Y. Chen, G. Chen and Y. Sheng. "Simulation Model and Characteristics of Variable Frequency Transformers Used for Grid Interconnection". *Proc. of the IEEE Power & Energy Society General Meeting, 2009 (PES'09)*. 26-30 July 2009, Calgary, AB, CANADA.

APÉNDICE A

ENTORNO DE DESARROLLO LABVIEW®

A.1 INTRODUCCIÓN

Este apéndice da una descripción breve del entorno de desarrollo *LabVIEW*® y sus características principales; además se presentan la configuración de los módulos de adquisición y distribución de señales, y los códigos completos de las aplicaciones en el RTOS y fuera de línea.

A.2 ENTORNO DE DESARROLLO

El entorno de *LabVIEW*® está diseñado específicamente para uso en ingeniería y ciencias. Es un lenguaje de programación con modelo de flujo de datos, a diferencia de otros lenguajes que se basan en líneas secuenciales de código. Este entorno de desarrollo ha tenido mucho auge desde su lanzamiento en 1986, para sistemas operativos Macintosh y Windows [Del Río et al., 2012].

LabVIEW® (“*Laboratory Virtual Instrument Engineering Workbench*”, por sus siglas en Inglés) es un producto de *National Instruments*. Actualmente hablar de él está relacionado directamente con adquisición y procesamiento de señales, instrumentación virtual y control de procesos por mencionar las aplicaciones más relevantes [Villegas, 2015].

A.2.1 Componentes de un VI

Un instrumento virtual (VI, “*Virtual Instruments*” por sus siglas en Inglés) es la representación virtual con todas las cualidades de un instrumento de medición real; anteriormente los VIs se creaban con software que presentaba una serie de facilidades para crear interfaces gráficas, sin embargo, la programación del procesamiento de datos se efectuaba aún en líneas de código. Con la aparición de *LabVIEW*® la creación de éstos mejoró bastante al introducir la programación con bloques, que facilita su desarrollo. Cuando se crea un VI se trabaja en dos ventanas [Lajara y Pelegrí, 2011, Del Río et al., 2012]:

- **Panel frontal.** Esta ventana permite diseñar la interfaz gráfica que visualizará el usuario final; aquí se presentan los controles e indicadores de la aplicación desarrollada (botones, gráficas, perillas, medidores, etc.) [Villegas, 2015].
- **Diagrama de bloques.** En esta ventana se lleva a cabo toda la programación de la aplicación que se desea desarrollar; análogamente se podría comparar con la circuitería interna de los instrumentos reales [Del Río et al., 2012].

En la Fig.A.1 se observa el panel frontal y el diagrama de bloques de la función "PWM%"; el panel frontal cuenta con una librería de la que se pueden seleccionar una gama de controles e indicadores; cada uno de estos elementos tiene una representación en ambas ventanas, como se ilustra en la Fig.A.1, donde los controles de la función están encerrados en azul y los indicadores en verde. Los valores de los controles están determinados por el ajuste del usuario desde el panel frontal y la interconexión entre éstos y los bloques empleados en la programación, depende directamente del programador y la aplicación desarrollada [Del Río et al., 2012].

- Controles
- Indicadores

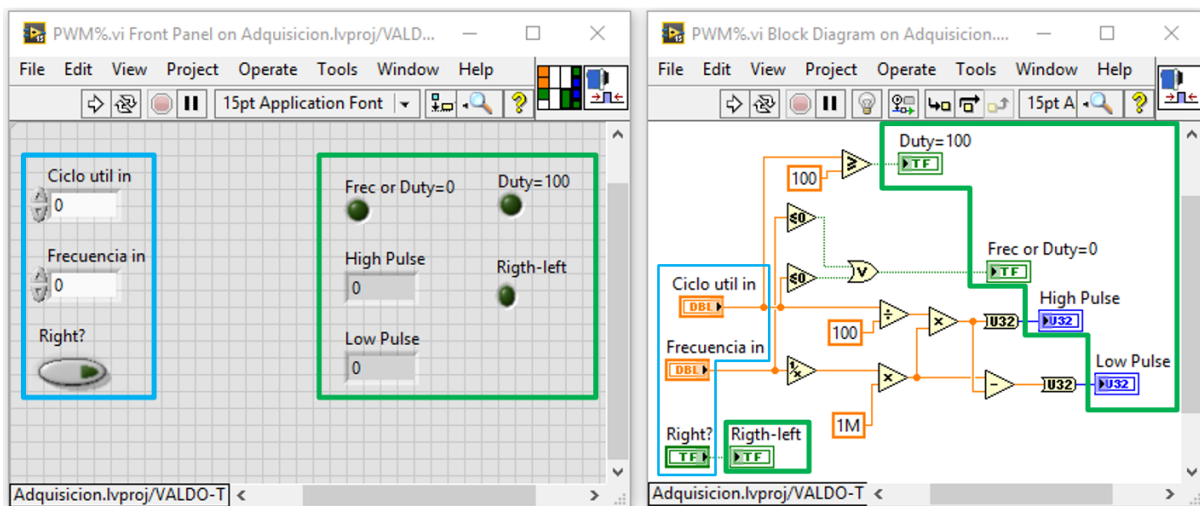


Fig.A.1 Panel frontal y diagrama de bloques de la función "PWM%".

A.2.2 Componentes de un proyecto

El desarrollo de un proyecto en *LabVIEW*® permite en este trabajo administrar los VIs desarrollados en el FPGA, el RTOS y la computadora. En la Fig.A.2 se observa la ventana principal del proyecto desarrollado para esta tesis, en donde es posible apreciar el orden jerárquico en que se encuentran distribuidos cada uno de los VIs, así como las librerías que albergan variables compartidas [Villegas, 2015].

En la sección 1 se agrupan todos los elementos que se ejecutan en la computadora, es decir, los VIs empleados en cada una de las funciones de la aplicación fuera de línea; la sección 2 alberga todos los elementos empleados en el sistema cRIO-9074 en los que

se encuentra dividido en dos: los elementos que se ejecutan en el RTOS (denotado por 4) y los elementos del FPGA (denotado por 3).

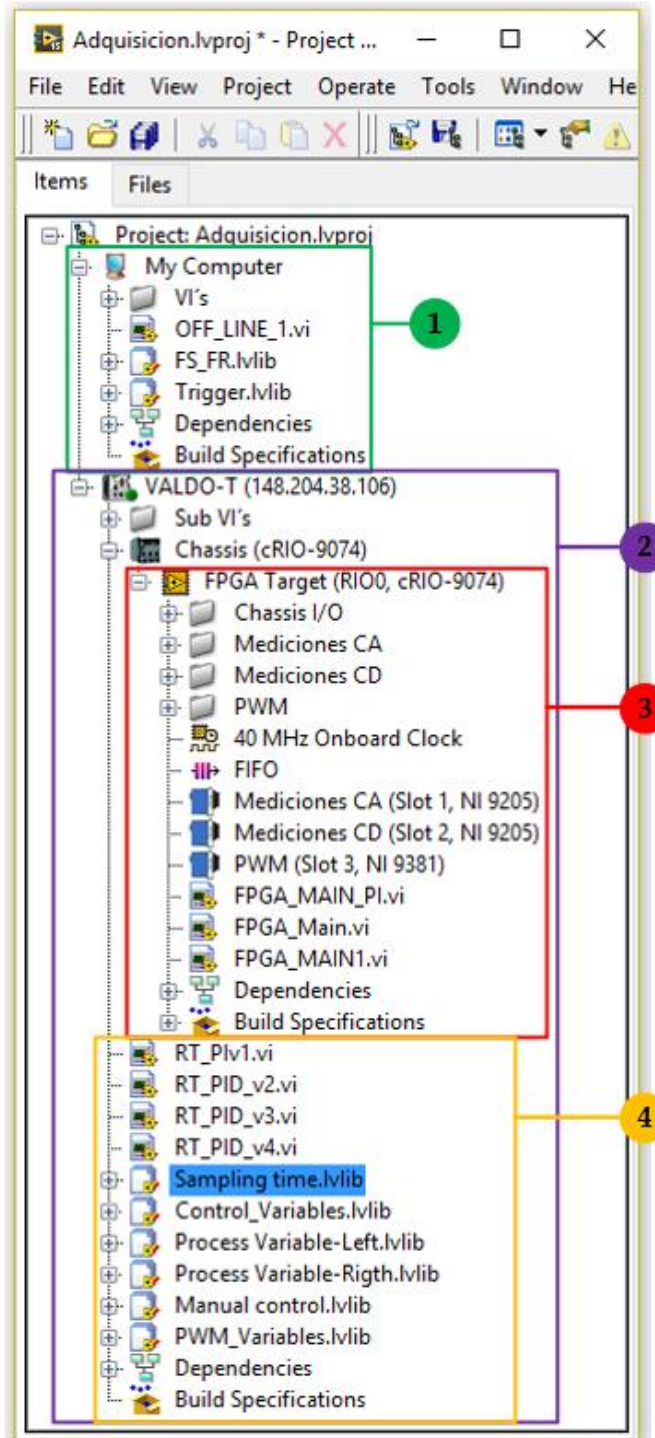


Fig.A.2 Ventana principal del proyecto desarrollado en LabVIEW®.

En la sección 3 que es la sección del FPGA se puede observar cuatro carpetas grises que contienen las terminales del Chasis, Mediciones CA (módulo NI 9205a), Mediciones CD (módulo NI 9205b) y PWM (módulo NI 9381); además en esta sección

también se presenta el buffer FIFO, los VIs desarrollados y los módulos detectados en el sistema cRIO. El programa principal empleado en el FPGA es “FPGA_Main”.

La sección 4 contiene los VIs desarrollados para la aplicación en el RTOS, donde el VI “RT_PID_v4” es el programa principal que se ejecuta en esta sección; además aquí se incluyen una serie de variables que se ocupan en la aplicación en tiempo real.

A.3 CONFIGURACIÓN DE LOS MÓDULOS EMPLEADOS

En el proyecto desarrollado se emplean tres módulos de adquisición y distribución de señales. Los módulos de adquisición son NI 9205 y se conectan en configuración diferencial, como se muestra en la Fig.A.3, donde cada canal tiene asignada una variable a medir; esta asignación por canal se muestra en la Tabla A.1. La elección de la configuración diferencial en la aplicación desarrollada se debe al hecho de que esta conexión permite tener mediciones con menos ruido [Villegas, 2015].

El módulo NI 9205 cuenta con 32 canales (entradas analógicas) en conexión de una sola terminal o 16 en conexión diferencial, además provee de una entrada analógica, una salida digital (la cual es conectada al indicador del FIFO), una terminal común y una terminal para calibrar la entrada analógica. Los canales del módulo comparten un amplificador de instrumentación de ganancia programable (PGIA, “Programmable Gain Instrumentation Amplifier” por sus siglas en Inglés) y se encuentran multiplexados hacia el ADC; además es importante mencionar que cada canal tiene una protección de ± 30 V [Villegas, 2015, NI, 2008].

Tabla A.1 Canales diferenciales de los módulos NI 9205.

Canal	Señal +	Señal -	Variable medida	
			NI 9205a	NI 9205b
0	AI0	AI8	Tensión “Fase A estator”	Tensión de Armadura
1	AI1	AI9	Corriente “Fase A estator”	Corriente de Armadura
2	AI2	AI10	Tensión “Fase B estator”	Tensión de Campo
3	AI3	AI11	Corriente “Fase B estator”	Corriente de Campo
4	AI4	AI12	Tensión “Fase C estator”	-
5	AI5	AI13	Corriente “Fase C estator”	-
6	AI6	AI14	-	-
7	AI7	AI15	-	-
8	AI16	AI24	Tensión “Fase A rotor”	-
9	AI17	AI25	Corriente “Fase A rotor”	-
10	AI18	AI26	Tensión “Fase B rotor”	-
11	AI19	AI27	Corriente “Fase B rotor”	-
12	AI20	AI28	Tensión “Fase C rotor”	-
13	AI21	AI29	Corriente “Fase C rotor”	-
14	AI22	AI30	-	-
15	AI23	AI31	Señal mecánica del rotor	-

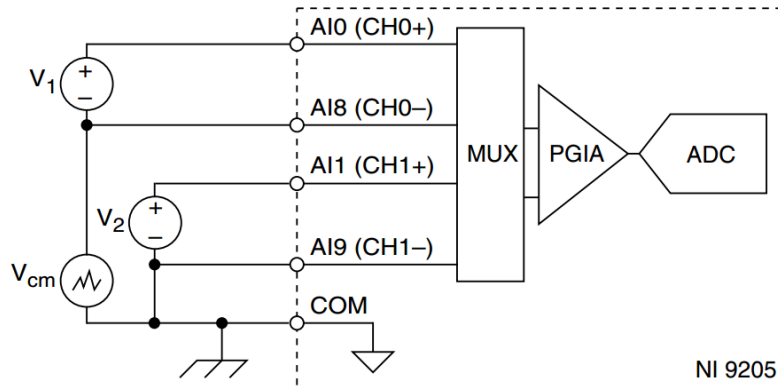


Fig.A.3 Conexión diferencial de los módulos NI 9205 [NI, 2008].

La configuración de las terminales del módulo se ilustra en la Fig.A.4, donde se presentan dos configuraciones, dependiendo del tipo de terminal de conexión que tenga el módulo. En este trabajo el módulo tiene una terminal DB37, que corresponde a la configuración de la derecha.

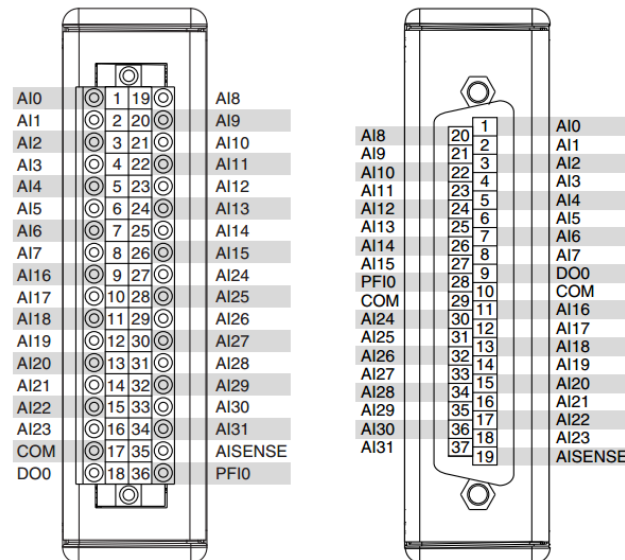


Fig.A.4 Configuración de las terminales en el módulo NI 9205 [NI, 2008].

Las especificaciones del módulo NI 9205 se muestran en la Tabla A.2.

Tabla A.2 Especificaciones del módulo NI 9205.

Número de canales	Canales de entrada analógicos: 32 de una sola terminal o 16 diferenciales
Resolución del ADC	16 bits
Tiempo de conversión mínimo	4.00 μ s (250kS/s)
Rangos nominales de entrada	± 10 V, ± 5 V, ± 1 V, ± 0.2 V
Voltaje máximo de funcionamiento para entradas analógicas (señal + modo común)	Cada canal debe permanecer dentro de ± 10.4 V
Protección de sobrevoltaje	± 30 V (por canal)

El módulo de distribución de señales es el NI 9381; de éste solo se utilizan sus cuatro terminales digitales configuradas como salidas. La configuración de las terminales digitales se lleva a cabo como se ilustra en la Fig.A.5. La Tabla A.3 denota la asignación de cada una de las terminales del módulo que fueron empleadas. Este módulo es multifunción con entradas y salidas que ayuda a los diseñadores a incluir más funciones en un mismo sistema; cuenta con un circuito analógico con arquitectura multiplexada que puede muestrear hasta 20kS/s [NI, 2012].

Tabla A.3 Salidas digitales del módulo NI 9381.

Terminal	Variable asignada
DIO0	H0
DIO1	H1
DIO2	H2
DIO3	H3

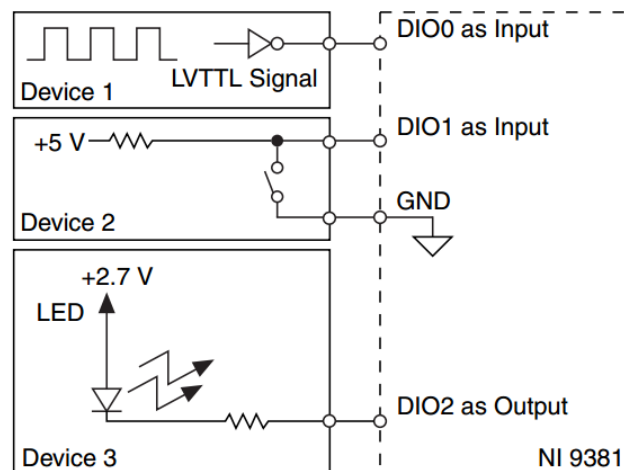


Fig.A.5 Conexión de las terminales digitales del módulo NI 9381 [NI, 2012].

Las especificaciones más relevantes de este módulo se observan en la Tabla A.4, mientras que la configuración física de sus terminales se ilustra en la Fig.A.6.

Tabla A.4 Especificaciones del módulo NI 9381.

Terminales analógicas	8 entradas (de una sola terminal) y 8 salidas
Resolución del ADC	12 bits
Tiempo de conversión mínimo	50 μ s (20kS/s)
Rangos nominales de las entradas y salidas analógicas	0-5 V \pm 10%
Terminales digitales	4 terminales que pueden ser configuradas como entrada o salida
Frecuencia de conmutación máxima	1 MHz
Tensión de entrada	Máxima 5.2 V, Input High 2V, Input Low 0.8V
Tensión de salida	2.7 V alimentado 100 μ A, 0.2 V con debilitación de 100 μ A

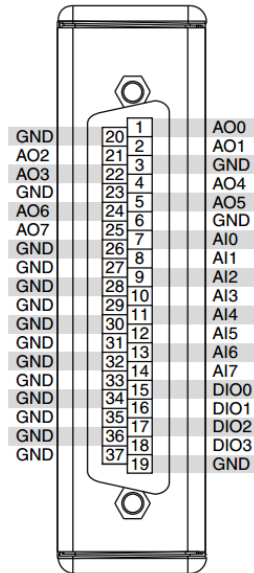


Fig.A.6 Configuración de las terminales en el módulo NI 9205 [NI, 2012].

A.4 CÓDIGO COMPLETO DE LA APLICACIÓN EN EL RTOS

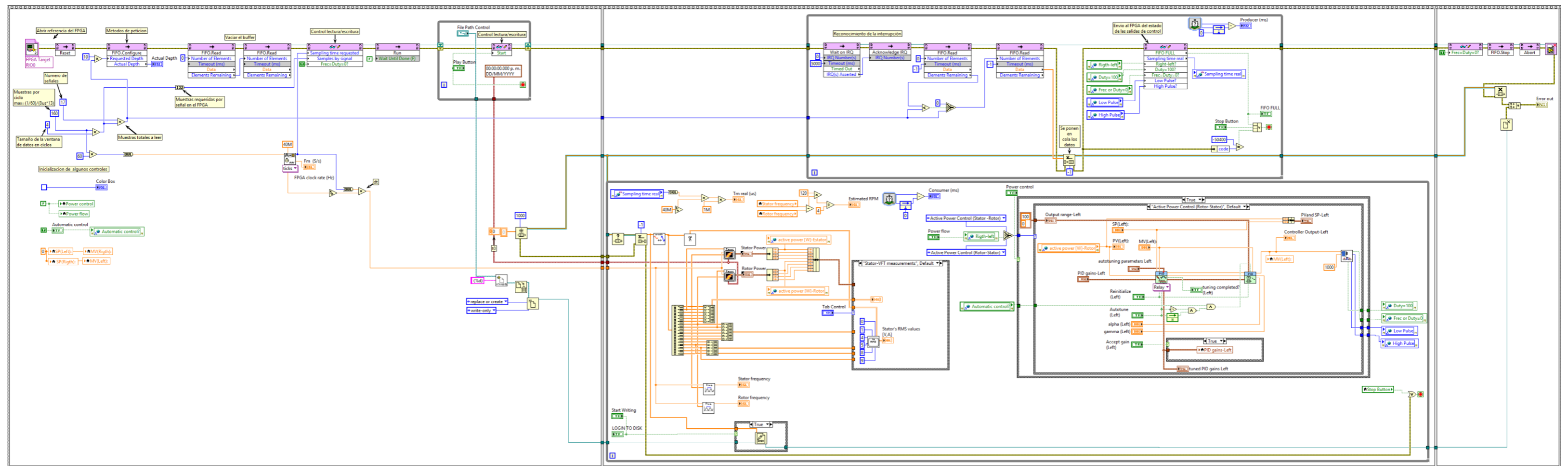


Fig.A.7 Diagrama de bloques de la aplicación en el RTOS.

A.5 CÓDIGO COMPLETO DE LA APLICACIÓN FUERA DE LÍNEA

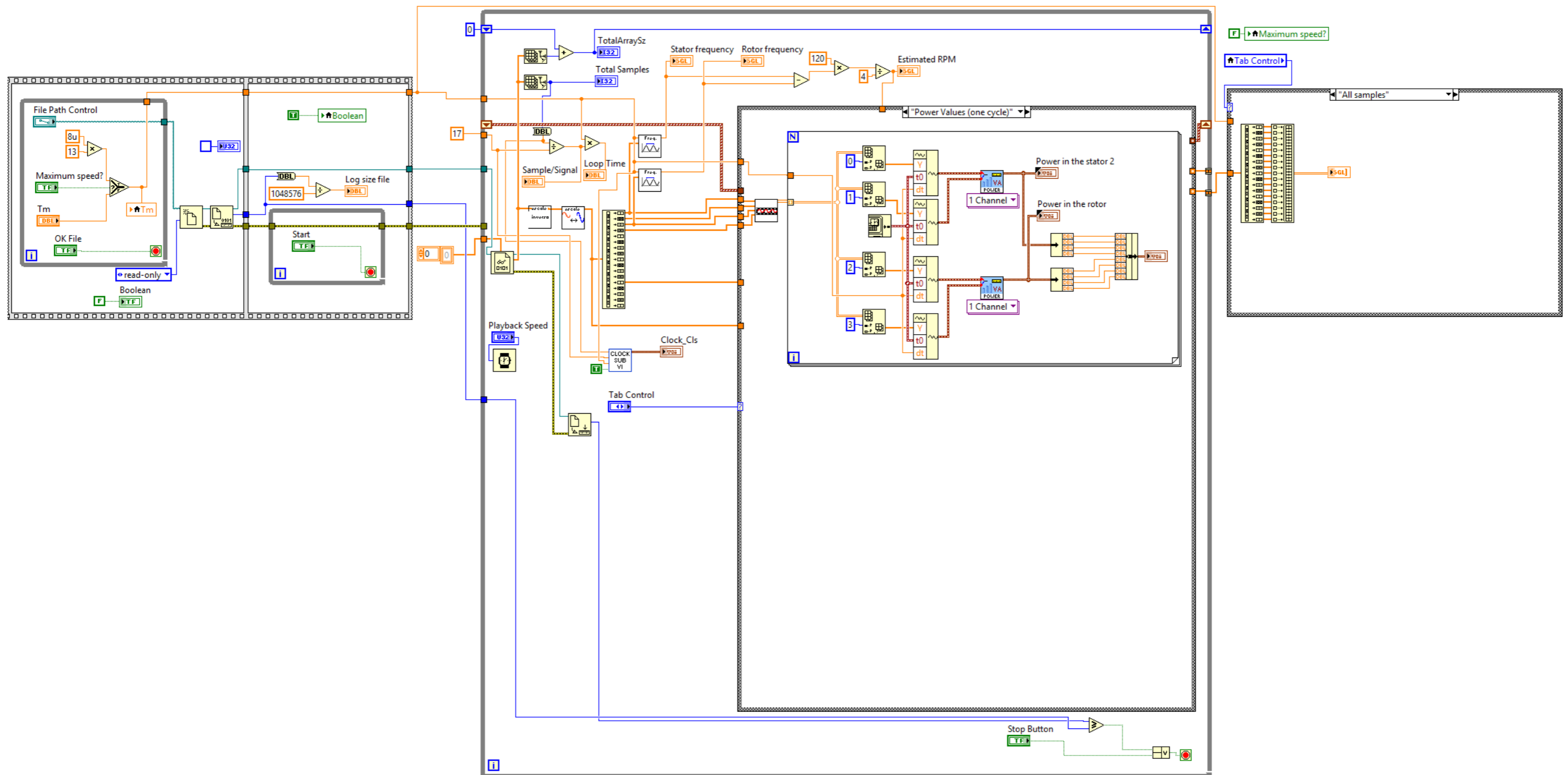


Fig.A.8 Diagrama de bloques de la aplicación fuera de línea.

APÉNDICE B

ESPECIFICACIONES DE LOS SENSORES E INSTRUMENTOS EMPLEADOS

B.1 INTRODUCCIÓN

Este apéndice da una descripción más detallada de las especificaciones de los sensores empleados en el prototipo desarrollado, así como de la instrumentación empleada durante las diversas pruebas.

B.2 ESPECIFICACIONES DE LOS SENSORES DEL SISTEMA

Los sensores de tensión y corriente empleados en el prototipo desarrollado son de efecto Hall, lo que permite a grandes rasgos contar con un ancho de banda amplio, que hace posible emplear los mismos sensores para mediciones en CA y CD.

Estos sensores se caracterizan por tener una salida de corriente, por lo que se coloca un resistor en derivación alimentado por la fuente de corriente en los secundarios de cada sensor; ésto provoca una diferencia de potencial en el resistor que es la señal muestreada por el sistema.

El sensor de velocidad empleado es del tipo inductivo, y de esta forma se puede acoplar fácilmente a diversos sistemas. Por ejemplo, el sistema rotatorio destinado a operar como *VFT* cuenta con 60 muescas en el rotor, pero si se desea acoplar a otro sistema basta con colocarlo cerca de una saliencia en eje del rotor; de no contar con una es posible colocar un pequeño imán que la simule. Una descripción detallada de las características de cada sensor se muestra en la sección siguiente.

B.2.1 Sensor de tensión

El sensor LV 25-P cuenta con las especificaciones eléctricas que se presentan en la Tabla B.1, las características de precisión de la Tabla B.2 y los datos generales ilustrados en la Tabla B.3.

Tabla B.1 Especificaciones eléctricas del sensor LV 25-P (adaptada de [LEM, 2014]).

Corriente primaria nominal (RMS) I_{PN}		10 mA
Alcance de corriente primaria I_{PM}		0...±14 mA
Resistencia de medición R_M		
Con ±12 V	±10 mA	Entre 30 y 190 Ω
	±14 mA	Entre 30 y 100 Ω
Con ±15 V	±10 mA	Entre 100 y 350 Ω
	±14 mA	Entre 100 y 190 Ω
Corriente secundaria nominal (RMS) I_{SN}		25 mA
Relación de conversión K_N		2500:1000
Voltaje de alimentación U_C		±12...15 V
Consumo de corriente I_C		$[10(\pm 15 V) + I_s]$ mA

Tabla B.2 Precisión del sensor LV 25-P (adaptada de [LEM, 2014]).

Precisión general X_G , con I_{PN} y $T_A = 25^\circ\text{C}$	±12...15 V	±0.9%	
	±15 V	±0.8%	
Error lineal ε_L	<0.2%		
Offset de corriente I_O , con $I_{PN} = 0$ y $T_A = 25^\circ\text{C}$	Típica	-	
	Máxima	±0.15 mA	
Offset con variación de temperatura I_{OT}	0°C...+25°C	Típica	±0.06 mA
		Máxima	±0.25 mA
	+25°C...+70°C	Típica	±0.10 mA
		Máxima	±0.35 mA
Tiempo de respuesta t_r , con 90% de I_{PN}	40 μs		

Tabla B.3 Datos generales del sensor LV 25-P (adaptada de [LEM, 2014]).

Temperatura ambiente de operación T_A	0...+70°C
Temperatura ambiente de almacenamiento T_S	-25...+85°C
Resistencia del devanado primario R_p , con $T_A = 70^\circ\text{C}$	250 Ω
Resistencia del devanado primario R_s , con $T_A = 70^\circ\text{C}$	110 Ω
Masa m	22 g
Standards	EN 50178:1997 y UL 508:2010

B.2.2 Sensor de corriente

El sensor LV 25-P cuenta con las especificaciones eléctricas que se presentan en la Tabla B.4, las características de precisión de la Tabla B.5 y los datos generales ilustrados en la Tabla B.6.

Tabla B.4 Especificaciones eléctricas del sensor LA 55-P (adaptada de [LEM, 2008]).

Corriente primaria nominal (RMS) I_{PN}		50 a
Alcance de corriente primaria I_{PM}		0...±70 A
Resistencia de medición R_M		
Con ±12 V	±50 A	Entre 10 y 100 Ω para 70°C y entre 60 y 95 Ω para 70°C
	±70 A	Entre 10 y 50 Ω para 70°C y 60 Ω para 70°C
Con ±15 V	±50 A	Entre 50 y 160 Ω para 70°C y entre 135 y 155 Ω para 70°C
	±70 A	Entre 50 y 90 Ω para 70°C y 135 Ω para 70°C
Corriente secundaria nominal (RMS) I_{SN}		50 mA
Relación de conversión K_N		1:1000
Voltaje de alimentación U_C		±12...15 V
Consumo de corriente I_C		[10(±15 V)+ I_s] mA
Ancho de banda		DC...200 kHz

Tabla B.5 Precisión del sensor LA 55-P (adaptada de [LEM, 2008]).

Precisión general X_G , con I_{PN} y $T_A = 25^\circ\text{C}$		±12...15 V	±0.9%
		±15 V	±0.65%
Error lineal ε_L		<0.15%	
Offset de corriente I_O , con $I_{PN} = 0$ y $T_A = 25^\circ\text{C}$		Típica	-
		Máxima	±0.2 mA
Offset con variación de temperatura I_{OT}	0°C...+70°C	Típica	±0.1 mA
		Máxima	±0.5 mA
	-25°C...+85°C	Típica	±0.1 mA
		Máxima	±0.6 mA
Tiempo de respuesta t_r , con 90% de I_{PN}		<1 μs	

Tabla B.6 Datos generales del sensor LA 55-P (adaptada de [LEM, 2008]).

Temperatura ambiente de operación T_A		-25...+85°C
Temperatura ambiente de almacenamiento T_S		-40...+90°C
Resistencia del devanado primario R_S	$T_A = 70^\circ\text{C}$	80 Ω
	$T_A = 85^\circ\text{C}$	85 Ω
Masa m		18 g
Standards		EN 50178:1997

B.2.3 Sensor inductivo

Las características generales del sensor BES 516-396-EO-C-PU se muestran en la Tabla B.7, mientras que las especificaciones mecánicas y eléctricas se ilustran en las Tablas B.8 y B.9 respectivamente.

Tabla B.7 Datos generales del sensor BES 516-396-EO-C-PU (adaptada de [Balluff, 2007]).

Montaje en acero	Sin blindar
Distancia nominal de operación	2.5 mm
Distancia de operación asegurada	0...2.0 mm
Repetitividad	<5%
Histéresis	≤15%
Indicador de funcionamiento	si
Alcance de temperatura ambiente	-25...+70°C
Grado de contaminación	3
Tiempo de espera antes de la disponibilidad	20ms

Tabla B.8 Especificaciones mecánicas del sensor BES 516-396-EO-C-PU (adaptada de [Balluff, 2007]).

Material de la carcasa	Acero inoxidable
Material de la cara de detección	PA 12
Grado de protección	IP68 acc. BWN Pr 20IP
Conexión	Cable
Tipo de cable	LifY-11Y-O

Tabla B.9 Especificaciones eléctricas del sensor BES 516-396-EO-C-PU (adaptada de [Balluff, 2007]).

Tipo de alimentación	CD
Cableado	3 cables
Función de conmutación	Normalmente abierto
Señal de salida	PNP
Tensión de alimentación	10...30 V
Corriente nominal de operación	200 mA
Rizo	≤15%
Máxima frecuencia de conmutación	1000 Hz
Corriente fuera del estado	≤20 μA
Caída de tensión	±2.5/-V
Protección contra corto circuito	Si
Protección de polaridad inversa	Si

B.3 OSCILOSCOPIO TDS2014C DE TEKTRONIX

El osciloscopio TDS2014C ilustrado en la Fig.B.1, es empleado en algunas de las mediciones del sistema desarrollado y cuenta con las especificaciones que se observan en la Tabla B.10.

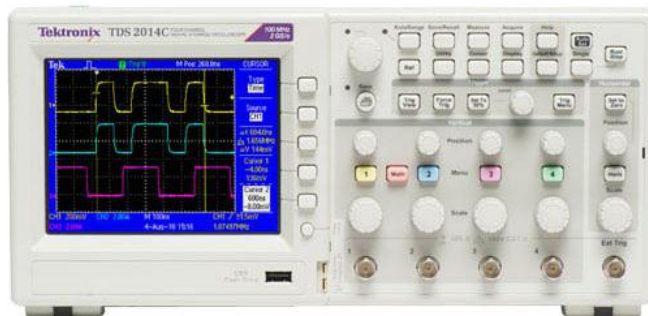


Fig.B.1 Osciloscopio TDS2014C de Tektronix (adaptada de [Tektronix, 2012]).

Tabla B.10 Especificaciones del osciloscopio TDS2014C (adaptada de [Tektronix, 2012]).

Ancho de banda	100 MHz
Canales	4
Muestras por segundo	Hasta 2 GS/s por canal
Longitud de registro	2.5k puntos en todos los canales
Tipos de disparadores	Disparadores avanzados, incluyendo el disparo de ancho de pulso y la línea seleccionable Disparador de video
Conectividad	USB 2.0 Puerto host en el panel frontal para almacenamiento rápido y fácil de datos Puerto del dispositivo USB 2.0 en el panel posterior para una fácil conexión a un PC o Impresión directa a una impresora compatible con PictBridge®
Otras características de conexión	Incluye LabVIEW® SignalExpress TE Limited de National Instruments Edition y Tektronix OpenChoice® para conectar su banco

B.4 FUENTE DE PRUEBA ARTES 300 DE KOCOS

La fuente Artes 300 empleada en la calibración de los sensores y validación del correcto funcionamiento en la adquisición de las señales cuenta con las características se ilustran el Tabla B.11.

Tabla B.11 Especificaciones de la fuente ARTES 300 (adaptada de [Kocos, 2011]).

Amplificadores de voltaje	3-ph.: 3 x 0 to 300 V/75 VA 1-ph.: 1 x 0 to 600 V/150 VA
Amplificadores de corriente	3-ph.: 3 x 0 to 25 A/80 VA
Salidas de bajo nivel	10 x 0 to 10 Vpk
Salidas de CD	12 to 260 V, 50 W (opcional)
Entradas analógicas	2, una de 0 to ± 10 V y otra de 0 to ± 20 mA
Entradas binarias	8 (en dos grupos)
Salidas binarias	2
Alimentación	100 to 265 V AC, 47 to 63 Hz, 120 to 265 V DC
Consumo de potencia	600 W

APÉNDICE C

REGLAS DE ZIEGLER-NICHOLS PARA SINTONIZAR CONTROLADORES PID

C.1 INTRODUCCIÓN

Este apéndice da una descripción más detallada de las reglas empíricas de sintonización determinadas por Ziegler y Nichols, así como los dos métodos que desarrollaron para determinar los parámetros de controladores PID. Además se presenta el código de programación para obtener las constantes del canal *VFT* por el primer método.

C.2 METODOS DE SINTONIZACIÓN

Una planta con controlador PID (ver Fig.C.1) se puede sintonizar por métodos analíticos o experimentales; comúnmente los métodos experimentales se aplican cuando el modelo es lo suficientemente complejo como para determinar los parámetros de su controlador de manera analítica, o incluso si se desconoce el modelo de la planta o es muy complejo determinarlo [Ogata, 2010].

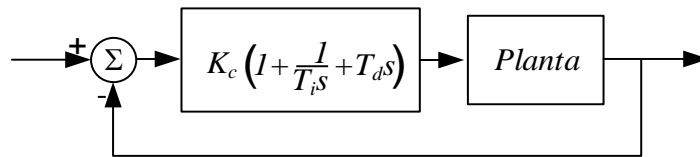


Fig.C.1 Control PID e una planta (adaptada de [Ogata, 2010]).

La sintonía de un controlador es el proceso de determinar los parámetros adecuados que permitan que cumpla con especificaciones establecidas. Existe un conjunto de reglas que sugirieron Ziegler y Nichols para sintonizar controladores PID en base a pruebas experimentales, de las que proponen dos métodos que también pueden ser aplicados en casos donde se conozca el modelo matemático. Es necesario resaltar que las reglas de sintonización de Ziegler-Nichols proponen un punto de partida para iniciar una sintonía fina posterior [Ogata, 2010].

El primer método requiere la respuesta de la planta ante un escalón unitario; si la planta no contiene integradores ni polos dominantes complejos conjugados, su respuesta será en forma de "s" como se muestra en la Fig.C.2. Las curvas de respuesta se pueden generar de manera experimental, o mediante una simulación digital, si se conoce el modelo de la planta [Ogata, 2010].

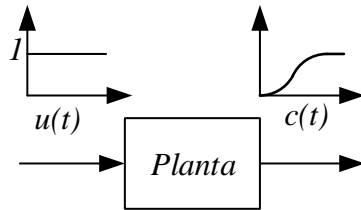


Fig.C.2 Respuesta ante un escalón unitario de una planta (adaptada de [Ogata, 2010]).

El análisis de la curva "s" proporciona dos parámetros de importancia:

- El tiempo de retardo L .
- La constante de tiempo T .

En base a estos parámetros es posible conocer las constantes iniciales de sintonización del controlador; los parámetros L y T se calculan de la intersección de la recta tangente al punto de inflexión, con el margen superior e inferior como se muestra en la Fig.C.3, donde el margen inferior es representado por el eje del tiempo y el margen superior por $c(t) = K$ [Ogata, 2010].

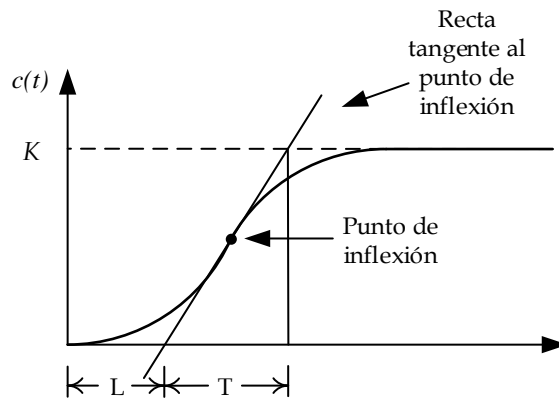


Fig.C.3 Curva e respuesta en forma de "s" (adaptada de [Ogata, 2010]).

La función de transferencia es aproximada por un sistema de primer orden, que puede ser expresada con un retardo como se muestra en (C.1) [Ogata, 2010].

$$\frac{C(s)}{U(s)} = \frac{Ke^{-Ls}}{Ts+1} \quad (C.1)$$

Conociendo L y T es posible calcular con las reglas de sintonización de Ziegler-Nichols las constantes del controlador para la respuesta de la planta ante un escalón, de la manera presentada Tabla C.1 [Ogata, 2010].

Tabla C.1 Reglas de sintonización de Ziegler-Nichols para la respuesta de la planta ante un escalón unitario (adaptada de [Ogata, 2010]).

Tipo de controlador	K_c	T_i	T_d
P	$\frac{T}{L}$	∞	0
PI	$0.9\frac{T}{L}$	$\frac{L}{0.3}$	0
PID	$1.2\frac{T}{L}$	$2L$	$0.5L$

Como un ejemplo, se muestran a continuación dos casos en los que el controlador es sintonizado por las reglas de la Tabla C.1.: el primer caso, mostrado en la ecuación (C.2), es un controlador PI que cuenta con un polo en el origen y un cero en $s = -0.3/L$, mientras que el segundo es un controlador PID ilustrado en la ecuación (C.3) que contiene un polo en el origen y dos ceros en $s = -1/L$ [Ogata, 2010].

$$\begin{aligned}
 G_C(s) &= K_c \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \\
 &= 0.9 \frac{T}{L} \left(1 + \frac{0.3}{Ls} \right) \\
 &= 0.9 \frac{T}{L} \frac{\left(s + \frac{0.3}{L} \right)}{s}
 \end{aligned} \tag{C.2}$$

$$\begin{aligned}
 G_C(s) &= K_c \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \\
 &= 1.2 \frac{T}{L} \left(1 + \frac{1}{2Ls} + 0.5Ls \right) \\
 &= 0.6T \frac{\left(s + \frac{1}{L} \right)^2}{s}
 \end{aligned} \tag{C.3}$$

El segundo método de sintonización consiste en fijar T_i en ∞ y T_d en 0, para de esta forma habilitar únicamente la acción de control proporcional K_c (ver Fig.C.5), la cual se incrementa desde cero hasta un valor crítico " $K_{critica}$ " en donde la salida presente oscilaciones sostenidas; si la salida no presenta oscilaciones sostenidas, este método

no es viable. Con la $K_{critica}$ es posible determinar el periodo crítico " $P_{critico}$ ", como se muestra en la Fig.C.5, el cual es determinado en segundos [Ogata, 2010].

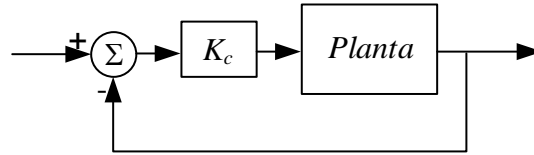


Fig.C.4 Sistema en lazo cerrado con un controlado proporcional (adaptada de [Ogata, 2010]).

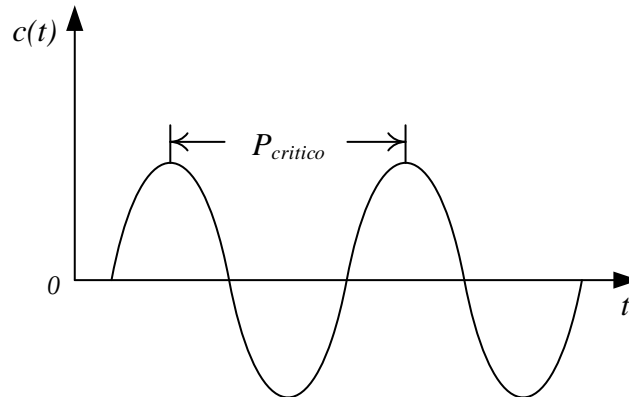


Fig.C.5 Respuesta de la planta al aplicar el segundo método de sintonización (adaptada e [Ogata, 2010]).

Conociendo $K_{critica}$ y $P_{critico}$, los parámetros del controlador se obtienen con base en las reglas sugeridas por Ziegler y Nichols que se muestran en la Tabla C.2.

Tabla C.2 Reglas de sintonización de Ziegler-Nichols para la respuesta de oscilaciones sostenidas (adaptada de [Ogata, 2010]).

Tipo de controlador	K_c	T_i	T_d
P	$0.5K_{critica}$	∞	0
PI	$0.45K_{critica}$	$\frac{1}{1.2}P_{critico}$	0
PID	$0.6K_{critica}$	$0.5P_{critico}$	$0.125P_{critico}$

A continuación se presenta un ejemplo con dos casos en los que se sintoniza con el segundo método: la ecuación (C.4) muestra un controlador PI sintonizado que presenta un polo en el origen y un cero en $s = -1.2/P_{critico}$, mientras la ecuación (C.5) es un controlador PID que presenta un polo en el origen y dos ceros en $s = -4/P_{critico}$ [Ogata, 2010].

Si se cuenta con el modelo matemático (la función de transferencia de la planta) es posible emplear el método del lugar de las raíces para obtener de manera analítica $K_{critica}$ y con esto la frecuencia de las oscilaciones $\omega_{critica}$, lo cual nos permite conocer $P_{critico}$, sabiendo que $P_{critico} = 2\pi/\omega_{critica}$ [Ogata, 2010].

$$\begin{aligned}
 G_c(s) &= K_c \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \\
 &= 0.45 K_{crítica} \left(1 + \frac{1.2}{P_{crítico} s} \right) \\
 &= 0.45 K_{crítica} \frac{\left(s + \frac{1.2}{P_{crítico}} \right)}{s}
 \end{aligned} \tag{C.4}$$

$$\begin{aligned}
 G_c(s) &= K_c \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \\
 &= 0.6 K_{crítica} \left(1 + \frac{1}{0.5 P_{crítico} s} + 0.125 P_{crítico} s \right) \\
 &= 0.075 K_{crítica} P_{crítico} \frac{\left(s + \frac{4}{P_{crítico}} \right)^2}{s}
 \end{aligned} \tag{C.5}$$

C.3 FORMULAS DE SINTONIZACION DE LABVIEW®

Las técnicas de sintonización en línea presentadas en el capítulo 5, se basan en las fórmulas de sintonización de Ziegler-Nichols [NI, 2016], sin embargo, cuenta con tres formas distintas de cálculo dependiendo de la selección realizada: rápida, normal, o lenta. Las Tablas C.3, C.4 y C.5 muestran las fórmulas que se emplean en *LabVIEW*® para obtener los parámetros del controlador cuando se emplea la sintonización automática en línea por el método de respuesta de frecuencia.

Tabla C.3 Reglas de sintonización de Ziegler-Nichols para el método de respuesta de frecuencia ejecución rápida (adaptada de [NI, 2016]).

Tipo de controlador	K_c	T_i	T_d
P	$0.5 K_{crítica}$	∞	0
PI	$0.4 K_{crítica}$	$0.8 P_{crítico}$	0
PID	$0.6 K_{crítica}$	$0.5 P_{crítico}$	$0.12 P_{crítico}$

Tabla C.4 Reglas de sintonización de Ziegler-Nichols para el método de respuesta de frecuencia ejecución normal (adaptada de [NI, 2016]).

Tipo de controlador	K_c	T_i	T_d
P	$0.2 K_{crítica}$	∞	0
PI	$0.18 K_{crítica}$	$0.8 P_{crítico}$	0
PID	$0.25 K_{crítica}$	$0.5 P_{crítico}$	$0.12 P_{crítico}$

Tabla C.5 Reglas de sintonización de Ziegler-Nichols para el método de respuesta de frecuencia ejecución lenta (adaptada de [NI, 2016]).

Tipo de controlador	K_c	T_i	T_d
P	$0.13K_{crítica}$	∞	0
PI	$0.13K_{crítica}$	$0.8P_{crítico}$	0
PID	$0.15K_{crítica}$	$0.5P_{crítico}$	$0.12P_{crítico}$

C.4 PROGRAMA DESARROLLADO EN MATLAB®

Para efectuar la sintonización del canal VFT se realiza un programa en MATLAB® que contiene las reglas de sintonización para el primer método de Ziegler-Nichols según [Ogata, 2010]. Este programa lee dos archivos en formato “.xlsx” que se obtienen exportando (ver Fig.C.6) desde el programa fuera de línea, las pruebas de escalón unitario con las mediciones de potencia en ambos sentidos. Se exportan dos archivos denominados “VFT_ESC_DER.xlsx” y “VFT_ESC_IZQ.xlsx” que son las pruebas de escalón unitario con transferencia Estator-Rotor y Rotor-Estator respectivamente. Es importante identificar las filas entre las que se encuentra la curva en forma de “s” para que se le indique al programa y efectúe la aproximación de la misma mediante la función “polyfit” de MATLAB®.

Se efectúa una aproximación de la curva con un polinomio de tercer grado, al que posteriormente con funciones simbólicas se le determina su punto de inflexión, la recta tangente a éste y el punto en que corta la recta tangente con los márgenes superiores e inferiores para obtener los valores de L y T que posteriormente se emplean en el cálculo de los parámetros el controlador. Los parámetros dependen de la selección del controlador; es posible obtener parámetros para tres tipos de controladores: P, PI y PID.

En la Fig.C.7 se muestra el diagrama de flujo con el algoritmo base en el desarrollo del programa de sintonización, mientras que la Fig.C.8 ilustra una impresión de pantalla de la ejecución del programa. La visualización gráfica del análisis se observa en Fig.C.9 e inmediatamente después se presentan las líneas de código desarrolladas.

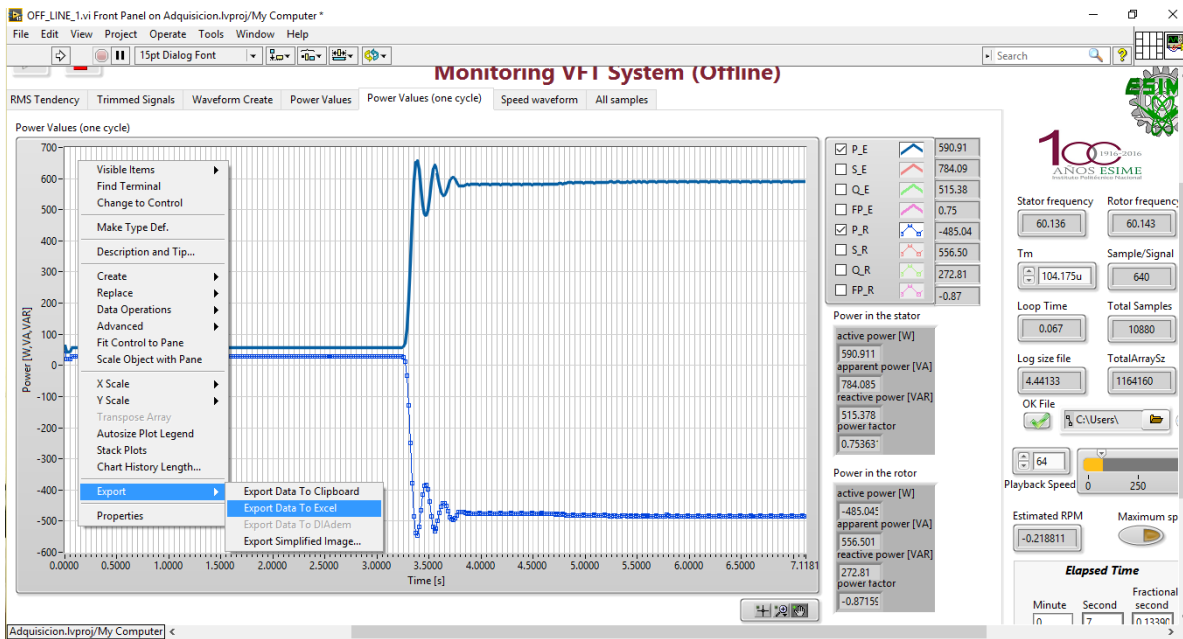


Fig.C.6 Exportar archivo ".xlsx" desde la aplicación fuera de línea.

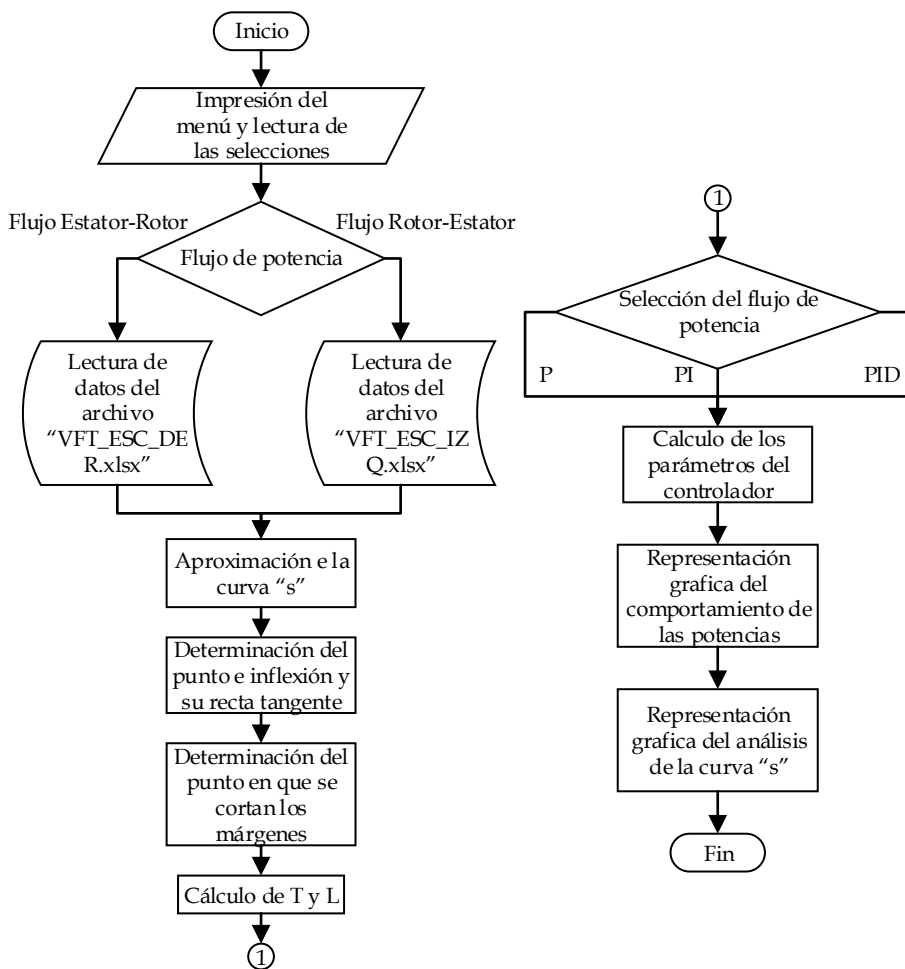


Fig.C.7 Diagrama de flujo del programa de sintonización.

Diseño y Construcción de un Transformador de Frecuencia Variable de Laboratorio

INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL
Sintonización de controladores PID por el primer método de Ziegler-Nichols
Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica
Sección de Estudios de Posgrado e Investigación
CLVR V1.0

Seleccione el flujo de potencia para iniciar el cálculo de los parámetros del controlador:

1. Flujo de potencia Estator-Rotor
2. Flujo de potencia Rotor-Estator

2

Seleccione el tipo de control:

1. P
2. PI
3. PID

2

Ingresar el número de la fila que indica el origen:

Fila=265

Ingresar el intervalo en que se encuentra la curva "s":

inicio Fila=265
termino Fila=273

Parametros_s =

L T

ans =

0.0298 0.0805

Parametros_min =

L T

ans =

0.0005 0.0013

Parametros =

Kc Ti Td

ans =

2.4302 0.0017 0

Fig.C.8 Captura e pantalla de la ejecución del programa realizado.

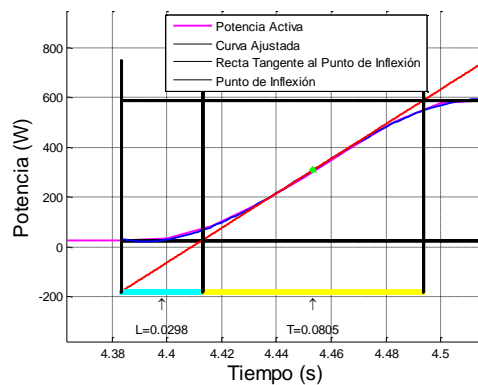
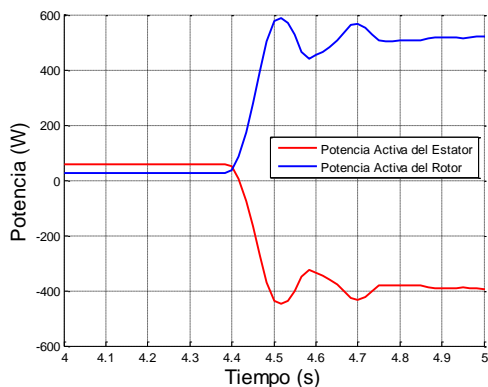


Fig.C.9 Visualización grafica del análisis realizado en el programa.


```

y=m*(x-x1)+y1;%sustituir el punto y
la pendiente en la ecuación de la
recta tangente
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
Calculo de las K's
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
xt=linspace(Pot(1,1),Pot(length(Pot
),1),1000);
yt=polyval(sym2poly(y),xt);
xi=(max(Pot(:,2))-y1+m*x1)/m;
switch flujo
    case 1
        xj=(median(P_E(1:g-1))-
y1+m*x1)/m;
    case 2
        xj=(median(P_R(1:g-1))-
y1+m*x1)/m;
end
L=xj-t1(origin-1);
T=xi-xj;
L1=L/60;
T1=T/60;
switch control
    case 1
        Kc=T1/L1;
        Ti=inf;
        Td=0;
    case 2
        Kc=0.9*(T1/L1);
        Ti=L1/0.3;
        Td=0;
    case 3
        Kc=1.2*(T1/L1);
        Ti=2*L1;
        Td=0;
end
format short
Parametros_s=[ '      L      ' 'T
']
L;T;
[L T]
Parametros_min=[ '      L      '
'T      ' ]
[L1 T1]
Parametros=[ '      Kc      ' 'Ti
' ' Td']
[Kc Ti Td]
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
figure(1); hold on; grid on;
switch flujo
    case 1
        xlim([3,4]);
    case 2
        xlim([4,5]);
end
%ylim([0,180]);

```

```

plot(t1,P_E,'R','linewidth',2);plot
(t1,P_R,'B','linewidth',2);
hleg = legend('Potencia Activa del
Estator','Potencia Activa del
Rotor');
% title('Potencia
Activa','FontName','timesnewroman',
'FontSize',16);
xlabel('Tiempo
(s)','FontName','timesnewroman','Fo
ntSize',16);
ylabel('Potencia
(W)','FontName','timesnewroman','Fo
ntSize',16);

figure(2); hold on; grid on;
xlim([Pot(1,1)-
0.02,Pot(length(Pot),1)]);
ylim([yt(1)-
200,yt(length(yt))+200]);
switch flujo
    case 1
        plot(t1,P_E,'M','linewidth',2);plot
(xt,median(P_E(1:g-1)),'K-
','linewidth',.2);
    case 2
        plot(t1,P_R,'M','linewidth',2);plot
(xt,median(P_R(1:g-1)),'K-
','linewidth',.2);
end
plot(xp,yp,'B','linewidth',2);plot(
xt,yt,'R','linewidth',2);plot(x1,y1
,'Gx','linewidth',4);
plot(linspace(t1(origin-
1),xj,1000),min(yt),'C','linewidth'
,2);plot(linspace(xj,xi,1000),min(y
t),'Y','linewidth',2);
plot(xt,max(Pot(:,2)),'K-
','linewidth',.2);plot(t1(origin-
1),yt,'K-','linewidth',.2);
plot(xi,yt,'K-
','linewidth',.2);plot(xj,yt,'K-
','linewidth',.2);
hleg = legend('Potencia
Activa','Curva Ajustada','Recta
Tangente al Punto de
Inflexión','Punto de Inflexión');
text(t1(origin-1)+((xj-
t1(origin-1))/2),min(yt)-
50,'\uparrow','HorizontalAlignment'
,'center');
text(t1(origin-1)+((xj-
t1(origin-1))/2),min(yt)-
150,['L=',num2str(L)],'HorizontalAl
ignment','center');

```

```

    text(xj+((xi-xj)/2),min(yt)-
50, '\uparrow', 'HorizontalAlignment'
, 'center');
    text(xj+((xi-xj)/2),min(yt)-
150, ['T=', num2str(T)], 'HorizontalAl
ignment', 'center');
%
title('Curvas', 'FontName', 'timesnew
roman', 'FontSize', 16);
    xlabel('Tiempo
(s)', 'FontName', 'timesnewroman', 'Fo
ntSize', 16);
    ylabel('Potencia
(W)', 'FontName', 'timesnewroman', 'Fo
ntSize', 16);
    text(t1(origin-1)+((xj-
t1(origin-1))/2),min(yt)-

```

```

150, ['L=', num2str(L, 3)], 'Horizontal
Alignment', 'center');
    text(xj+((xi-xj)/2),min(yt)-
50, '\uparrow', 'HorizontalAlignment'
, 'center');
    text(xj+((xi-xj)/2),min(yt)-
150, ['T=', num2str(T, 3)], 'Horizontal
Alignment', 'center');
%title('Curvas', 'FontName', 'timesne
wroman', 'FontSize', 16);
    xlabel('Tiempo
(s)', 'FontName', 'timesnewroman', 'Fo
ntSize', 16);
    ylabel('Potencia
(W)', 'FontName', 'timesnewroman', 'Fo
ntSize', 16);

```