



**UNIVERSIDAD DEL BÍO-BÍO**  
FACULTAD DE INGENIERÍA  
DEPTO. INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA

**IMPLEMENTACIÓN DE UN CONTROL DIGITAL PARA UN  
RECTIFICADOR TRIFÁSICO FUENTE DE CORRIENTE EN  
APLICACIONES DE ACCIONAMIENTOS DC.**

Jeovanny Roberto Valenzuela Contreras

SEMINARIO DE TÍTULO  
CARRERA INGENIERIA EN EJECUCION ELECTRONICA

CONCEPCIÓN – CHILE  
2018



**UNIVERSIDAD DEL BÍO-BÍO**  
FACULTAD DE INGENIERÍA  
DEPTO. INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA

IMPLEMENTACIÓN DE UN CONTROL DIGITAL PARA UN  
RECTIFICADOR TRIFÁSICO FUENTE DE CORRIENTE EN  
APLICACIONES ACCIONAMIENTOS DC.

Jeovanny Roberto Valenzuela Contreras

Profesor Guía: Dr. Sc Pedro Melín Coloma.  
Dr.Sc Jaime Rohten Carrasco.  
M.Sc Franco Hernández Campos.

CONCEPCIÓN – CHILE  
2018

## Resumen

La topología del Convertidor Fuente de Corriente (*CSR Current Source Rectifier*) es utilizada en los convertidores estáticos de potencia en aplicaciones de media y alta potencia, como por ejemplo accionamientos eléctricos, sistemas de compensación de armónicos entre otros. Por otro lado, los accionamientos eléctricos en corriente continua para motores DC proporcionan una alta confiabilidad y seguridad, permitiendo la variación de velocidad sin perder la relación par/velocidad, bajo nivel de ruido electromagnético y alta capacidad de cargas dinámicas.

Este trabajo propone la implementación de un prototipo de un convertidor Fuente de Corriente que permita obtener una corriente controlada DC, con el objetivo de tener un accionamiento eléctrico en corriente continua. Para el desarrollo del control del convertidor se propone un controlador no lineal basado en linealización exacta entrada-salida

La propuesta de este seminario se desarrolla por medio de simulaciones y pruebas experimentales de laboratorio, que ilustran las respuestas del controlador y el desempeño de la topología de CSR como accionamiento DC. Los principales logros obtenidos en este trabajo son *(i)* la implementación de la topología del CSR con un sistema de sensado, transmisión y acondicionamiento de señales, *(ii)* el desarrollo e implementación de un sistema de control para el CSR, capaz de controlar la corriente DC y *(iii)* el desarrollo de un controlador para la topología CSR con un motor DC como carga, logrando obtener un control de la corriente de armadura.

*A mi familia, papá, mamá, hermanas...*

## ***Agradecimientos***

Sin lugar a dudas llegar a estas instancias no hubiera sido posible sin el constate apoyo y preocupación de mis padres, quienes me dieron las herramientas para desarrollarme como estudiante, pero sobre todo como persona.

También agradecer a mis compañeros del LACE, que con sus consejos, ayudas, correcciones y charlas me sirvieron de gran manera para realizar este trabajo. Quiero dar un agradecimiento especial a mi profesor guía Sr. Pedro Melin, que me esperó y ayudó durante todo este tiempo a pesar de mis faltas y atrasos.

Este Seminario de Título fue financiado con aportes de CONICYT/FONDECYT 11140759, Grupo de Investigación Acondicionamiento y Conversión de la Energía UBB GI160510/EF y Proyecto UBB 182510 4/R.

# Índice

<b>CAPÍTULO 1 INTRODUCCIÓN.....</b>	<b>1</b>
1.1 INTRODUCCIÓN GENERAL.....	1
1.2 TRABAJOS PREVIOS.....	2
1.2.1 Rectificador Fuente de Corriente (CSR).....	3
1.2.2 Modulación Sinusoidal por Ancho de Pulso SPWM.....	4
1.2.3 Modelación.....	6
1.2.4 Respuesta en Lazo Abierto.....	7
1.2.5 Motor DC.....	11
1.3 DISCUSIÓN.....	14
1.4 OBJETIVOS.....	15
1.4.1 Objetivo General.....	15
1.4.2. Objetivo Específico.....	15
1.5 ALCANCES Y LIMITACIONES.....	15
1.6 METODOLOGÍA.....	16
1.7 TEMARIO.....	17
<b>CAPÍTULO 2 CONTROL CONVERTIDOR FUENTE DE CORRIENTE .....</b>	<b>18</b>
2.1 INTRODUCCIÓN.....	18
2.2 INTRODUCCIÓN AL SISTEMA DE CONTROL.....	18
2.3 RESUMEN DEL CONTROL PROPUESTO.....	19
2.4 LAZO DE CONTROL INTERNO.....	20
2.5 LAZO DE CONTROL EXTERNO (CONTROL DE LA CORRIENTE $I_{dc}$ ).....	22
2.6 SIMULACIÓN DEL CONTROL Y RESULTADOS.....	24
2.7 DISCUSIÓN Y CONCLUSIONES.....	29
<b>CAPÍTULO 3 IMPLEMENTACIÓN.....</b>	<b>30</b>
3.1 INTRODUCCIÓN.....	30
3.2 ETAPAS A CONSIDERAR.....	30
3.3 IMPLEMENTACIÓN DEL ETAPA DE POTENCIA DE CSR.....	31
3.4 IMPLEMENTACIÓN ADQUISICIÓN PROCESAMIENTO Y DISTRIBUCIÓN DE DATOS.....	33
3.4.1 Sensores, Acondicionamiento y Transmisión.....	33
3.4.2 Adquisición, Procesamiento y Distribución de Datos.....	35
3.5 ALIMENTACIÓN AUXILIAR E IMPLEMENTACIÓN DEL SET-UP.....	38
3.6 IMPLEMENTACIÓN DEL SET-UP.....	39
3.7 IMPLEMENTACIÓN CONTROL DIGITAL.....	40

3.8 CONCLUSIÓN.....	42
<b>CAPÍTULO 4 RESULTADOS EXPERIMENTALES .....</b>	<b>43</b>
4.1 INTRODUCCIÓN .....	43
4.2 METODOLOGÍA DE PRUEBA.....	43
4.3 IMPLEMENTACIÓN DE CONTROL EN LAZO ABIERTO.....	44
4.2.1 Resultados Experimentales en Lazo Abierto. ....	47
4.3 IMPLEMENTACIÓN DEL CONTROL EN LAZO CERRADO. ....	47
4.3.1 Mediciones con Osciloscopio para Control en Lazo Cerrado.....	53
4.4 DISCUSIÓN Y CONCLUSIONES.....	54
<b>CAPÍTULO 5 CONCLUSIONES.....</b>	<b>55</b>
5.1 SUMARIO.....	55
5.2 CONCLUSIONES. ....	57
5.3 TRABAJOS FUTUROS. ....	58
<b>CAPÍTULO 6 BIBLIOGRAFÍA .....</b>	<b>59</b>

## Índice de Figuras

Figura 1.1 Topologías de convertidores de potencia con acumuladores DC. ....	2
Figura 1.2 Convertidor Fuente de Corriente.....	3
Figura 1.3 Modulación SPWM.....	5
Figura 1.4 Simulación lazo abierto.....	10
Figura 1.5 tipos de motores de Corriente Continua.....	11
Figura 1.6. Motor DC .....	13
Figura 2.1 Esquema de control propuesto. ....	19
Figura 2.2 Resumen del control del rectificador fuente de corriente. ....	20
Figura 2.3 Lazo de control interno. ....	21
Figura 2.4 Diagrama de control de la corriente DC. ....	22
Figura 2.5 Diagrama control implementado.....	25
Figura 2.6 Resultados simulación.....	28
Figura 3.1 esquema de potencia. ....	30
Figura 3.2 componentes filtro LC.....	31
Figura 3.3 Inductor para filtro LDC. ....	32

Figura 3.4 Rectificador.....	32
Figura 3.5 Tarjetas de sensores. ....	33
Figura 3.6 ACOND-DSP.....	34
Figura 3.7 Comunicación por RJ-45.....	35
Figura 3.8 Plataforma digital .....	36
Figura 3.9 Tarjeta TTL2OP.....	37
Figura 3.10 fuentes de alimentación modelo DR-30.....	38
Figura 3.11 SET-UP implementado Rectificador Fuente de Corriente.....	39
Figura 3.12 Diagrama de flujo del controlador digital en la DSP .....	41
Figura 4.1 Parámetros de entrada del convertidor y sus equivalentes en ejes $dq$ para un control de corriente DC .....	46
Figura 4.2 Resultados experimentales para un control LA .....	47
Figura 4.3 Parámetros de entrada del convertidor y sus equivalentes en ejes $dq$ .....	49
Figura 4.4 Corrientes resultantes del control de corriente DC con su respectivo error.....	50
Figura 4.5 Parámetros de entrada del convertidor y sus equivalentes en ejes $dq$ para el control de la corriente .....	51
Figura 4.6 corrientes resultantes del control de corriente DC con su respectivo error.....	52
Figura 4.7 Resultados experimentales ante cambios de referencia de la corriente $i_{dc}$ .....	53

## Índice de Tablas

Tabla 1.1 Estados de conmutación interruptores de potencia para CSR.....	4
Tabla 1.2 Parámetros del sistema. ....	8
Tabla 1.3 Parámetros del sistema. ....	8
Tabla 1.4 Parámetros del sistema .....	8
Tabla 2.1 Parámetros de simulación.....	26
Tabla 2.2 Parámetros lazo interno. ....	26
Tabla 2.3 Parámetros lazo externo de corriente $i_{dc}$ . ....	26
Tabla 3.1 Componentes del set-up. ....	39
Tabla 4.1 Parámetros de implementación CSR lazo abierto. ....	44
Tabla 4.2 Parámetros moduladoras L.A. ....	45
Tabla 4.3 Parámetros de controladores.....	48



# Nomenclatura

## Matrices

<b>A</b>	: matriz de parámetros de dimensión $n \cdot n$ .
<b>B</b>	: matriz de parámetros de dimensión $n \cdot p$ .
<b>C</b>	: matriz de parámetros de dimensión $q \cdot n$ .
<b>D</b>	: matriz de parámetros de dimensión $q \cdot p$ .
<b>E</b>	: matriz de parámetros de dimensión $n \cdot m$ .
<b>F</b>	: matriz de parámetros de dimensión $q \cdot m$ .
<b>T</b>	: matriz de transformación de dimensión de $n \cdot n$ .
<b>T</b> <sub>abc-dq0</sub>	: matriz de transformación de ejes <i>abc</i> a <i>dq0</i> , dimensión 3·3.
<b>T</b> <sub>dq0-abc</sub>	: matriz de transformación de ejes <i>dq0</i> a <i>abc</i> , dimensión 3·3.

## Vectores

<b>x</b>	: vector de $n$ variables de estados, $\mathbf{x} = [x_1 \ x_2 \ \dots \ x_n]^T$
<b>u</b>	: vector de $p$ variables de entrada, $\mathbf{u} = [u_1 \ u_2 \ \dots \ u_p]^T$
<b>y</b>	: vector de $q$ variables de salida, $\mathbf{y} = [y_1 \ y_2 \ \dots \ y_q]^T$
<b>p</b>	: vector de $m$ perturbaciones, $\mathbf{p} = [p_1 \ p_2 \ \dots \ p_m]^T$
<b>x</b> <sup>abc</sup>	: vector de tres variables de estados, $\mathbf{x}^{abc} = [x^a \ x^b \ x^c]^T$ (ejes estacionarios <i>abc</i> ).
<b>x</b> <sup>dq0</sup>	: vector de tres variables de estados, $\mathbf{x}^{dq0} = [x^d \ x^q \ x^0]^T$ (ejes rotatorios <i>dq0</i> ).
<b>x</b> <sub>0</sub>	: condición inicial del vector de estados, $\mathbf{x}_0 = [x_{10} \ x_{20} \ \dots \ x_{n0}]^T$
<b>x</b> <sub>o</sub>	: vector de estados en el punto de operación, $\mathbf{x}_o = [x_{1o} \ x_{2o} \ \dots \ x_{no}]^T$
<b>u</b> <sub>o</sub>	: vector de entradas en el punto de operación, $\mathbf{u}_o = [u_{1o} \ u_{2o} \ \dots \ u_{po}]^T$
<b>y</b> <sub>o</sub>	: vector de salidas en el punto de operación, $\mathbf{y}_o = [y_{1o} \ y_{2o} \ \dots \ y_{qo}]^T$
<b>y</b> <sub>d</sub>	: vector deseado (referencia) de $q$ variables de salida, $\mathbf{y}_d = [y_{1d} \ y_{2d} \ \dots \ y_{qd}]^T$
<b>x</b> ( $s$ )	: Laplace de <b>x</b> , $\mathbf{x}(s) = [x_1(s) \ x_2(s) \ \dots \ x_n(s)]^T$
<b>u</b> ( $s$ )	: Laplace de <b>u</b> , $\mathbf{u}(s) = [u_1(s) \ u_2(s) \ \dots \ u_p(s)]^T$
<b>y</b> ( $s$ )	: Laplace de <b>y</b> , $\mathbf{y}(s) = [y_1(s) \ y_2(s) \ \dots \ y_p(s)]^T$
<b>p</b> ( $s$ )	: Laplace de <b>p</b> , $\mathbf{p}(s) = [p_1(s) \ p_2(s) \ \dots \ p_m(s)]^T$

## Escalares

$G_{ac}$	: Ganancia de la técnica de modulación de los convertidores.
$m^d$	: Moduladora en eje directo.
$m^q$	: Moduladora en eje cuadratura.
$dx_k/dt = \dot{x}_k$	: derivada de la $k$ -ésima variable de estado.
$u(t)$	: entrada escalón.
$x_{rms}$	: valor medio (RMS) de la señal continua $x(t)$ .
$f(t)$	: función en el tiempo continuo.
$f(s)$	: función en el plano de Laplace.

# Abreviaciones

## Mayúsculas

AC	: Corriente alterna.
DC	: Corriente continua.
CSR	: Current source rectifier.
VSR	: Voltage source rectifier.
PWM	: Pulse width modulation.
L.A.	: Lazo abierto.
L.C.	: Lazo cerrado.
DPF	: Displacement power factor.
LACE	: Laboratorio de Acondicionamiento y Conversión de Energía.
F. de T.	: Función de transferencia.
B.W.	: Ancho de banda.
E.S.	: Entrada/salida.
S.S.	: Estado estacionario.
LGR.	: Lugar geométrico de las raíces.
PI	: Controlador proporcional integral.
I	: Controlador integral.
S.P.	: Sobrepaso.
T.Z.	: Transformada $\mathcal{Z}$ .
D. de B.	: Diagrama de Bode

## Minúsculas

c.i.	: Condiciones iniciales.
$dq^0$	: Ejes rotatorios.
$abc$	: Ejes estacionarios trifásicos.
p.u.	: Por unidad.

# Capítulo 1 Introducción

---

## 1.1 Introducción General

Gran parte de los procesos de conversión de energía eléctrica están realizados por convertidores estáticos de potencia. Los convertidores estáticos de potencia son circuitos electrónicos construidos a partir de (i) elementos reactivos (condensadores e inductores) y (ii) semiconductores de potencia. De acuerdo a las formas onda en el tiempo de voltaje y/o corriente en la entrada y salida del convertidor, se puede clasificar como; (i) Rectificadores, (ii) Reguladores, (iii) Inversores [1].

El desarrollo de semiconductores más eficientes ha permitiendo manejar mayores niveles corriente y tensión, con frecuencias de conmutación más altas, permitiendo el desarrollo de topologías más eficientes y sistemas de control más avanzados. Como es el caso del accionamiento eléctrico en DC, compuesto por (i) un convertidor/rectificador controlado, (ii) un sistema de control automático y (iii) motor de corriente DC, el cual puede variar su velocidad, sin perjudicar la relación par/velocidad [2].

El presente trabajo documenta la implementación de un control digital no lineal para la topología CSR (*Current-Source Rectifier*), con el propósito de obtener una corriente controlada DC en la salida del convertidor que accionará un motor DC de imanes permanentes. De lo anterior se obtiene: (i) un control directo del par motor ya que este último depende directamente de la corriente de armadura, (ii) el control del convertidor permite regular el factor de potencia por desplazamiento (DFP) y (iii) evitar sobrecorriente de corriente en los arranques.

La técnica de control utilizada en este proyecto es un control de estados no lineal que tiene como característica una realimentación de todas las variables de estado del sistema, controlando independientemente las variables de entrada y salida del CSR. [3] [4].

## 1.2 Trabajos Previos

Los rectificadores de conmutación forzada son construidos con semiconductores que tienen la característica de poder controlar tanto su apagado como encendido. Esta capacidad les permite tener un control completo del flujo de potencia eléctrica en el convertidor, lo que ofrece ventajas por sobre convertidores construidos sobre la base de interruptores no controlados o de apagado natural, por ejemplo (i) la corriente o el voltaje pueden ser modulados (PWM), generando una menor distorsión armónica, (ii) en el lado AC del convertidor puede ser controlado. Los rectificadores pueden ser construidos como Fuente de Voltaje, (VSR), como Rectificador Fuente de Corriente (CSR) o Convertidor Fuente de Impedancia (Z-Converter), dependiendo del acumulador DC que utilicen

Figura 1.1.

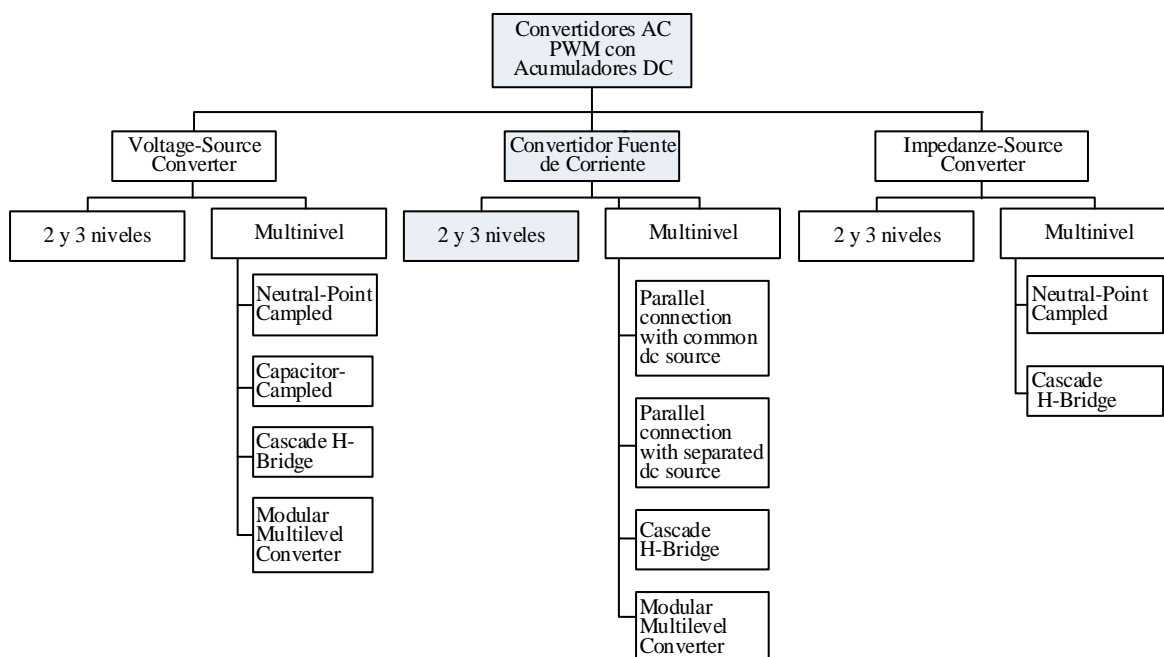


Figura 1.1 Topologías de convertidores de potencia con acumuladores DC.

### 1.2.1 Rectificador Fuente de Corriente (CSR).

El CSR es un convertidor AC/DC que tiene como característica de funcionamiento el mantener un nivel constante de corriente DC. Esto se logra gracias a su topología de potencia, que cuenta con un filtro LC, un rectificador controlado por medio de una modulación por ancho de pulso (PWM), un inductor DC y un sistema de control eficiente.

En la Figura 1.2 se muestra el circuito de potencia completo, que está compuesto por un CSR-trifásico, un filtro de segundo orden (LC) pasa bajos y un inductor como filtro de salida en el enlace DC conectado en serie a la carga teniendo como función la acumulación de energía y de esta forma disminuir el rizado de corriente DC [6].

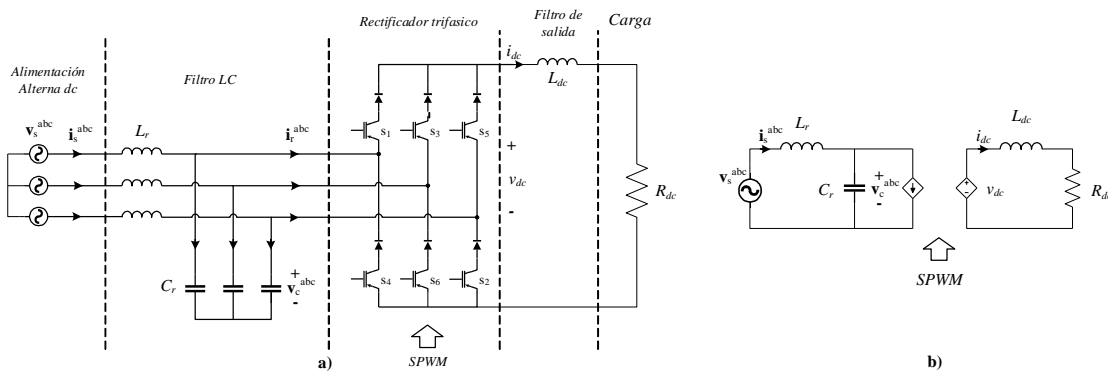


Figura 1.2 Convertidor Fuente de Corriente, a) topología rectificador basada en CSR, b) circuito equivalente

El filtro LC absorbe los armónicos inyectados en la red de corriente alterna producidos por la operación PWM-CSR. Su función de transferencia está dada por (1.1), con una frecuencia de resonancia dada por (1.2). El reactor de enlace DC ( $L_{dc}$ ), disminuye el ripple de la corriente DC ( $i_{dc}$ ) y actúa como una fuente de corriente para la carga.

$$H_{filtro}(s) = \frac{1}{L_r C_r s^2 + R_r C_r s + 1} \quad (1.1)$$

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad (1.2)$$

El CSR trifásico está conformado por 6 interruptores de potencia, en este caso IGBT's, que, al seguir una secuencia de conmutación, permiten manipular las corrientes de líneas. En el ciclo de trabajo de los interruptores de potencia hay que tener dos resguardos, (i) evitar generar un circuito abierto en el inductor de salida y (ii) no generar un cortocircuito que afecte a los capacitores del filtro LC.

Los posibles estados de conmutación son dos: encendido o en conducción y corte o apagado. Los cuales se presentan en la Tabla 1.1.

**Tabla 1.1 Estados de conmutación interruptores de potencia para CSR.**

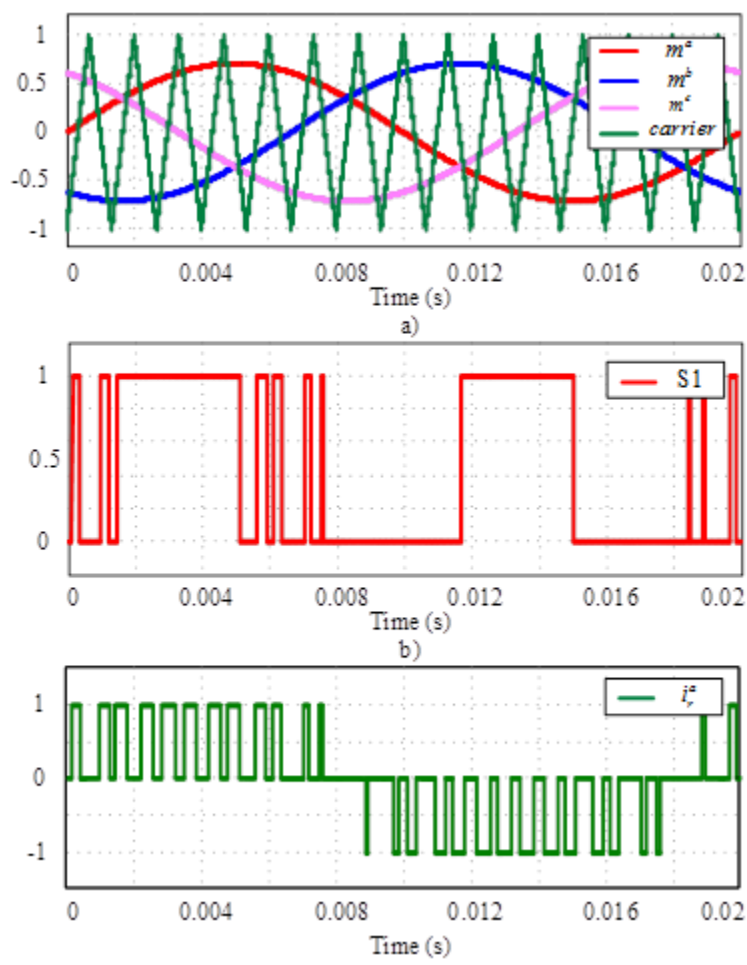
Estado	Interruptores apagados	Interruptores encendidos	$v_{dc}$	$i_r^a$	$i_r^b$	$i_r^c$
1	3-4-5-6	1-2	$v^a-v^c$	$i_{dc}$	0	$-i_{dc}$
2	1-4-5-6	2-3	$v^b-v^c$	0	$i_{dc}$	$-i_{dc}$
3	1-2-5-6	3-4	$v^b-v^a$	$-i_{dc}$	$i_{dc}$	0
4	1-2-3-6	4-5	$v^c-v^a$	$-i_{dc}$	0	$i_{dc}$
5	1-2-3-4	5-6	$v^c-v^b$	0	$-i_{dc}$	$i_{dc}$
6	2-3-4-5	6-1	$v^a-v^b$	$i_{dc}$	$-i_{dc}$	0
7	2-3-5-6	1-4	0	0	0	0
8	1-2-4-5	3-6	0	0	0	0
9	1-3-4-6	5-2	0	0	0	0

De acuerdo a los resguardos previstos para esta topología, en la Tabla 1.1 se observan los distintos estados de los interruptores de potencia. Los estados 7, 8 y 9 producen corrientes de línea AC nulas, provocando que la corriente DC circule a través de los interruptores conectados en una misma rama [5] y que por lo tanto no exista un flujo de potencia eléctrica entre el lado AC y el DC.

### 1.2.2 Modulación Sinusoidal por Ancho de Pulso SPWM.

Esta técnica está basada en la comparación de dos señales, una llamada “moduladora” y otra denominada “portadora” de alta frecuencia. Esta comparación logra entregar una señal o tren de pulsos de ancho variable para la generación de la señal de encendido y apagado de los interruptores de potencia.

En la técnica de modulación por ancho de pulso sinusoidal (SPWM), la señal moduladora sinusoidal es comparada con un carrier triangular de mayor frecuencia (Figura 1.3a) para los pulsos de disparos adecuados que generen una corriente DC mediante el encendido y apagado de los dispositivos semiconductores que conforman el puente rectificador en un Fuente de Corriente.



**Figura 1.3 Modulación SPWM: a) carrier y moduladoras, b) switch S1, c) corriente  $i_r^a$ .**

La señal moduladora puede ser fija en el caso de un accionamiento en lazo abierto y calculadas mediante las ecuaciones del modelo de estado, o generadas por un controlador en lazo cerrado, como se presenta en el siguiente capítulo.

### 1.2.3 Modelación.

Para el desarrollo del modelo matemático del Convertidor Fuente de Corriente Figura 1.2, se considera que el sistema esta balanceado y que los componentes de potencia son ideales e iguales para cada una de las fases. Se establecen las ecuaciones de estado utilizando las leyes de Kirchhoff, obteniendo el modelo para el Rectificador Fuente Corriente Trifásico en ejes  $abc$  y fundamentales.

$$L_r \frac{d\mathbf{i}_s^{abc}}{dt} = \mathbf{v}_s^{abc} - \mathbf{v}_c^{abc} - R_{dc} \mathbf{i}_s^{abc} \quad (1.3)$$

$$C_r \frac{d\mathbf{v}_c^{abc}}{dt} = \mathbf{i}_s^{abc} - G_{ac} \mathbf{m}^{abc} i_{dc} \quad (1.4)$$

$$L_{dc} \frac{di_{dc}}{dt} = [G_{ac} \mathbf{m}^{abc}]^T [\mathbf{v}_c^{abc}] - R_{dc} i_{dc}. \quad (1.5)$$

$$G_{ac} = \sqrt{\frac{2}{3}} \quad (1.6)$$

Dónde:

$\mathbf{v}_s^{abc}$  : Voltaje de alimentación AC.

$\mathbf{i}_s^{abc}$  : Corriente AC.

$\mathbf{v}_c^{abc}$  : Voltaje en el condensador.

$i_{dc}$  : Corriente DC.

La topología del CSR en la Figura 1.2 se asume como un sistema trifásico balanceado y los voltajes de alimentación están desfasados en  $120^\circ$  entre sí, por lo tanto, a partir de las ecuaciones obtenidas en ejes  $abc$ , se utiliza la Transformada de Park para obtener el modelo del Rectificador Fuente de Corriente en ejes  $dq$ . Esta transformación permite traspasar las variables sinusoidales a variables continuas dando como resultado las ecuaciones (1.7)- (1.11).



$$\frac{di_s^d}{dt} = i_s^q \omega_s + \frac{v_s^d}{L_r} - \frac{v_c^d}{L_r} - \frac{R_r i_s^d}{L_r} \quad (1.7)$$

$$\frac{di_s^q}{dt} = -i_s^d \omega_s + \frac{v_s^q}{L_r} - \frac{v_c^q}{L_r} - \frac{R_r i_s^q}{L_r} \quad (1.8)$$

$$\frac{dv_c^d}{dt} = v_c^q \omega_s + \frac{1}{C_r} i_s^d - \frac{1}{C_r} G_{ac} m^q i_{dc} \quad (1.9)$$

$$\frac{dv_c^q}{dt} = -v_c^d \omega_s + \frac{1}{C_r} i_s^q - \frac{1}{C_r} G_{ac} m^d i_{dc} \quad (1.10)$$

$$\frac{di_{dc}}{dt} = \frac{1}{L_{dc}} G_{ac} [m^d v_c^d + m^q v_c^q] - \frac{1}{L_{dc}} R_{dc} i_{dc} \quad (1.11)$$

Donde

$\omega_s$  : Frecuencia angular de la red.

El modelo resultante muestra un sistema de múltiples entradas y salidas. Las entradas están dadas por las señales de modulación ( $m^d$ ,  $m^q$ ), mientras que la salida está dada por alcanzar un control de la corriente DC [3]. Este modelo contiene multiplicaciones de variables de entrada con variables de estado lo que lo hace un sistema no lineal y acoplado.

#### 1.2.4 Respuesta en Lazo Abierto.

Para el modelo del CSR obtenido en las ecuaciones (1.7) a (1.11), se realiza una simulación asignado un punto de operación con los siguientes parámetros: una corriente de salida igual a  $i_{dc} = 12$  A y un factor de potencia por desplazamiento unitario (DPF = 1). Esta simulación fue realizada en el software PSIM 9.0, y la obtención de los valores en lazo abierto se realizó mediante el software MathCad Prime3.1.

En la Tabla 1.2 muestra los parámetros del sistema, los cuales fueron definidos para la simulación del CSR.

**Tabla 1.2 Parámetros del sistema.**

Parámetro	Valor
$\mathbf{v}_{s,rms}^{abc}$	220 V
$f_s$	50 Hz
$f_{so}$	15 p.u
$L_r$	12 mH
$C_r$	40 $\mu$ F
$L_{dc}$	40 mH
$G_{ac}$	$\sqrt{2/3}$

Con los parámetros del sistema definidos, el punto de operación y el modelo de estados resultante para el CSR dado en las ecuaciones (1.7-1.11). Haciendo las derivadas nulas del modelo, se procede a despejar las ecuaciones para determinar las moduladoras  $M^d$  y  $M^q$  necesarias para el punto de operación.

**Tabla 1.3 Parámetros del sistema.**

Símbolo	Parámetro	Valor
$M^d$	(Moduladora directa)	0.421
$M^q$	(Moduladora en cuadratura)	-0.455

Con las moduladoras en ejes giratorios ( $m^d$  y  $m^q$ ) obtenidas en la Tabla 1.3. Se calcula la transformación de  $dq$  a  $abc$ , obteniendo la amplitud máxima de las modularas en (1.12) y su respectivo desfase en (1.13).

$$M = \sqrt{\frac{2}{3}} \sqrt{(m^d)^2 + (m^q)^2} \quad (1.12)$$

$$\phi = \frac{180}{\pi} \arctan\left(\frac{m^q}{m^d}\right) \quad (1.13)$$

De (1.12) se obtiene una amplitud de 0.506V y un desfase de  $-47.223^\circ$  con lo que finalmente las moduladoras  $m^{abc}$  expresadas en la siguiente tabla.

**Tabla 1.4 Parámetros del sistema**

Parámetro	Valor
$m^a$	$0.506 \sin(\omega_s t - 47.223)$
$m^b$	$0.506 \sin(\omega_s t - 167.223)$
$m^c$	$0.506 \sin(\omega_s t - 72.77)$

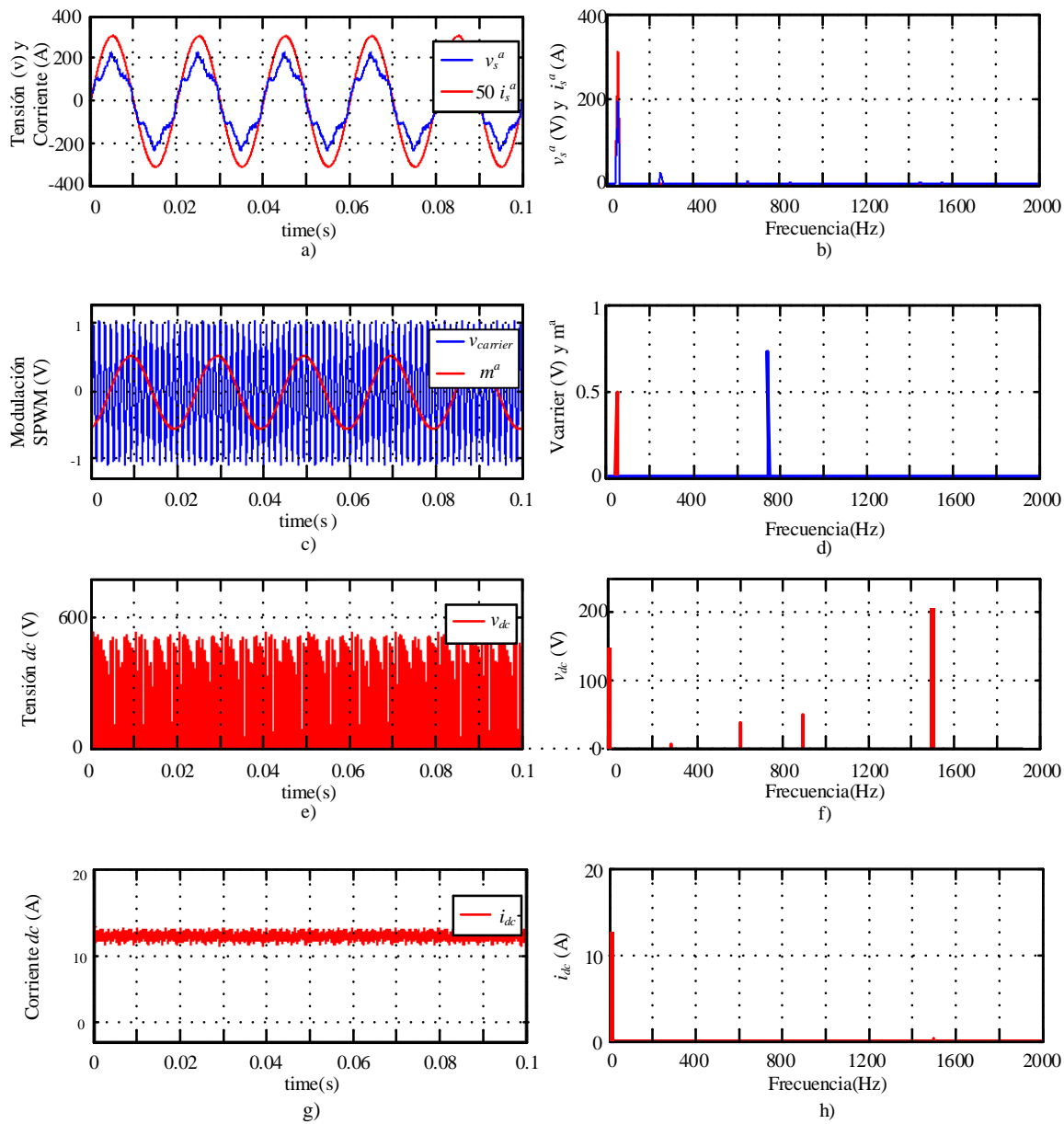
La respuesta del Rectificador Fuente de Corriente en lazo abierto, utilizando los parámetros establecidos en la Tabla 1.2 y las moduladoras calculadas en la Tabla 1.3 para el punto de operación se muestra en los gráficos de la Figura 1.4.

En la Figura 1.4a se muestra la forma de onda de la señal  $v_s^a$  de amplitud 220 V y frecuencia de la red de 50 Hz junto con la forma de onda de la corriente  $i_s^a$  amplificada por 50. De lo anterior se obtiene un DPF unitario ya que ambas formas de onda se encuentran en fase. En la Figura 1.4b se muestra la respuesta de estas señales en el plano de las frecuencias observando un armónico fundamental a frecuencia de 50 Hz, un armónico pequeño en la frecuencia de resonancia del filtro LC y dos armónicos alrededor de la frecuencia de conmutación ( $f_{sw} \pm 2$ ).

La Figura 1.4c corresponde a la señal moduladora con una amplitud de ( $m^a = 0.5$  V), obtenido de la transformada de  $dq$  a  $abc$  en la Tabla 1.4 y la señal portadora triangular de amplitud ( $carrier = 1$  V). En la Figura 1.4d se pueden apreciar los armónicos fundamentales tanto de la señal moduladora 50 Hz, como de la señal portadora 750 Hz.

La Figura 1.4e muestra el voltaje a la salida del rectificador no posee un comportamiento continuo, debido que es afectado por la frecuencia de conmutación de los semiconductores. En Figura 1.4f se muestra la distribución armónica del voltaje DC, en la cual se puede apreciar armónicas predominantes de acuerdo al índice de modulación de frecuencias  $M_f = 1500$  Hz.

La Figura 1.4g muestra la corriente DC en la salida del convertidor, apreciando que el nivel de corriente se mantiene constante alrededor del punto de operación deseado ( $i_{dc} = 12$  A). Con lo anterior se valida el modelo del CSR en ejes  $dq$  y corrobora el punto de operación obtenido. En Figura 1.4h se representa la respuesta en frecuencia para la corriente DC, donde se aprecia un armónico principal en 0 Hz, además de un armónico menor en 1500 Hz, aportada por la acción del PWM en la corriente de salida  $i_{dc}$ .



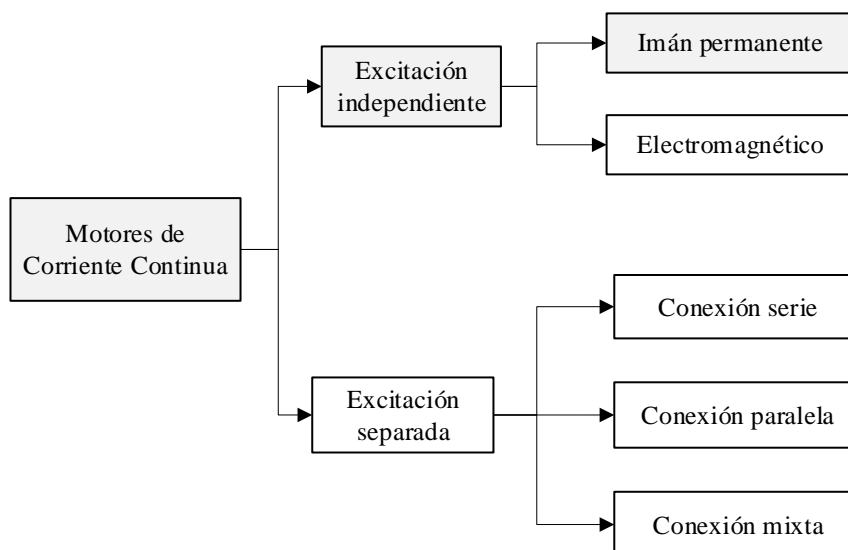
**Figura 1.4 Simulación lazo abierto**

**a) Tensión  $v_s^a$  y corriente de línea  $i_s^a$ , b) Fourier Tensión  $v_s^a$  y corriente de línea  $i_s^a$ . c) moduladora y señal triangular. d) Fourier señal triangular, e) tensión  $v_{dc}$  en la carga, f) Fourier tensión  $v_{dc}$  en la carga. g) corriente  $i_{dc}$  en la carga. h) Fourier corriente  $i_{dc}$  en la carga.**

### 1.2.5 Motor DC

Los motores son máquinas eléctricas rotativas capaces de transformar energía eléctrica en energía mecánica gracias a la interacción de campos magnéticos. Los motores eléctricos están compuestos por dos partes principales (i) rotor, que por lo general tiene una forma cilíndrica y (ii) el estator que brinda soporte mecánico y es el encargado de crear los polos magnéticos, que pueden ser devanados de hilos de cobre sobre un núcleo de hierro accionados por una excitación independiente o formados por imanes.

El motor de corriente directa de imán permanente, es un motor de excitación independiente, donde la excitación magnética del campo y la armadura es constante debido a que sus polos están fabricados de imanes permanentes (Figura 1.5). Otro tipo común de motor es el motor serie o el motor de excitación en serie, en el que las bobinas del campo como de la armadura están conectadas en serie. La configuración menos común para este tipo de motores es el motor en derivación, donde las bobinas de campo como las de la armadura se encuentran conectadas en paralelo, por último, se tiene la configuración híbrida la cual tiene ambas configuraciones en sus bobinas de campo, es decir en serie y en paralelo, este tipo de motor se conoce como motor DC compuesto o conexión mixta[7] .



**Figura 1.5 tipos de motores de Corriente Continua**

Las características más importantes a destacar de los motores DC:

- Amplio rango de velocidades, ajustables de modo continuo con un control simple obteniendo una alta precisión.
- Característica de torque-velocidad variable, constante, o bien, una combinación ideada por tramos.
- Rápida aceleración, desaceleración y cambio de sentido de giro.
- Posibilidad de frenado regenerativo.

Las principales aplicaciones donde se destaca la aplicación de motores DC [2]:

- Fresadoras.
- Máquinas de molienda, máquinas textiles.
- Industrias siderúrgicas
- Hornos, extractores, separadores y cintas transportadoras para la industria de cemento y otras.
- Energías renovables.

La relación que describe el funcionamiento de un motor ideal considera que la potencia mecánica es igual a la potencia eléctrica consumida por la armadura del motor. Esta dada por la ecuación estática de potencia del motor en (1.14)

$$t_m \omega = e_a i_a \quad (1.14)$$

Dónde:

$t_m$ : Es el torque electromagnético de motor (N-m)

$\omega$ : Es la velocidad angular (rad/seg)

$e_a$ : Es la fuerza contra electromotriz en la armadura en (V).

$i_a$ : Es la corriente de armadura (A).

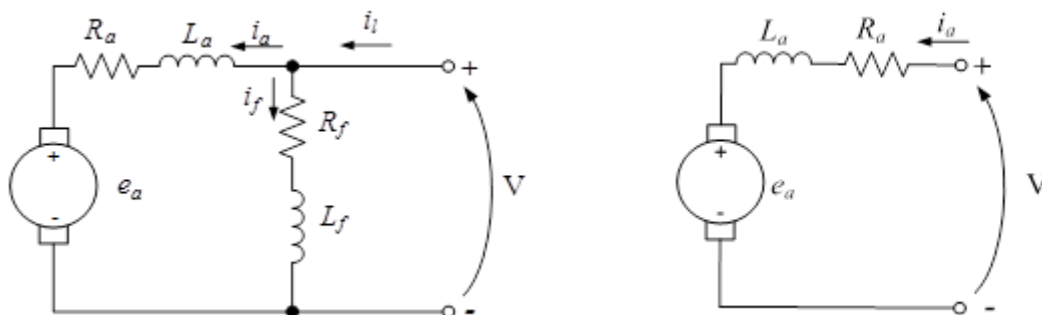
Para un motor no ideal, debe ser considerado un factor de eficiencia en el lado eléctrico de (1.14), por lo que la potencia eléctrica en un motor real es siempre mayor que la potencia mecánica de salida.

$$e_a = K_e \omega \quad (1.15)$$

Dónde:

$K_e$  Es la constante eléctrica del motor.

Si se considera el flujo magnético constante, la tensión inducida  $E_a$  es directamente proporcional a la velocidad angular, también se puede deducir que la velocidad angular es directamente proporcional al voltaje de armadura, por ende, también es directamente proporcional a la corriente.



$$i_l = i_f + i_a$$

$$V = e_a + i_a R + L_a \frac{di_a}{dt}$$

$$e_a = K\phi\omega$$

a)

$$V = e_a + i_a R_a + L_a \frac{di_a}{dt}$$

$$\Phi = 0$$

$$e_a = K_e \omega$$

b)

**Figura 1.6. Motor DC, a) circuito equivalente a un motor DC en Derivación. b) circuito equivalente a un motor DC de Imanes Permanentes.**

Con ecuación eléctrica de armadura:

$$V = e_a + i_a R_a + L_a \frac{di_a}{dt} \quad (1.16)$$

Ecuación mecánica del rotor:

$$t_m = K_e i_a \quad (1.17)$$

$$t_m = J_m \frac{d\omega}{dt} + B_m \omega \quad (1.18)$$

Dónde:

$L_a \frac{di_a}{dt}$  : Es el voltaje inducido en la inductancia de armadura.

$J_m$  : Momento de inercia.

$B_m$  : Constante de fricción.

Dependiendo de la aplicación y de los requerimientos el motor DC de imanes permanentes ofrece una serie de beneficios en comparación con un motor DC [7]. Lo anterior debido a que los motores de imanes permanentes no requieren un campo magnético separado eliminando toda pérdida de energías asociadas al cobre en devanados, debido a esta característica es común que este tipo de motores sea de un menor tamaño que su equivalencia en motores DC.

### **1.3 Discusión**

Los motores DC dan respuesta a una serie de procesos industriales, se caracterizan por tener un par directamente proporcional a la corriente suministrada, lo que permite variar la velocidad sin perder la relación par velocidad. Su accionamiento se realiza principalmente por puentes tiristorizados. Sobre la base de los tipos de convertidores de conmutación forzada la topología CSR presenta características tales como: *(i)* control del factor de potencia, *(ii)* control de la corriente DC y *(iii)* posibilidad de regenerar potencia a la red. Estas características hacen considerar al CSR una alternativa para accionamientos DC.



## **1.4 Objetivos**

### **1.4.1 Objetivo General**

Implementar un control digital no lineal para un convertidor fuente de corriente trifásico cuyo objetivo es accionar una maquina DC.

### **1.4.2. Objetivo Específico**

- Implementar el rectificador fuente de corriente y la estrategia de control propuesta en una máquina DC de imanes permanentes.
- Implementar un sistema de sensado, transmisión y acondicionamiento de señales para medir las corrientes y tensiones de interés del convertidor y del motor.
- Implementar una estrategia de control del rectificador fuente de corriente, para el control de la corriente en una máquina DC.
- Corroborar la validez de la propuesta mediante ensayos de laboratorio.

## **1.5 Alcances y Limitaciones**

- El CSR será simulado en PSIM y los dispositivos de conmutación forzada y componentes pasivos utilizados en el rectificador serán considerados ideales.
- Los interruptores de los convertidores fuente de corriente utilizado en las simulaciones serán ideales.
- La implementación realizara sobre la base de los componentes disponibles tanto en pañol como en el LABORATORIO DE ACONDICIONAMIENTO Y CONVERSIÓN DE ENERGÍA (LACE).
- Las pruebas con el motor DC solo serán de accionamiento y no incluiría un control de velocidad o torque.
- Los controladores serán implementados en una plataforma de desarrollo basado en DSPs y programados en C.

## 1.6 Metodología

La metodología general para lograr los objetivos propuestos en este seminario se divide básicamente en tres etapas, primeramente, en una revisión y estudio bibliográfico, posteriormente en un análisis y desarrollo de la topología Fuente de Corriente mediante procesadores matemáticos y simuladores, para finalizar en una implementación de un set-up de potencia compuesto de distintas etapas necesarias para el funcionamiento del convertidor fuente de corriente.

En general la metodología de este trabajo se describe a continuación;

- Estudio y revisión de los trabajos establecidos en la bibliografía
- Análisis y desarrollo de la topología del Convertidor Fuente de Corriente, obteniendo las ecuaciones que rigen su comportamiento dinámico.
- Estudio e implementación de una estrategia de control basada en control no lineal, para el control de la corriente de salida de un CSR conectado a un motor DC.
- Discretización de los lazos de control propuesto para establecer su respuesta dinámica en el tiempo, esto mediante la simulación de esta topología en PSIM 9.0.
- Diseño y Construcción de Diagramas de P&ID, Diagrama Eléctrico de Potencia y Diagrama de Alimentación de Corrientes Débiles.
- Implementación del equipo, con la descripción de cada etapa.
- Resultados Experimentales.

## 1.7 Temario

**Capítulo 2 Control Convertidor Fuente de Corriente:** en este Capítulo se desarrolla un control no lineal para implementar en la topología CSR con el objetivo de controlar la corriente de armadura de un motor DC conectado como carga. Lo anterior es validado mediante la simulación en lazo cerrado del controlador, obteniendo las variables de interés.

**Capítulo 3 Implementación:** en este Capítulo se revisa los materiales utilizados y la distribución de cada componente en la implementación del equipo construido. Destacando las etapas de potencia, adquisición, control y distribución de datos. Además, se hace una referencia a la implementación del control digital.

**Capítulo 4 Resultados Experimentales:** en este Capítulo se obtienen resultados experimentales de laboratorio. Obteniendo resultados tanto en lazo abierto del convertidor, como también en lazo cerrado conectado a una carga resistiva en ambos casos, estos resultados fueron obtenidos en Matlab, por medio de la conexión entre el PC y la tarjeta de desarrollo y validados mediante el uso del osciloscopio.

**Capítulo 5 Conclusiones:** en este Capítulo se realiza un resumen de lo hecho en cada uno de los Capítulos anteriores, conclusiones respecto a los objetivos logrados y posibles trabajos futuros.

## **Capítulo 2 Control Convertidor Fuente de Corriente**

### **2.1 Introducción**

El objetivo de este trabajo es controlar la corriente DC del Rectificador Fuente de corriente. Para lograr esto se ha propuesto implementar un controlador no lineal basado en linealización exacta entrada-salida como los presentados en [4] y [6]. En el presente Capítulo se describe y simula el controlador propuesto para el accionamiento de un motor DC por medio del control de la corriente de armadura, corroborando la propuesta por medio del análisis de las dinámicas de interés obtenidas por simulación.

### **2.2 Introducción al Sistema de Control.**

El control propuesto está constituido una etapa de control interno controlando las corrientes de entrada directa y cuadratura por medio de un control no lineal y por una etapa de control externo encargado del control de la corriente  $i_{dc}$ . En la Figura 2.1 se observa el esquema completo de control implementado en este trabajo, además de la disposición de los sensores en el Rectificador Fuente de Corriente.

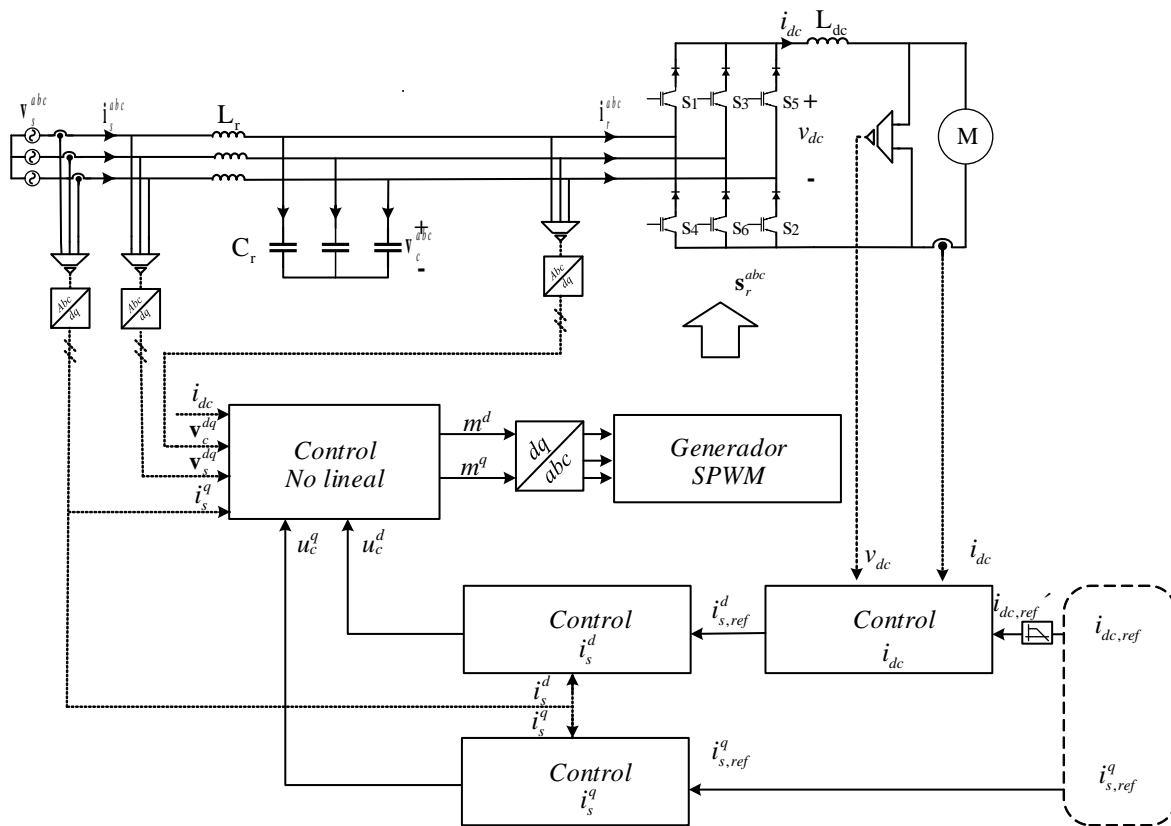


Figura 2.1 Esquema de control propuesto.

### 2.3 Resumen del Control Propuesto

Este control se basa en un control no lineal basado en linealización exacta entrada salida, el cual compensa las no linealidades del modelo del rectificador y desacopla los componentes de las corrientes de línea directa y en cuadratura. La ventaja de este tipo de control por sobre un control lineal en aplicaciones con convertidores fuente de corriente, es que sus parámetros no dependen del punto de operación del equipo el cual es sensible a la corriente DC, lo que permite un control independiente de la corriente. Su desventaja es un algoritmo más complejo y mayor tiempo de cálculo.

Se añade un lazo de control independiente para el control de la corriente  $i_{dc}$ , compuesto por un filtro de primer orden y un controlador PI, necesario para mantener la dinámica de la corriente al mismo nivel que la referencia. Además, se agrega un

controlador integral garantizando un error en estado estacionario igual a cero en la entrada del controlador no lineal.

En la Figura 2.2 se representa el esquema de control propuesto, que está compuesto de dos etapas principales (i) lazo de control interno (control no lineal), (ii) lazo de control externo (control de la potencia activa mediante el control de la corriente  $i_{dc}$ ).

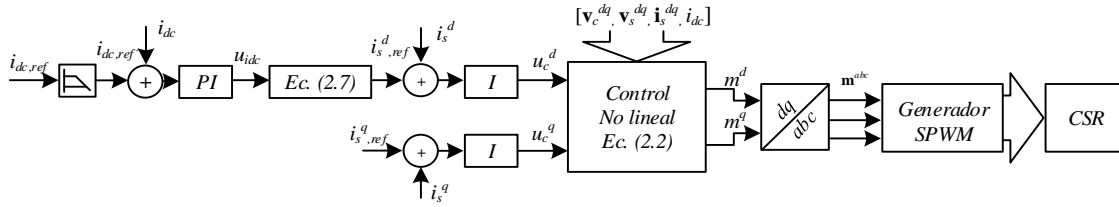


Figura 2.2 Resumen del control del rectificador fuente de corriente.

Además, la Figura 2.2 presenta un resumen del esquema de control propuesto detallando las funciones en cada tapa. El controlador requiere conocer los parámetros del sistema, la medición de las variables de estado y las perturbaciones.

## 2.4 Lazo de Control Interno

El método de linealización exacta E.S. es capaz de entregar una respuesta lineal sin importar el comportamiento no lineal del sistema, es capaz de desacoplar el sistema, pudiendo manipular variables mediante el uso de controladores externos e independientes para ello necesita la realimentación de todas las variables no lineales y del modelo de estado del sistema. Lo anterior es válido mientras no ocurra sobre modulación en el sistema, de acuerdo a (2.2).

$$\sqrt{(m^d)^2 + (m^q)^2} \leq 1. \quad (2.1)$$

$$[m]^{dq} = \underbrace{\frac{1}{G_{ac} \omega_r^2 i_{dc}}}_{\text{Linealización}} \left\{ k_2 \begin{bmatrix} u_c^d \\ u_c^q \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} -k_1 \frac{d}{dt} i_s^d - k_2 i_s^d \\ -k_1 \frac{d}{dt} i_s^q - k_2 i_s^q \end{bmatrix}}_{\text{Amortiguamiento}} - \underbrace{\begin{bmatrix} -i_s^d (\omega_s^2 + \omega_r^2) - 2 \frac{\omega_s}{L_r} v_c^q + \frac{1}{L_r} \frac{d}{dt} v_s^d \\ -i_s^q (\omega_s^2 + \omega_r^2) + 2 \frac{\omega_s}{L_r} v_c^d - \frac{\omega_s}{L_r} v_s^d \end{bmatrix}}_{\substack{\text{Desacoplo} \\ \text{Rechazo cambio} \\ \text{de voltaje}}} \right\} \quad (2.2)$$

En 2.2 se muestra la representación matemática del control no lineal, donde se remarca las características del controlador en términos de linealización, amortiguamiento, desacoplo y rechazo a cambios de voltaje.

El lazo de control interno Figura 2.3 está conformado por el (i) control de las corrientes  $i_s^d$  e  $i_s^q$ , que está compuesto por controladores del tipo integral, asegurando un error en estado estacionario igual a cero, los cuales se implementan debido a que en (2.2) los valores de  $L_r$  y  $C_r$  se asumen constantes, lo cual en la práctica esto no es así, y por el (ii) control no lineal el cual utiliza el método de linealización exacta entrada-salida basada en la transformación de las variables de estado.

Este controlador proporciona el desacoplamiento y la linealización de las componentes  $d$  y  $q$  de las corrientes de línea ( $i_s^d$  e  $i_s^q$ ) en términos de  $u_c^d$  y  $u_c^q$ .

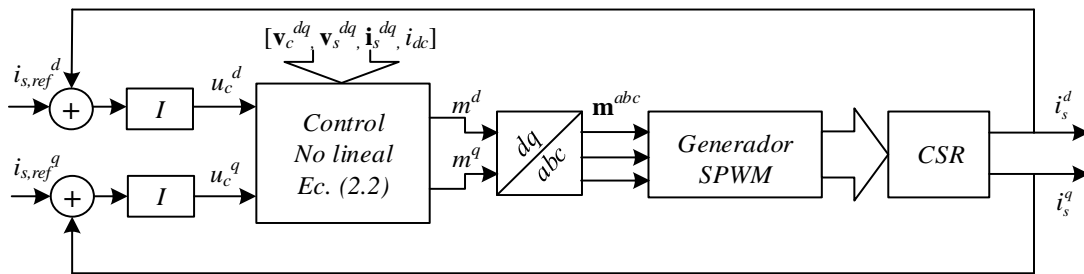


Figura 2.3 Lazo de control interno.

El sistema se comporta como un sistema de segundo orden lo que se puede expresar como:

$$\frac{i_s^d}{u_c^d} = \frac{i_s^q}{u_c^q} = \frac{k_2}{s^2 + k_1s + k_2} \quad (2.3)$$

Para garantizar un error en estado estacionario igual a cero se agregó dos controladores del tipo integral.

$$\frac{i_s^d}{i_{s,ref}^d} = \frac{i_s^q}{i_{s,ref}^q} = \frac{k_2}{T_{ac}} \frac{1}{s^3 + k_1s^2 + k_2s + \frac{k_2}{T_{ac}}} \quad (2.4)$$

La función óptima de transferencia de tercer orden basado en el criterio de ITAE está dada por:

$$h_{is}(s) = \frac{\left(\frac{7.54}{t_{s,ac}}\right)^2}{s^3 + 1.75\left(\frac{7.54}{t_{s,ac}}\right)s^2 + 2.15\left(\frac{7.54}{t_{s,ac}}\right)^2 s + \left(\frac{7.54}{t_{s,ac}}\right)^3} \quad (2.5)$$

$t_{s,ac}$  es el tiempo de asentamiento del sistema de tercer orden, y se diseña para que el sobrepaso no sea mayor al 2%.

$$k_1 = 1.75\left(\frac{7.54}{t_{s,ac}}\right), \quad k_2 = 2.15\left(\frac{7.54}{t_{s,ac}}\right)^2, \quad T_{ac} = 2.15\left(\frac{t_{s,ac}}{7.54}\right). \quad (2.6)$$

Fijando un tiempo deseado para  $t_{s,ac}$  es posible calcular los valores de las constantes  $k_1$ ,  $k_2$  y el tiempo integrativo del controlador  $T_{ac}$

## 2.5 Lazo de Control Externo (control de la corriente $i_{dc}$ ).

La síntesis del lazo de control externo se presenta en la Figura 2.4 el cual está diseñado para controlar la corriente  $i_{dc}$ , compuesto por un filtro de primer orden en la entrada de la referencia y un controlador  $PI$ , complementado con la realimentación de las variables  $v_c^q$ ,  $i_s^q$ ,  $i_{dc}$ , y  $v_{dc}$

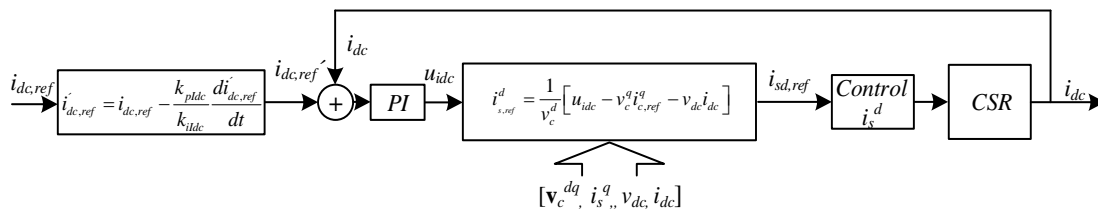


Figura 2.4 Diagrama de control de la corriente DC.

Se utiliza un control sobre el lazo de corriente  $i_s^d$  para controlar la corriente DC con el propósito de seguir la corriente de referencia. Despreciando las pérdidas de los convertidores y asumiendo que el CSR realiza el balance de potencia en el lado AC y DC del convertidor, se llega a la siguiente expresión, donde se agrega la variable auxiliar  $u_{idc}$ .

$$i_{s,ref}^d = \frac{1}{v_c^d} \left[ u_{idc} i_{dc} - v_c^q i_{c,ref}^q - i_{dc} v_{dc} \right] \quad (2.7)$$



$$u_{idc} = L_{dc} \frac{d}{dt} i_{dc} \quad (2.8)$$

Se define un controlador PI entre la entrada  $u_{idc}$  y la referencia  $i_{dc,ref}$  tal que.

$$\frac{u_{idc}}{i_{dc,ref}} = k_{pldc} + \frac{k_{ildc}}{s} \quad (2.9)$$

Por lo que se obtiene una relación entre  $i_{dc}$  e  $i_{dc,ref}$ , de segundo orden.

$$\frac{i_{dc}}{i_{dc,ref}} = \frac{k_{ildc} + k_{pldc}s}{L_{dc}s^2 + k_{pldc}s + k_{ildc}} \quad (3.0)$$

Adicionalmente se agrega un filtro de primer orden entre  $i_{dc,ref}$  e  $i_{dc,ref}'$ , con la finalidad de eliminar el cero en (3.0).

$$f_{idc}(s) = \frac{i_{dc,ref}}{i_{dc,ref}'} = \frac{k_{ildc}}{k_{ildc} + k_{pldc}s} \quad (3.1)$$

La relación entre la corriente  $i_{dc}$  y la referencia queda definida por (ecuación 3.2).

$$\frac{i_{dc}}{i_{dc,ref}'} = \frac{\frac{k_{ildc}}{L_{dc}}}{s^2 + \frac{k_{pldc}}{L_{dc}}s + \frac{k_{ildc}}{L_{dc}}} = \frac{\omega_{0Idc}^2}{s^2 + 2\zeta\omega_{0Idc}s + \omega_{0Idc}^2} \quad (3.2)$$

Con lo anterior es posible definir los parámetros del controlador PI los que de igual manera corresponden al filtro de primer orden de la entrada, en relación a  $\omega_{0Idc}$  y el damping  $\zeta_{Idc}$  deseado para el control de corriente DC.

$$k_{ildc} = \omega_{0Idc}^2 L_{dc} \quad (3.3)$$

$$k_{pldc} = 2\zeta_{Idc} \sqrt{k_{ildc} L_{dc}} \quad (3.4)$$

$$\omega_{0Idc} = \frac{2\pi}{T_{sidc}} \quad (3.5)$$

## 2.6 Simulación del Control y Resultados

Durante el presente capítulo se ha presentado la estrategia de control no lineal para la topología Rectificador Fuente de Corriente, agregando un lazo externo para el control de la corriente  $i_{dc}$ . La implementación del controlador se realizó un algoritmo en código C, el cual se desarrolló en el programa DEV C++, y cargado a PSIM para simulación por medio de un archivo DLL.

En el desarrollo del controlador se tuvieron las siguientes consideraciones como: (i) el compilador permite la utilización de variables `double`, (ii) la posibilidad de obtener directamente las variables del sistema por medio de entradas preestablecidas, (iii) el programa nos entrega la variable tiempo predefinida evitando el uso de timer, de igual forma en el algoritmo se programaron interrupciones simulando el uso de timer, obteniendo un algoritmo lo más cercano posible a una implementación para un dispositivo microcomputarizado. El resumen del controlador desarrollado se observa en Figura 2.5

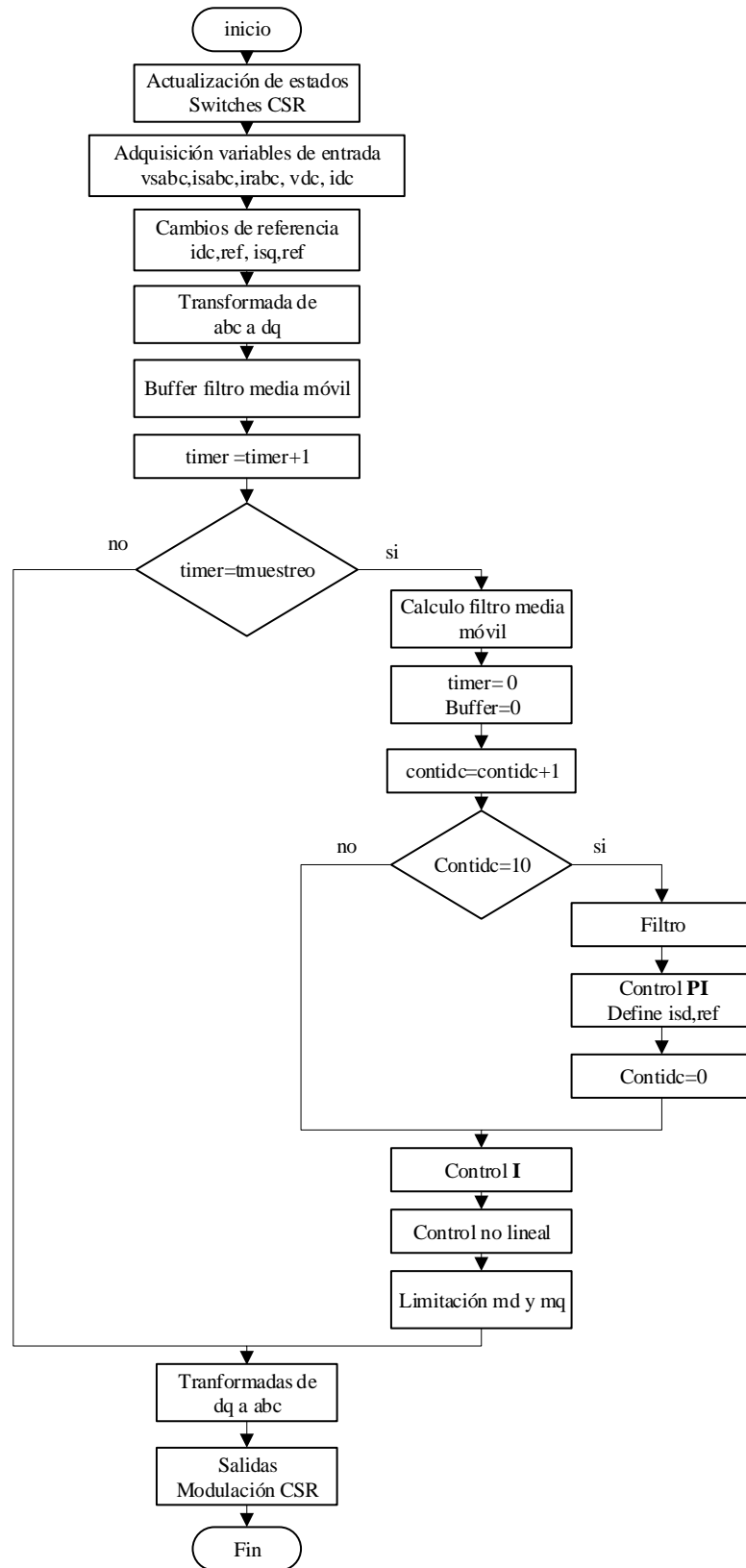


Figura 2.5 Diagrama control implementado

Para la simulación en lazo cerrado para el control del convertidor Fuente de Corriente (CSR) se consideran los parámetros de la Tabla 2.1, suficientes para sintonizar los lazos de control. Esta estrategia de control se pondrá a prueba para comprobar su respuesta a cambios de referencias del tipo escalón mediante la simulación.

**Tabla 2.1 Parámetros de simulación.**

Parámetro	Valor
$v_{s,rms}^{abc}$	220 V
$f_s$	50 Hz
$f_{sw}$	15 p.u
$L_r$	12 mH
$C_r$	40 $\mu$ F
$L_{dc}$	40 mH
$G_{ac}$	$\sqrt{2/3}$

Para el control del lazo interno se establece un tiempo de asentamiento de  $t_{s,ac} = 6$  ms, para el control integral de las corrientes  $i_s^d$  e  $i_s^q$ . Con este tiempo de asentamiento es posible calcular las constantes del controlador no lineal del sistema

**Tabla 2.2 Parámetros lazo interno.**

Parámetros lazo interno	Valor
$k_1$	2199.2
$k_2$	3 395 300
$t_{s,ac}$	6ms

El lazo de control externo de la corriente  $i_{dc}$  se diseña para que su sintonización sea 10 veces más lenta que la sintonización del lazo interno por lo tanto, el tiempo  $T_{s,idc} = 60$  ms.

**Tabla 2.3 Parámetros lazo externo de corriente  $i_{dc}$ .**

Parámetros lazo externo	valor
$K_{i_{dc}}$	8.37
$K_{p_{dc}}$	441
$T_{s,idc}$	60ms

Para el controlador propuesto del Rectificador Fuente de Corriente se realizan simulaciones en Lazo Cerrado, donde el objetivo es verificar el comportamiento de las variables controladas del sistema y observar la dinámica de los controladores implementados.

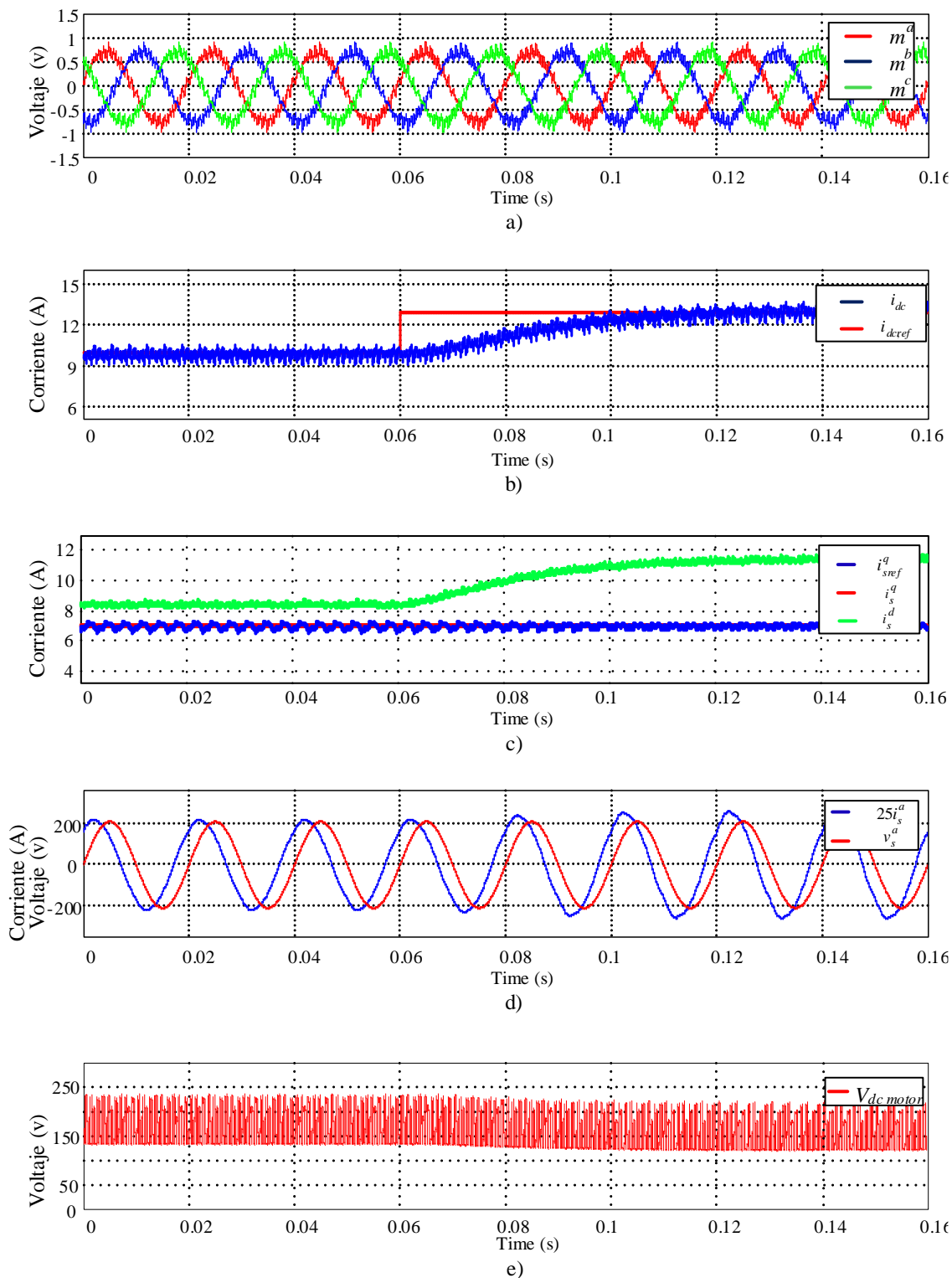
En la Figura 2.6a se observa las moduladoras del sistema generadas por la acción del controlador en la salida del sistema, que al ser comparadas con una señal portadora triangular de mayor frecuencia, genera la señal SPWM necesaria para el accionamiento de los IGBT's.

En la Figura 2.6b muestra la dinámica de control para el lazo externo de corriente  $i_{dc}$  ante un cambio de referencia en escalón de 12 A a 15 A, con un tiempo de estabilización igual a 0.06 seg lo cual concuerda con el diseño y parámetros del punto de operación propuesto para el convertidor en la Tabla 2.3.

La Figura 2.6c la corriente  $i_s^q$  es capaz de mantener un nivel de corriente constante y seguir a la referencia de  $i_{s,ref}^q$ , a pesar del cambio en escalón producidos en Time 0,06 s en la corriente  $i_{dc}$ , pero produciendo cambios en la corriente  $i_s^d$  a razón de este cambio. Con lo anterior se demuestra el desacoplo del control no lineal con respecto a los lazos externos de control.

La Figura 2.6d esta imagen muestra la forma de onda de la tensión y corrientes de alimentación, en la cual existe un desfase entre ambas debido a la potencia activa presente, esto se podría mejorar agregando un lazo de control de potencia activa y reactiva, que pueda corregir el factor de potencia por desplazamiento.

La Figura 2.6e muestra el voltaje DC en la salida del convertidor el cual está alimentando el motor de corriente continua, el cual se aprecia un cambio en su amplitud esto para mantener el nivel de la potencia constante a raíz de los cambios de referencia de la corriente.



**Figura 2.6** Resultados simulación. a) moduladoras del sistema, b) corriente controlada  $i_{dc}$ , en respuesta a la referencia  $i_{dc,ref}$ , c) corriente  $i_s^q$ , su referencia  $i_{s^q,ref}$  y la corriente  $i_s^d$ , d) corriente  $i_s^a$ , voltaje de alimentación  $v_s^a$ , e) voltaje en el motor DC

## 2.7 Discusión y Conclusiones

Este trabajo muestra la efectividad del control no lineal basado en realimentación de variables de estado en rectificadores de fuente corriente trifásica. Las características de la estrategia de control: control basado en coordenadas giratorias  $dq$  y control desacoplado de la potencia activa y la corriente continua independiente a las variaciones de los parámetros internos del control no lineal.

El control utilizado es un control no lineal basado en linealización exacta E.S. el cual compensa las no linealidades del sistema y desacopla las componentes de corriente directa y en cuadratura. La ventaja de este tipo de control por sobre el control lineal en aplicaciones con convertidores fuente de corriente es que sus parámetros no dependen del punto de operación del equipo.

La simulación del lazo externo de corriente DC realizado en el presente capítulo, se realizó con el propósito de validar la dinámica de la corriente en la salida del CSR, así también el trabajo de desacoplamiento y linealización proporcionado por el lazo interno. El tiempo de establecimiento obtenido de la corriente DC fueron cercanas a los 60 ms de acuerdo al diseño, por lo tanto, el controlador no lineal y los controladores lineales tuvieron las respuestas acordes al diseño propuesto.

## Capítulo 3 Implementación

### 3.1 Introducción

El presente Capitulo documenta la implementación de la topología CSR, el cual está compuesto por una etapa de potencia que incluye: (i) alimentación, (ii) filtro LC, (iii) rectificador trifásico compuesto por semiconductores de conmutación forzada, (iv) filtro de salida y (v) carga. La implementación del prototipo para la topología incorpora nuevas etapas a considerar como son la etapa de adquisición, procesamiento y distribución de datos.

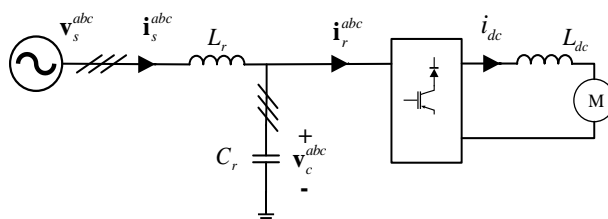


Figura 3.1 esquema de potencia.

### 3.2 Etapas a Considerar.

Adquisición de datos: esta etapa contempla el sensado de señales, tanto de corriente como de voltaje mediante el uso de sensores, dispuestos para medir las variables de estado del sistema. Lo anterior es necesario para la realimentación de variables en el control no lineal propuesto para este tipo de convertidores. Para la correcta interpretación de las variables medidas es necesario un acondicionamiento de señales a un fondo de escala estándar.

Procesamiento: compuesto por una placa de desarrollo DSP TMS 6713C3200 más un convertidor de señales Análogo Digital ADS 8332. En la cual se ejecutará el controlador estudiado en el capítulo anterior, entregando las señales moduladas de acuerdo al procesamiento de las señales de entrada y parámetros del mismo.

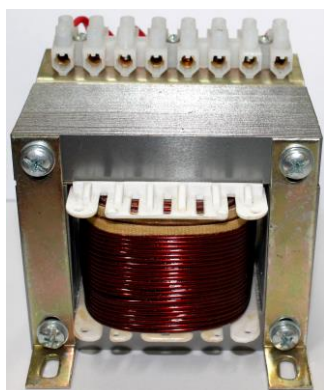


Distribución de datos: esta etapa contempla las señales entregadas por la DSP y enviada a los IGBT para su accionamiento como pulsos de disparos, por medio de la conversión de una señal TTL a fibra óptica.

### 3.3 Implementación del Etapa de Potencia de CSR

Esta etapa está compuesta por el filtro de LC, filtro L en el lado DC y la etapa del rectificador (CSR).

- **Filtro LC:** este filtro cumple la función de disminuir armónicos que se generan en el convertidor. Este filtro pasa bajo está compuesto por una bobina 12 mH y un condensador de 40  $\mu$ F de la familia FFV3, que son fabricados con láminas metalizadas y dieléctrico de polipropileno. De acuerdo a estas características la frecuencia de resonancia es  $f_s= 229.72$  Hz.



a)



b)

Figura 3.2 componentes filtro LC, a) bobina, b) condensador.

- **Filtro L en el lado DC:** El reactor de enlace DC ( $L_{dc}$ ), suaviza la corriente de enlace DC ( $i_{dc}$ ) y por lo tanto actúa como una fuente de corriente para la carga. Este filtro está compuesto por un inductor de 75 mH.

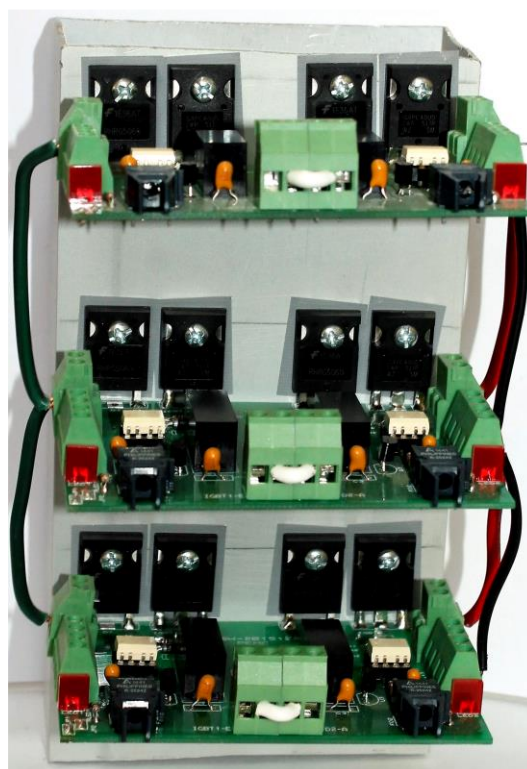


**Figura 3.3 Inductor para filtro LDC.**

- **Rectificador (CSR):** esta etapa la componen tres tarjetas (CSC-SW) conectadas en paralelo. Estas tarjetas fueron diseñadas y montadas en el LACE. Constan principalmente de dos switch de potencia (IGBTs) conectado en serie con un diodo de potencia y su correspondiente circuito de disparo.



a)



b)

**Figura 3.4 Rectificador. a) Tarjeta CSC-SW, b) Rectificar Fuente de Corriente trifásico (CSR).**

### 3.4 Implementación Adquisición Procesamiento y Distribución de Datos.

#### 3.4.1 Sensores, Acondicionamiento y Transmisión.

**Sensores:** esta etapa está compuesta por sensores de corriente y voltaje. Los cuales están encargados de medir los parámetros  $v_s^{abc}$ ,  $v_c^{abc}$ ,  $i_s^{abc}$ , así como la corriente  $i_{dc}$  y voltaje  $v_{dc}$  en la salida del convertidor. Los sensores utilizados son: (i) “LEM LA 55-P” para la corriente y (ii) “LEM LV 25-P” para el voltaje, ambos sensores utilizan la tecnología de efecto HALL y tienen una exactitud de 0.65% y 0.8% respectivamente.

Para utilizar estos sensores se implementaron tres tipos de tarjetas SECOVO (Figura 3.3a), placa montada con un sensor de corriente y otro de voltaje, SECOCO (Figura 3.3b) capaz de medir dos señales distintas de corriente a la vez y SEVOVO (Figura 3.3c) con dos sensores de voltaje independientes. Cada sensor de voltaje se conecta con una resistencia serie con el circuito primario interno de cada sensor de corriente.

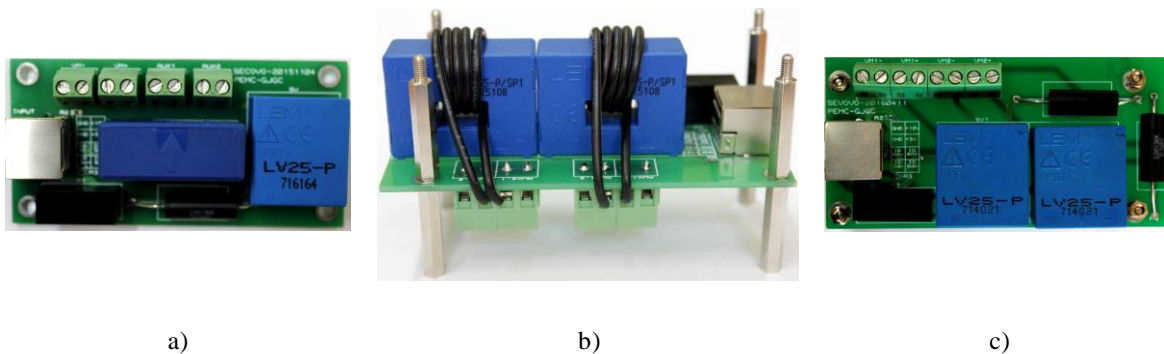


Figura 3.5 Tarjetas de sensores. a) SECOVO, b) SECOCO, c) SEVOVO.

**Acondicionador:** Para la correcta utilización de la información entregada por los sensores es necesario acondicionar las señales a valores estandarizados. Para este propósito se implementó la placa “ACOND-DSP” (Figura 3.3) diseñada y desarrollada en LACE, la cual es capaz de medir una tensión diferencial en la entrada mediante una resistencia de 100 ohm. Sus características principales son:

- Compensa de tensiones diferenciales, mediante un amplificador de instrumentación.
- Posibilidad de implementar un filtro anti-alias, rechazando señales de frecuencia superior a 5 KHz.
- Fondo de escala de 5 V.
- Posibilidad de agregar un off-set de 2.5 V.
- Salida de voltaje de “0 V-5 V” o “0-3.3 V”
- Alimentación de sensores mediante la comunicación entre la placa y el sensor.

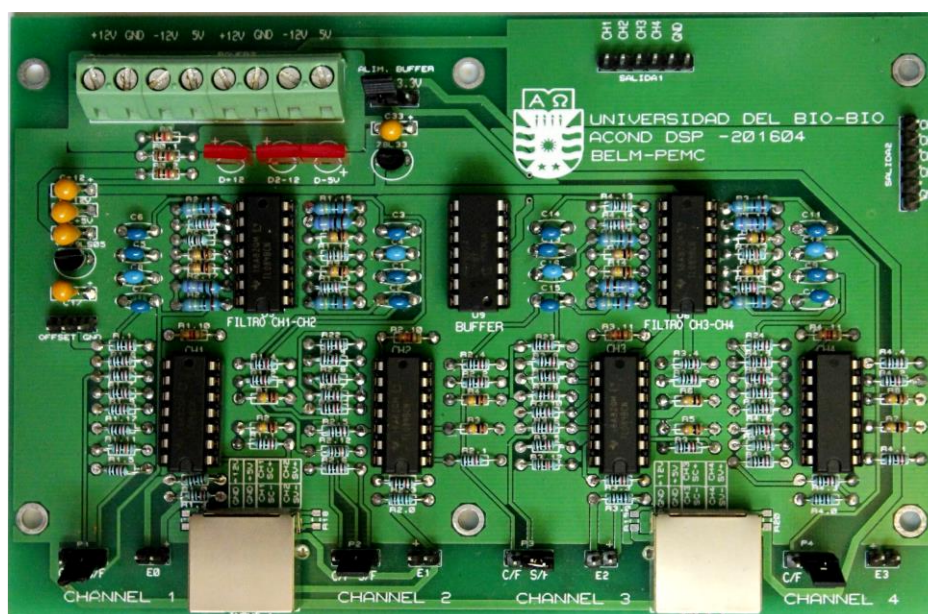
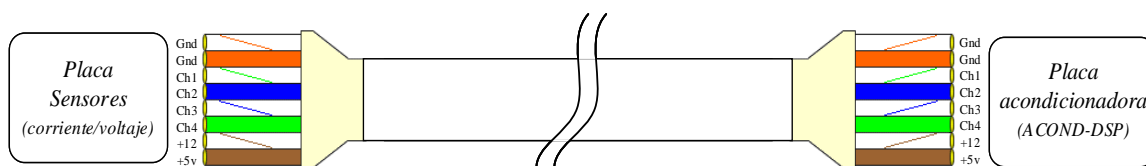


Figura 3.6 ACOND-DSP.

**Comunicación:** La comunicación entre las placas de sensores y la placa acondicionadora se realiza por corriente, mediante un cable RJ-45, el que además está encargado de alimentar la placa de sensores con +12v, +5v y GND.



**Figura 3.7 Comunicación por RJ-45.**

La transmisión por corriente trae una serie de ventajas como (i) una mayor distancia de comunicación, (ii) inmunidad al ruido. Las placas de sensores entregan una corriente entre -20mA y +20mA.

### 3.4.2 Adquisición, Procesamiento y Distribución de Datos.

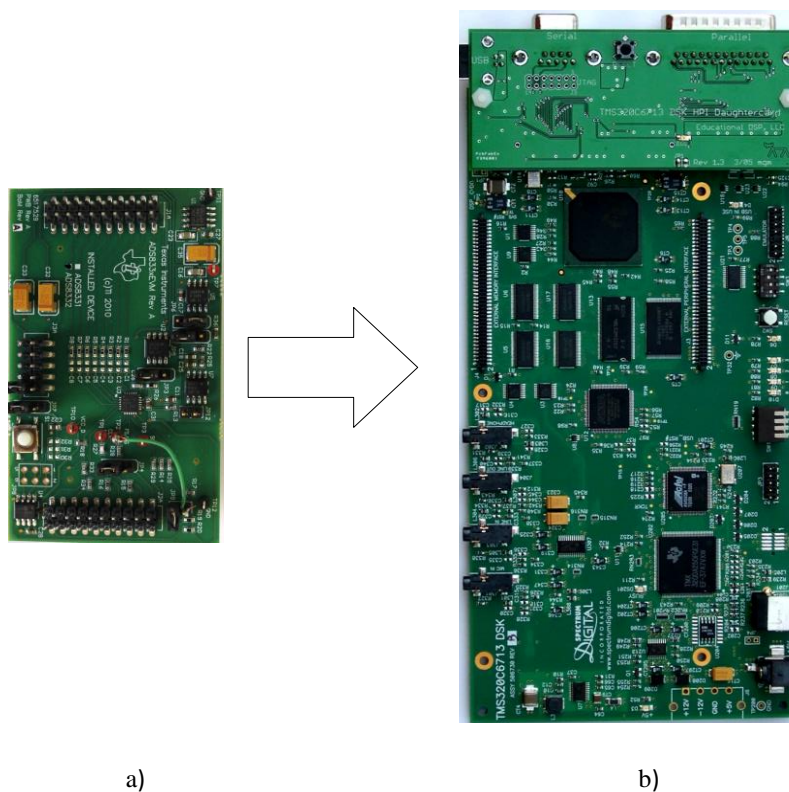
Se cuenta con la disposición de una plataforma digital de desarrollo que está compuesta por un procesador digital de señales DSP TMS320C6713 el cual se conecta directamente a un PC mediante comunicación USB, permitiendo comunicación en tiempo real y un análisis permanente de las variables del sistema. Para la lectura de señales de entrada se cuenta con un convertor Análogo Digital (ADS 8332). Ambas tarjetas se conectan por medio de la interfaz 5-6K y utilizando el protocolo de comunicación SPI (Serial Peripheral Interface).

**Adquisición:** esta etapa está compuesta por un convertor análogo/digital ADS8332 conectada a una DSP TMS-320C6713. Sus principales ventajas son:

- Posibilidad de funcionar en cadena conectando múltiples convertidores.
- Posee 8 entradas para la conversión.
- Tiene un MUX 8/1.
- Convertor SAR de 16 bits, incluye Sample and Hold.
- Posee un reloj interno, que se ocupa para la conversión, además, posee la aplicación que permite utilizar un reloj externo SCLK para la conversión.



**Procesamiento:** esta etapa está compuesta por la tarjeta de desarrollo **DSP TMS-320C6713** la cual se encarga del procesamiento de señales digitales provenientes del conversor ADS8332, y controlada por PC mediante el programa Code Composer Studio. Encargado de implementar el control propuesto para la topología estudiada en los capítulos anteriores.

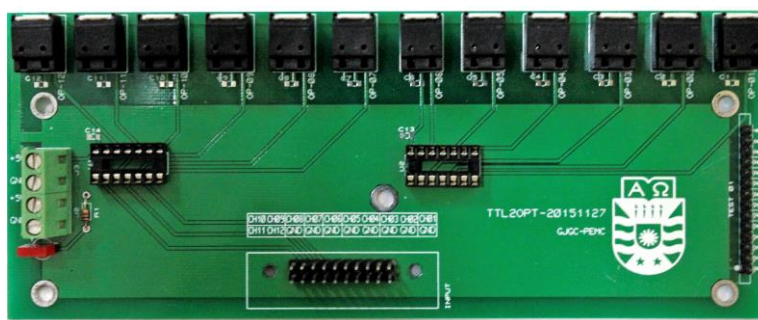


**Figura 3.8** Plataforma digital, a) conversor análogo/digital ADS8332, b) tarjeta de desarrollo DSP TMS-320C6713.

Características principales de la tarjeta de desarrollo TMS-320C6713:

- Codec Stereo AIC23 de alta fidelidad de hasta 32 bits y 96Khz
- Entradas y salidas para periféricos de audio.
- Operación de reloj programable de hasta 225 Mhz
- Puerto universal de alimentación de +5 V.
- Conexión entre PC y la tarjeta TMS320C6713 DSK, es por medio del puerto USB de la tarjeta HPI.
- Permitiendo operar con el software MATLAB, con posibilidades de cargar los programas, resetear, inicializar, lectura y escritura sobre la DSP.

**Distribución de Datos:** esta etapa está compuesta por la placa TTL2OP Figura 3.9 la cual convierte señales digitales TTL a señales ópticas, que a su vez son enviadas hacia la placa CSC-SW para el accionamiento de los IGBTs este procedimiento se realiza por medio de una modulación SPWM de acuerdo a los parámetros de modulación presentados en el capítulo anterior. La transmisión a través de fibra óptica trae una serie de ventajas útiles a la implementación de este equipo, como es su fácil instalación, transmisión de datos a alta velocidad aislando la comunicación del ruido electromagnético y la posibilidad de agrupar un gran número de cables de fibra óptica, transportando un gran número de señales sin que estas creen interferencia.



**Figura 3.9 Tarjeta TTL2OP.**

Sus características principales son:

- Conversión es realizada por el componente de la serie HFBR-0500Z.
- Alimentación de 5 VDC.
- 12 entradas TTL y 12 salidas de fibra óptica. Las cuales utilizan emisores de 650 $\mu$ m, compatibles con conectores TOSLINK.
- Funciona a temperatura de 0-70°C.
- La velocidad de modulaciones es de 1MBd.
- La comunicación entre la tarjeta TTL20PT y la tarjeta CSC-SW es simplex.

### 3.5 Alimentación Auxiliar e Implementación del SET-UP.

Además de lo nombrado anteriormente tenemos una etapa de alimentación la cual está dividida en dos, alimentación (i) trifásica y (ii) alimentación continua.

(i) Alimentación trifásica: esta etapa es la encargada de alimentar las tensiones y corriente de entrada del Convertidor Fuente de Corriente, la cual proviene de una fuente variable trifásica, modelo T-DC150-AC380 que entrega un voltaje de 0 V a 380 V y se conecta al Set-up mediante un enchufe trifásico.

(ii) Alimentación continua: esta etapa la componen cuatro fuentes de poder, encargadas de alimentar individualmente a placas y sensores presentes en el Set-up, con (12 V, -12 V, 5 V y GND) de acuerdo a la necesidad de alimentación de cada una, para ello se disponen de tres fuentes del modelo DR-30-12 que entrega 12 V y 2 A, con un consumo de 24 WATT y una fuente de 5 V modelo DR-30-5 con un consumo de 15 watt y 3A.



Figura 3.10 fuentes de alimentación modelo DR-30.

Alunas de sus principales características:

- Voltaje de alimentación de 100 a 240 VAC.
- Protecciones de cortocircuito.
- Protecciones de sobrecarga.
- Protecciones de sobretensión.
- Enfriamiento por convección de aire.
- Anclaje de instalación para carril DIN.



### 3.6 Implementación del SET-UP.

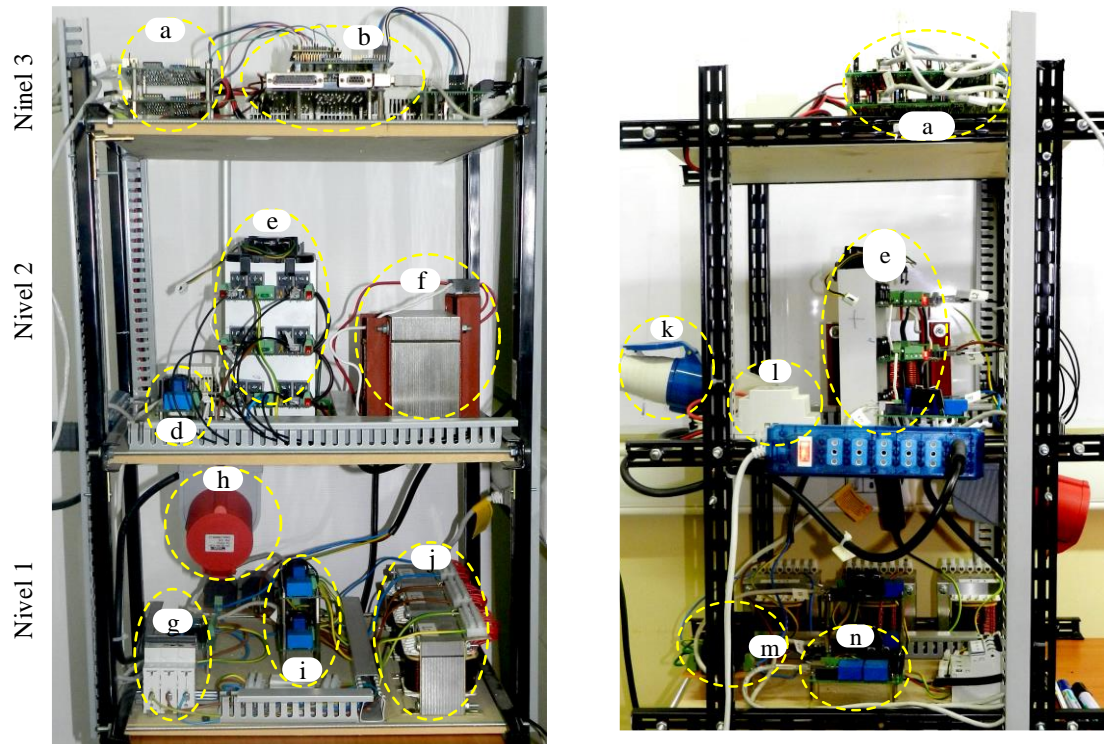


Figura 3.11 Set-up implementado Rectificador Fuente de Corriente.

Tabla 3.1 Componentes del set-up.

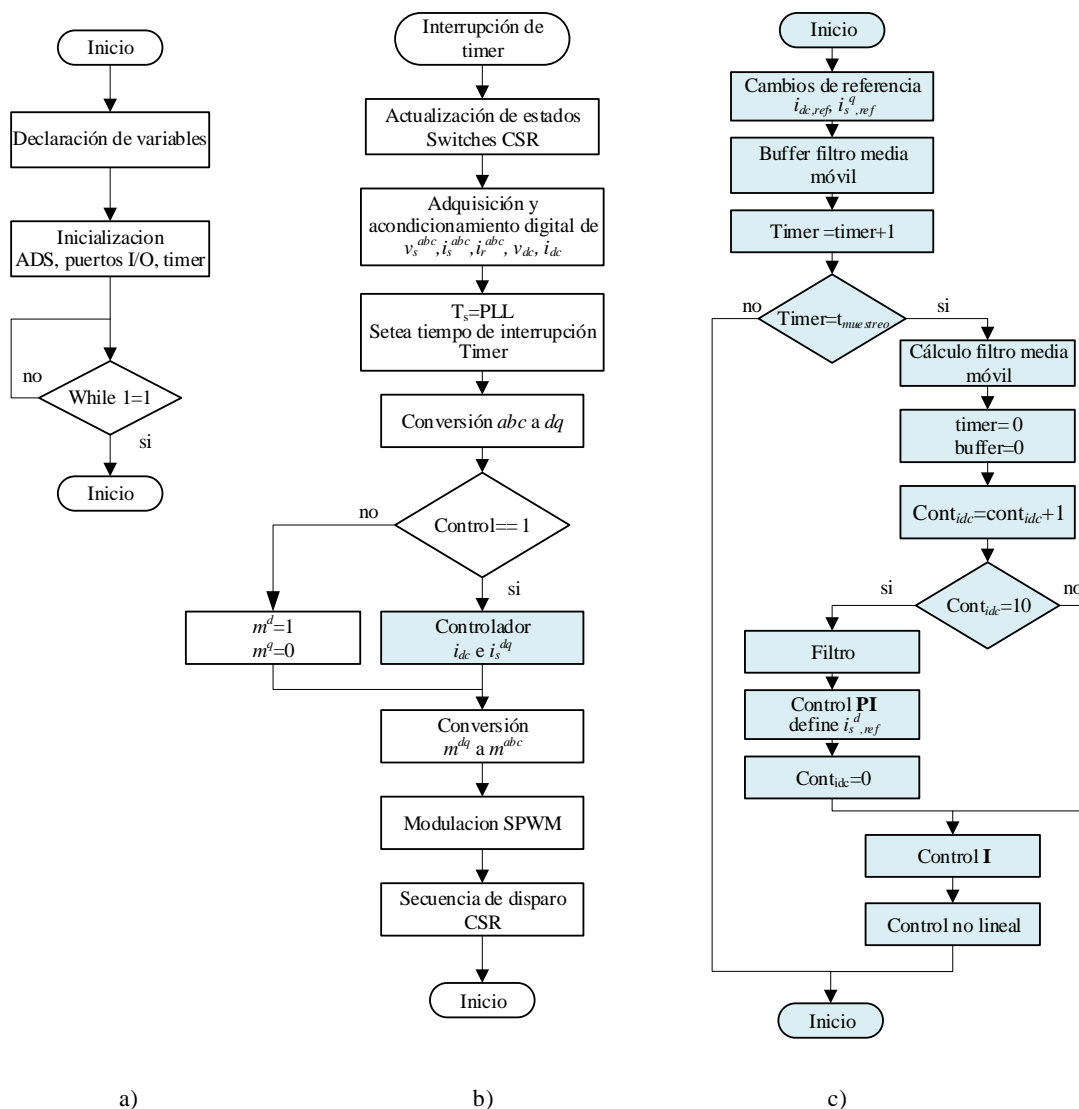
Letra	Nombre
a	ACOND-DSP
b	ADS8332 conectada a una DSP TMS-320C671
c	TTL2OP
d	SECOVO
e	CSC-SW
f	$L_{dc}$
g	Interruptor diferencial
h	Enchufe trifásico
i	SECOVO
j	$L_r$
k	Enchufe monofásico
l	DDR-12
m	$C_r$
n	SECOCO

En la Figura 3.11 tenemos la implementación completa del Rectificador Fuente de Corriente donde se observa una estructura vertical dividida en tres niveles: (i) nivel 1 está compuesta por el filtro LC, más los sensores necesarios para medir los parámetros de corriente y voltaje en el lado AC del convertidor, además de la conexión trifásica por medio de un enchufe trifásico y un interruptor magneto-térmico, (ii) nivel 2 está compuesto por tres tarjetas CSR-SW montadas en una base de disipación, una fuente de alimentación DR-30-12 que alimenta al rectificador con 12v, una placa de sensores SECOVO que mide tanto como voltaje y corriente en la salida del rectificador y un inductor que suaviza la señal de corriente DC, (iii) nivel 3 superior se encuentran dos placas concionadoras de señales ACON-DSP, una tarjeta de desarrollo DSP TMS-320C6713, una tarjeta TTL2OP encarda de la distribución de datos mediante la conversión de señales digitales a ópticas y tres fuentes de alimentación que energizan todas las placas nombradas con 12 V, -12 V, 5V y GND.

### **3.7 Implementación Control Digital.**

El desarrollo e implementación de un algoritmo que contenga todos los implementos necesarios para un sistema digital, se realizó por medio del programa Code Composer Studio, para la tarjeta de desarrollo DSP TMS-320C6713.

Tomando en consideración que el algoritmo en todo momento debe ser capaz de (i) en cada tiempo de muestreo el sistema adquiere las señales de entrada, provenientes de los conversores análogo/digital, (ii) el control digital propuesto genera los errores de las señales controladas, (iii) generar las salidas de control. Para una correcta ejecución de los tiempos de control, se configura la acción de un PLL, que nos permite estar en enganchados con las señales de entrada. Por último, se genera una comunicación entre la DSP y Matlab, permitiendo el análisis de las señales en tiempo real.



**Figura 3.12 Diagrama de flujo del controlador digital en la DSP, a) inicialización DSP, b) interrupción de timer, c) control implementado.**

El resumen del algoritmo implementado en la DSP TMS-320C6713 se presenta en la Figura 3.12, cual se divide en tres subprogramas: en la Figura 3.12a encargada de inicializar la DSP, configurando los puertos de I/O y declaración de variables, el subprograma de la Figura 3.12b se ejecuta por cada interrupción de timer, configurando la acción del PLL, transformadas y secuencia de disparos del CSR y el control el cual está siendo accionado manualmente por la acción de un switch físico de la DSP, en la Figura 3.12 se muestra el resumen del controlador adaptado para el uso en la DSP.

### **3.8 Conclusión.**

La implementación del set-up para el CSR fue desarrollando en distintas etapas, (i) implementación de la etapa de potencia, (ii) implementación de la etapa de adquisición y distribución de datos y (iii) etapa procesamiento. Se destaca el uso de tarjetas fabricadas y desarrolladas por el grupo de investigación del LABORATORIO ACONDICIONAMIENTO y CONVERSIÓN de ENERGÍA (LACE), las que ofrecen comodidad y flexibilidad a la hora de ser implementadas en el set-up adaptándose a los requerimientos de las distintas etapas a implementar.

## **Capítulo 4 Resultados Experimentales**

---

### **4.1 Introducción**

En este capítulo se presentan los resultados obtenidos en la implementación del control no lineal en la topología Convertidor Fuente de Corriente, validando el modelo expuesto en capítulos anteriores con resultados experimentales.

### **4.2 Metodología de Prueba**

Se implementa un control en lazo abierto para el convertidor con una carga resistiva en su salida, permitiendo observar las formas de ondas típicas para un Convertidor Fuente de Corriente, corroborando el funcionamiento del mismo.

Además, se realiza la implementación del control no lineal propuesto en el Capítulo 2, teniendo en cuenta los parámetros del convertidor construido se sintoniza el control de corriente DC para un tiempo de asentamiento de 200ms. Para este caso se analizarán la respuesta de la corriente DC, para cambios de referencia en escalón, tanto de subida como de bajada. Obteniendo los resultados de las formas de onda más importantes por medio de Matlab y osciloscopio.

De forma de ilustrar mejor los resultados y aprovechar los recursos que nos entrega la DSP TMS 6713C3200, en cada experiencia realizada en este capítulo se hace una recuperación de imágenes en tiempo real del comportamiento de las variables presentes en el control mediante la conexión entre la DSP y el PC, pudiendo graficar las variables de interés por medio de Matlab. Validando esto con la medición de las variables por medio del osciloscopio portátil FLUKE 190-504.

### 4.3 Implementación de Control en Lazo Abierto.

Para implementación del controlador en lazo abierto se tomaron las consideraciones de la Tabla 4.1, cuyos parámetros corresponden a los valores de implementación del Set-up. Para obtener una respuesta del controlador se impusieron los valores de las moduladoras (Tabla 4.2). Donde la carga conectada en la salida del convertidor fue una resistencia variable, regulada a  $25 \Omega$ .

La implementación en lazo abierto nos permite obtener de manera gráfica las variables medidas tanto en la entrada como la salida del convertidor (Figura 4.1), probando el desempeño del convertidor implementado en estado estacionario.

**Tabla 4.1 Parámetros de implementación CSR lazo abierto.**

Parámetro	Valor
$v_s^{a-b}$	100 V <sub>peak</sub>
$f_s$	50 Hz
$f_{sw}$	15 p.u
$L_r$	20 mH
$C_r$	40 $\mu$ F
$L_{dc}$	75 mH
$R_{dc}$	25 $\Omega$
$G_{ac}$	$\sqrt{2/3}$

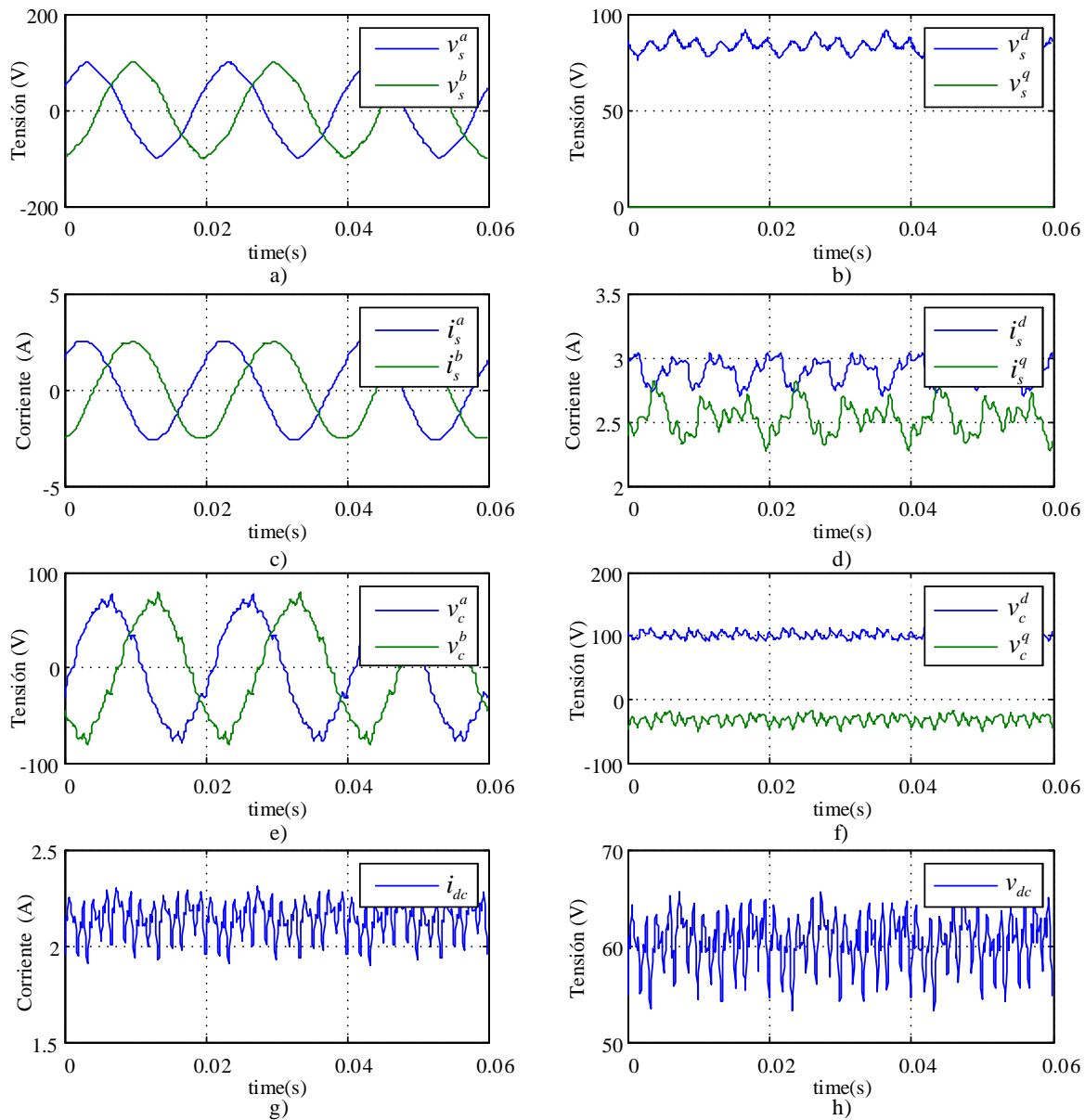
El punto de operación se eligió arbitrariamente con el fin de mostrar los comportamientos de las variables ante un controlador, el punto de operación utilizado para la implementación del controlador en L.A., está dado en la Tabla 4.2

**Tabla 4.2 Parámetros moduladoras L.A.**

Símbolo	Parámetro	Valor
$M^d$	Moduladora directa	0.8
$M^q$	Moduladora en cuadratura	0

En la Figura 4.1 se obtuvieron las variables tanto de entrada como de salida presentes en la implementación de un controlador en LA, las cuales pudieron ser recuperadas en tiempo real por la interfaz HMI, presente en esta DSP y graficadas por MATLAB. Graficándose las variables de entrada ( $v_s^a$ ,  $v_s^b$ ,  $i_s^a$ ,  $i_s^b$ ,  $v_c^a$ ,  $v_c^b$ ), con su respectiva transformación a  $dq$ .

En la Figura 4.1-g muestra el desempeño de la corriente  $i_{dc}$  en estado estacionario, el cual mantiene un valor en torno a los 2 A, lo cual es esperado para un control en L.A. En Figura 4.1-h se muestra el voltaje de salida DC, el cual representa el valor de la corriente DC por la carga ( $v_{dc} = i_{dc} * R$ )



**Figura 4.1** Parámetros de entrada del convertidor y sus equivalentes en ejes  $dq$  para un control de corriente DC a) voltajes de entrada  $v_s^a$  y  $v_s^b$ , b) voltajes de entrada en  $dq$   $v_s^d$ ,  $v_s^q$ . c) corrientes de entrada  $i_s^a$ ,  $i_s^b$ . c) corrientes de entrada en  $dq$   $i_s^d$ ,  $i_s^q$ . d) voltaje de entrada en el filtro  $v_c^a$ ,  $v_c^b$ . e) voltajes en el filtro en  $dq$   $v_c^d$ ,  $v_c^q$ . f) corriente de salida  $i_{dc}$ , g) voltaje de salida  $v_{dc}$ .



### 4.2.1 Resultados Experimentales en Lazo Abierto.

En la Figura 4.2a presenta las mediciones de las variables de entrada del convertidor ( $v_s^{ab}$ ,  $i_s^a$ ,  $v_c^a$ ), observando una amplitud de 100 V<sub>peak</sub> entre líneas como voltaje de alimentación a 50Hz, además se mide la corriente PWM de entrada al convertidor  $i_r^a$ .

En la Figura 4.2b se observa la acción de la corriente PWM sobre la corriente de salida  $i_{dc}$ , donde se observa claramente como esta última toma los niveles de corriente proporcionados por la acción de la modulación SPWM sobre la corriente de entrada al convertidor  $i_r^a$ .

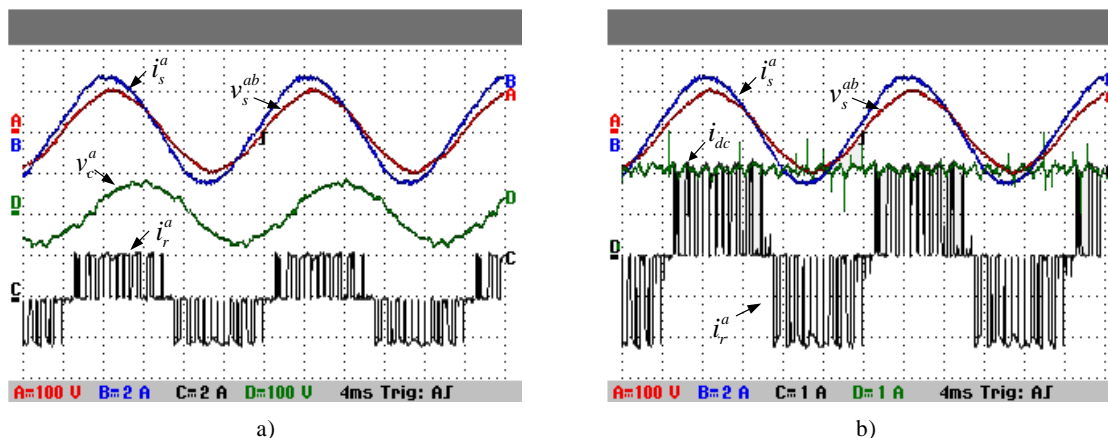


Figura 4.2 Resultados experimentales para un control LA, a) variables de entrada  $v_s^{ab}$ ,  $i_s^a$ ,  $v_c^a$ ,  $i_r^a$ ,  
 b) acción de la corriente PWM sobre la corriente de salida  $i_{dc}$ .

### 4.3 Implementación del Control en Lazo Cerrado.

Para la implementación de la estrategia de control no lineal estudiada en el Capítulo 2 se tomaron en consideración los parámetros de la Tabla 4.1, los cuales son suficientes para obtener una sintonización de los lazos de control.

El lazo de control interno de corrientes se diseña para un tiempo de asentamiento igual a 6ms, obteniendo una respuesta desacoplada de las corrientes de entrada.

El control de corriente de salida DC se diseña para un tiempo de asentamiento de 200ms, un factor de amortiguamiento igual a 1 y con una respuesta sin sobrepaso. La

dinámica del control de la corriente DC está diseñada para ser más lenta que la dinámica del controlador de corriente interno. Los datos y parámetros de diseño del controlador implementado, están presentados en la Tabla 4.3.

**Tabla 4.3 Parámetros de controladores.**

Parámetros	Criterio	Parámetros
Control interno de corriente	Tiempo de asentamiento 6ms	$K_1=2199.2$
		$K_2=3395300$
		$T_{ac}=0.0017s$
Control de corriente DC	Tiempo de asentamiento= 200ms, $\zeta=1$	$K_p=74,022$ $K_i=4,71238$

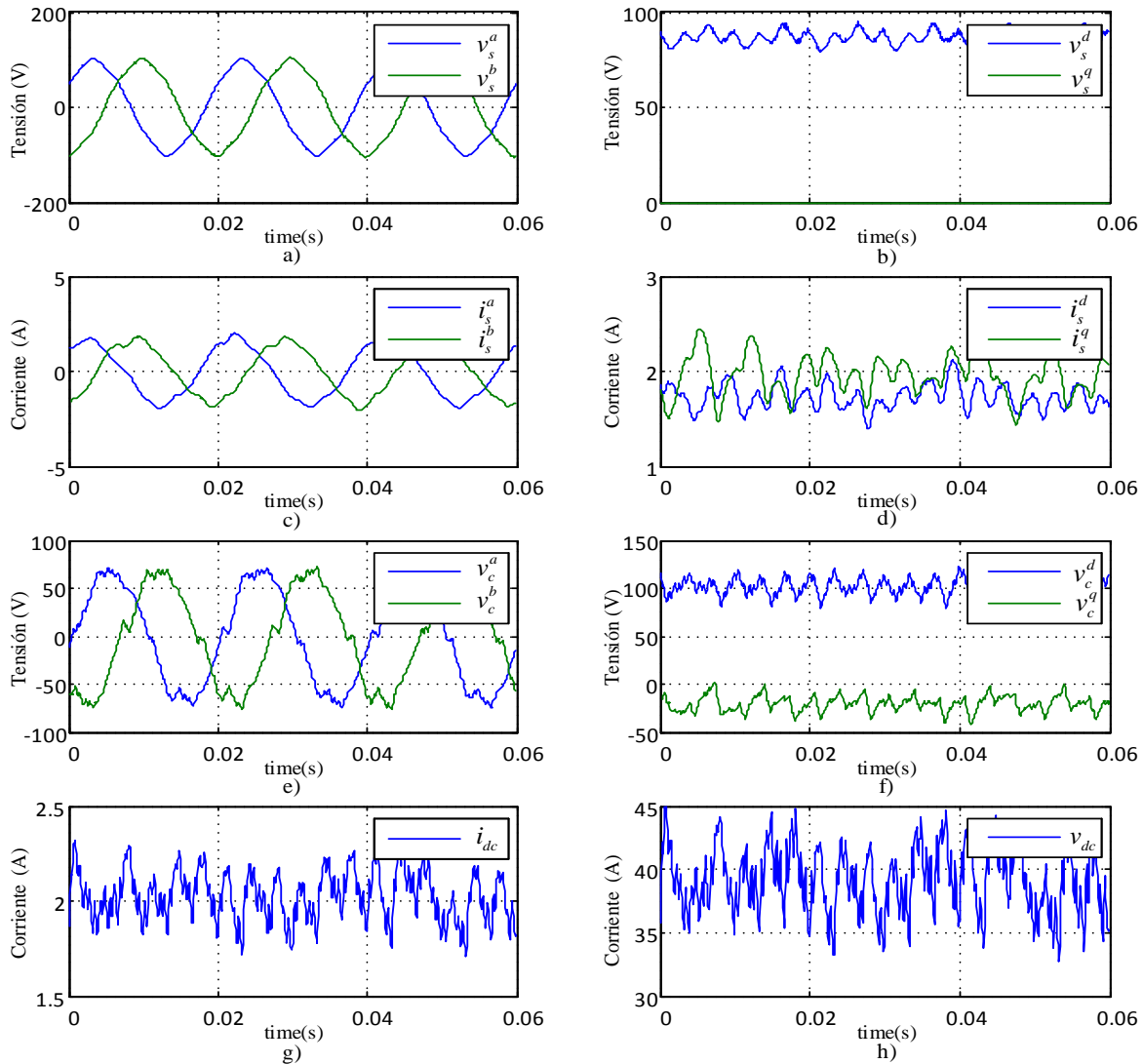
Las variables obtenidas por medio de la interfaz HMI que nos proporciona la DSP TMS 6713C3200, permiten graficar los niveles de corriente y voltaje obtenidos por los sensores dispuestos en la implementación del set-up. Además, esta aplicación nos permite obtener distintas variables presentes en el controlador digital, como las transformadas realizadas internamente en el controlador. Estas propiedades nos permiten una visualización de todas las variables presentes, permitiendo un mejor análisis de las mismas.

En este caso de estudio el control en lazo cerrado se presenta la respuesta para un cambio escalón de 0.5 A (25 % del valor original de la corriente DC). Por medio de Matlab se analizarán las formas de onda en estado estacionario, en primer lugar, se analiza para una referencia de la corriente continua de 2 A, luego para una referencia de 2.5 A.

En la Figura 4.3 se observan las variables ( $v_s^a, v_s^b, i_s^a, i_s^b, v_c^a, v_c^b$ ) del controlador para una referencia  $i_{dc,ref}$  igual 2 A, con sus respectivas transformadas a  $dq$ . ( $v_s^d, v_s^q, i_s^d, i_s^q, v_c^d, v_c^q$ ).

En la Figura 4.3g se observa el comportamiento de la corriente de salida DC controlada en estado estacionario, mostrando la capacidad que tiene esta para seguir a la referencia de 2A deseada.

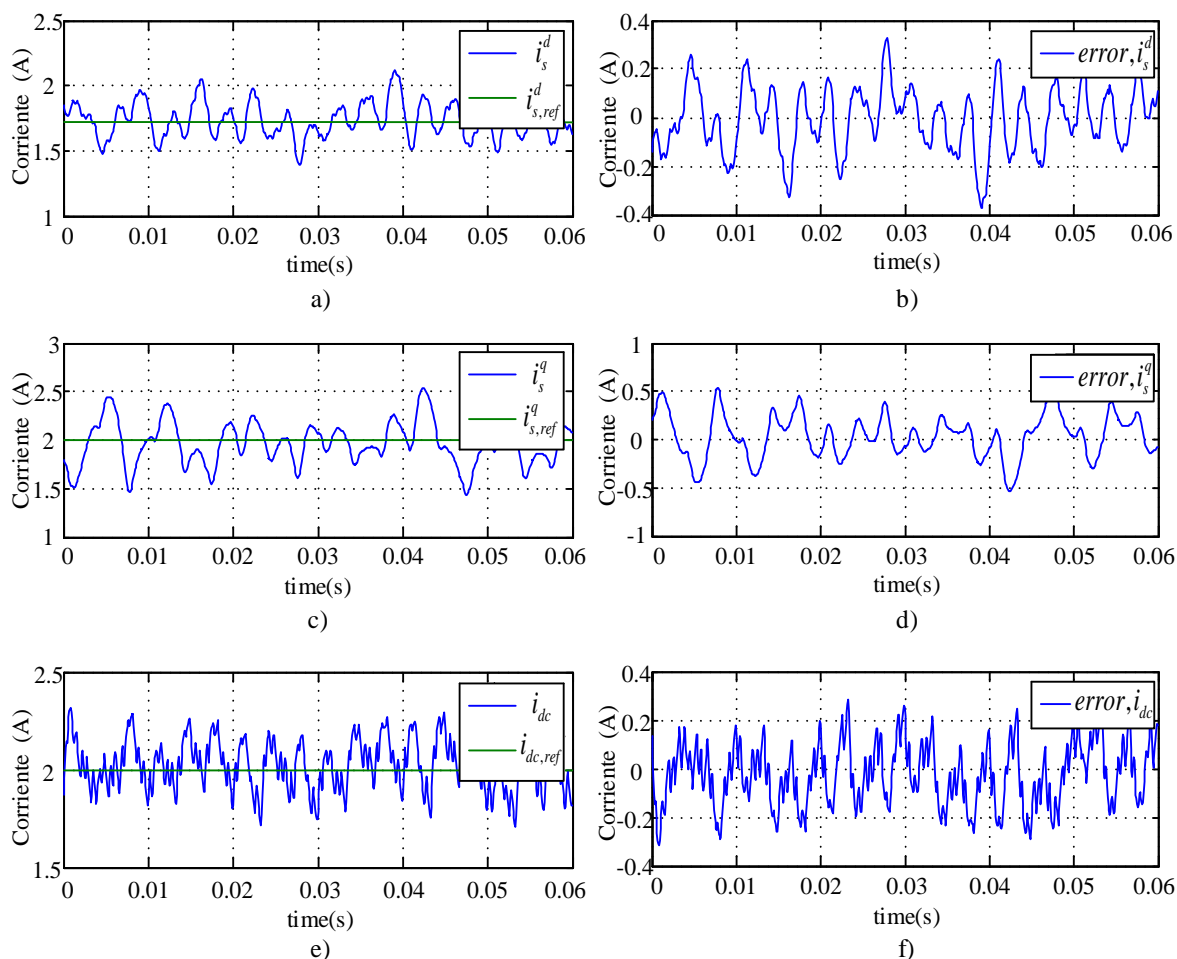
En la Figura 4.3h se observa el voltaje de salida DC, el cual refleja un comportamiento de la misma forma al de la corriente controlada DC, debido a su carga resistiva.



**Figura 4.3** Parámetros de entrada del convertidor y sus equivalentes en ejes dq,

a) Voltajes de entrada  $v_s^a$  y  $v_s^b$ , b) voltajes de entrada en dq  $v_s^d, v_s^q$ . c) corrientes de entrada  $i_s^a, i_s^b$ . c) corrientes de entrada en dq  $i_s^d, i_s^q$ . d) voltaje de entrada en el filtro  $v_c^a, v_c^b$ . e) voltajes en el filtro en dq  $v_c^d, v_c^q$ . f) corriente de salida  $i_{dc}$ , g) voltaje de salida  $v_{dc}$ .

En la Figura 4.4 se presentan las variables controladas de corriente en estado estacionario por el control no lineal implementado, donde se observa las acciones de control que hace cada variable para mantener un nivel cercano a su referencia, para ilustrar de mejor manera las respuestas de las corrientes se grafica el error en cada una de ellas con respecto a su referencia.



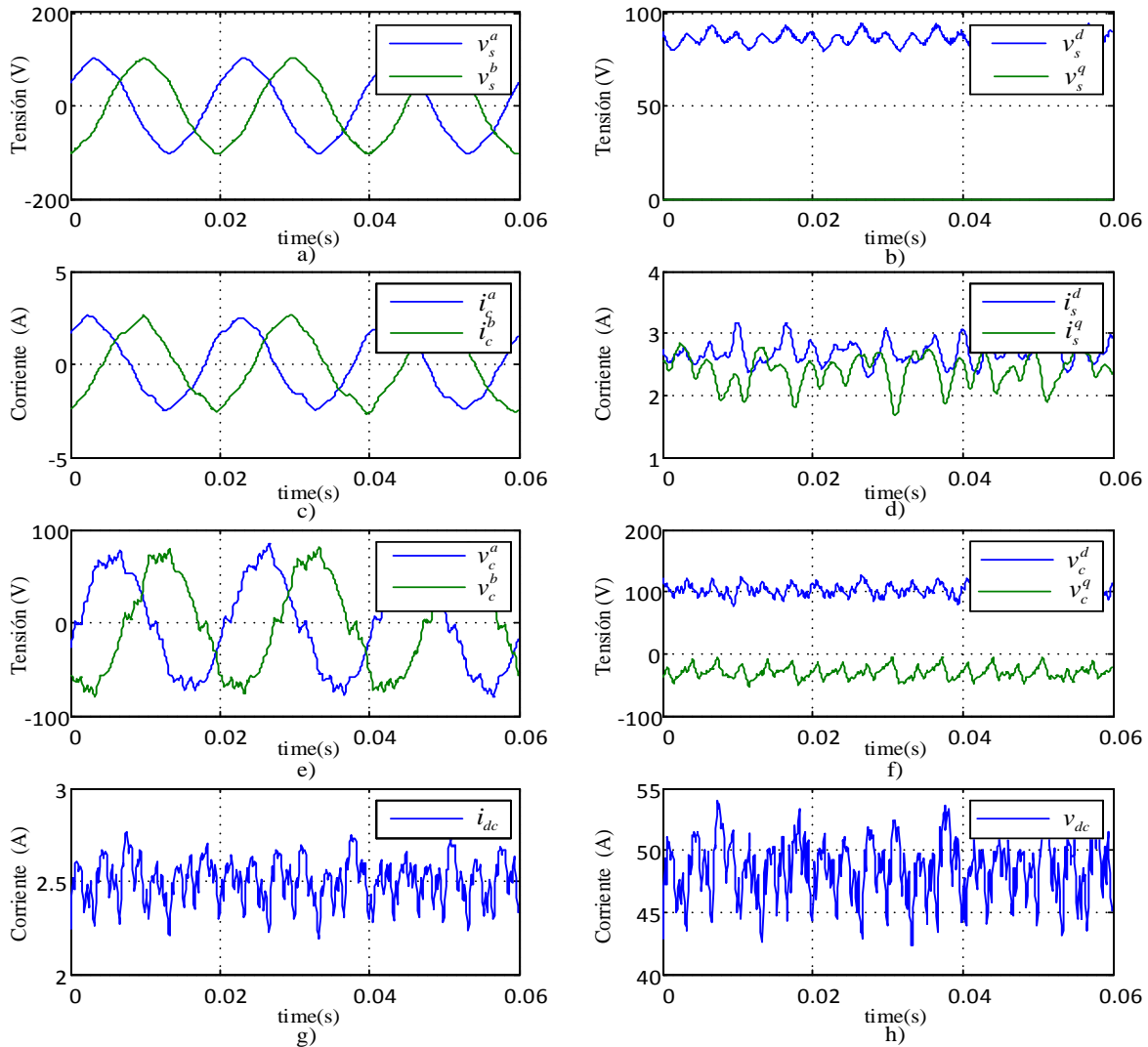
**Figura 4.4 Corrientes resultantes del control de corriente DC con su respectivo error**

a) corriente  $i_s^d$  y su referencia  $i_{s,ref}^d$  . b) corriente  $i_s^q$  y su referencia  $i_{s,ref}^q$  . c) corriente  $i_{dc}$  y su referencia  $i_{dc,ref}$  . d) error en la corriente  $i_s^d$  , e) error en la corriente  $i_s^q$  . f) error en la corriente  $i_{dc}$  .

En la Figura 4.5 se observa las variables de entrada con sus respectivas transformaciones a  $dq$  y las variables de salida de corriente y voltaje, para una referencia de corriente DC igual a 2.5A.

En la Figura 4.5g se observa el comportamiento de la corriente de salida DC controlada en estado estacionario, mostrando la capacidad que tiene esta para seguir a la referencia de 2.5A deseada.

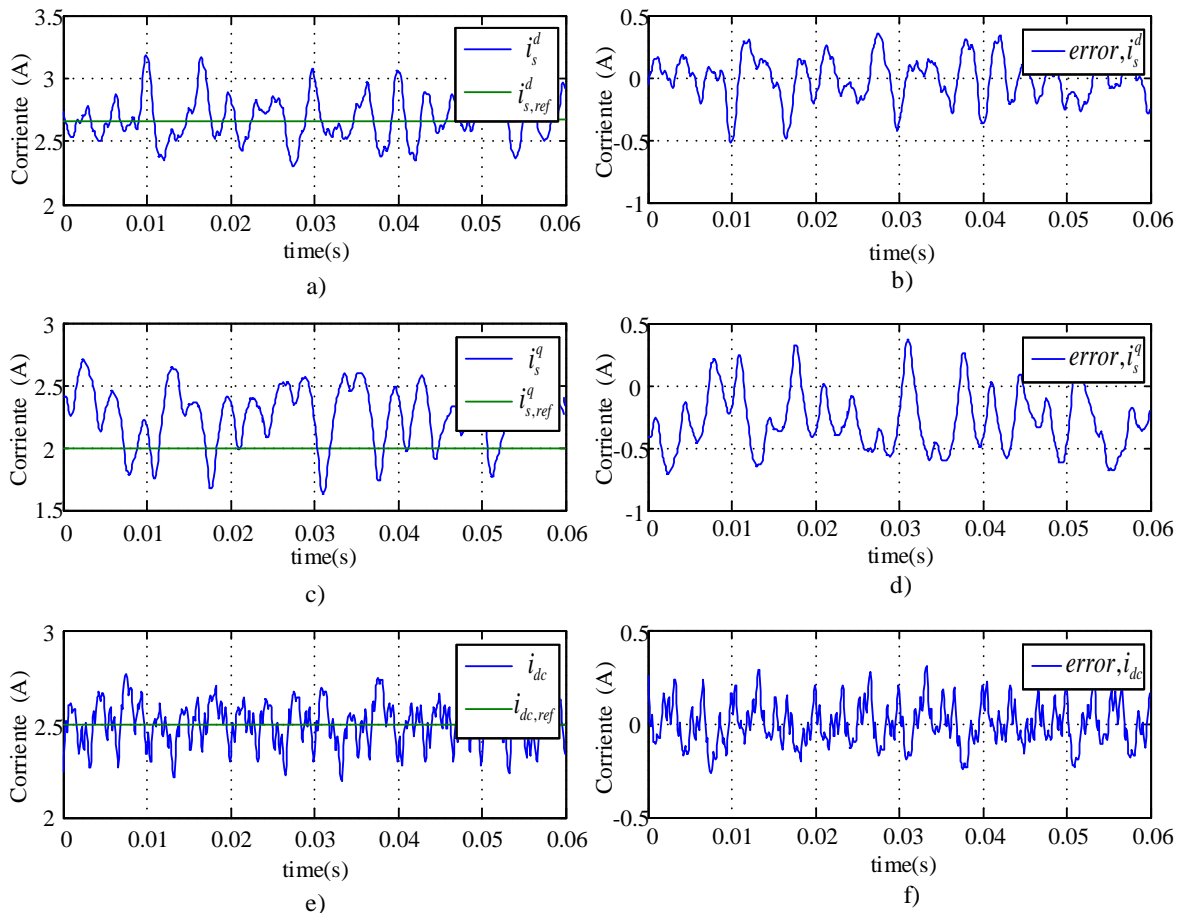
En la Figura 4.5h se observa el voltaje de salida DC, el cual refleja un comportamiento de la misma forma al de la corriente controlada DC, debido a su carga resistiva.



**Figura 4.5** Parámetros de entrada del convertidor y sus equivalentes en ejes  $dq$  para el control de la corriente, a) voltajes de entrada  $v_s^a$  y  $v_s^b$ , b) voltajes de entrada en  $dq$   $v_s^d$ ,  $v_s^q$ . c) corrientes de entrada  $i_c^a$ ,  $i_c^b$ . d) corrientes de entrada en  $dq$   $i_s^d$ ,  $i_s^q$ . e) voltaje de entrada en el filtro  $v_c^a$ ,  $v_c^b$ . f) voltajes en el filtro en  $dq$   $v_c^d$ ,  $v_c^q$ . g) corriente de salida  $i_{dc}$ . h) voltaje de salida  $v_{dc}$ .

En la Figura 4.6 se presentan las variables controladas de corriente en estado estacionario dentro del control no lineal implementado, donde se observa las acciones de control que hace cada variable para mantener un nivel cercano a su referencia, tanto las variables del lazo interno de control como el lazo externo de control de la corriente  $i_{dc}$ . para

ilustrar de mejor manera las respuestas de las variables controladas se grafica el error en cada una de ellas.



**Figura 4.6 corrientes resultantes del control de corriente DC con su respectivo error**

- a) corriente  $i_s^d$  y su referencia  $i_{s,ref}^d$  . b) corriente  $i_s^q$  y su referencia  $i_{s,ref}^q$  . c) corriente  $i_{dc}$  y su referencia  $i_{dc,ref}$  . d) error en la corriente  $i_s^d$  . d) error en la corriente  $i_s^q$  . f) error en la corriente  $i_{dc}$  .

### 4.3.1 Mediciones con Osciloscopio para Control en Lazo Cerrado.

De forma de ilustrar el desempeño dinámico del controlador no lineal implementado, se obtiene en la Figura 4.7 la respuesta de la corriente DC ante un cambio de referencia en escalón, pudiendo observar en comportamiento de la corriente de entrada ante las variaciones de la corriente de salida.

En la Figura 4.7a se presenta la respuesta de la corriente DC ante un cambio de referencia  $i_{dc,ref}$  de 2 A a 2.5 A en escalón, con una respuesta de asentamiento aproximada de 200 ms.

En la Figura 4.7b se presenta la respuesta de la corriente DC ante un cambio de referencia  $i_{dc,ref}$  de 2.5 A a 2 A en escalón, con una respuesta de asentamiento aproximada de 200 ms.

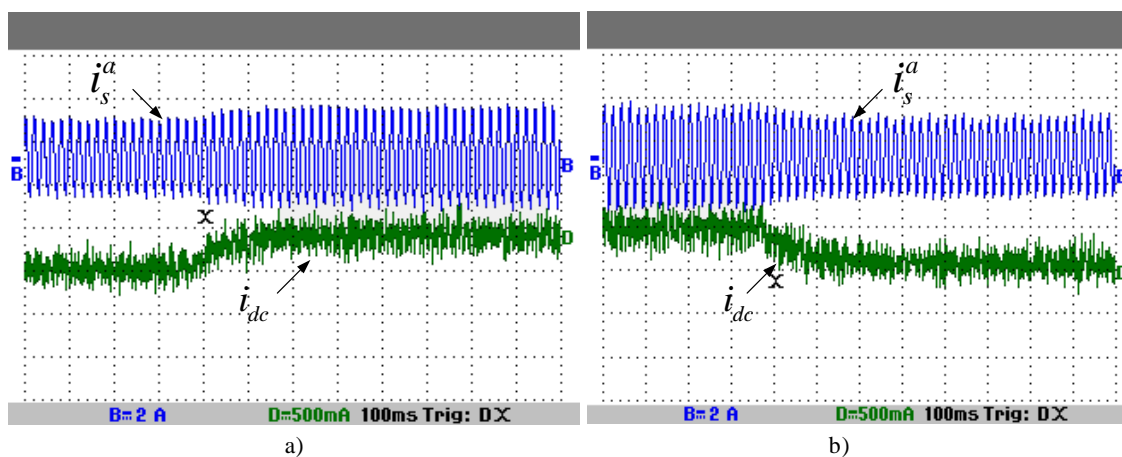


Figura 4.7 Resultados experimentales ante cambios de referencia de la corriente  $i_{dc}$

- a) corriente de entrada  $i_s^a$  y corriente de salida  $i_{dc}$  ante un cambio de referencia del 25%, b) corriente de entrada  $i_s^a$  y corriente de salida  $i_{dc}$  ante un cambio de referencia del -20%.

La dinámica de la corriente DC es la esperada, ya que se alcanzaron los niveles de referencia sin sobrepaso y con un tiempo de asentamiento cercano a los 200 ms, tanto para el caso de cambio de referencia de subida como de bajada.

#### 4.4 Discusión y Conclusiones.

En este capítulo presenté los resultados obtenidos mediante la implementación de un control en lazo abierto con las moduladoras fijas, como la implementación del control no lineal en el Convertidor Fuente de Corriente construido, validando el modelo expuesto en capítulos anteriores con resultados experimentales.

La opción que nos entrega la DSP TMS 6713C3200 de trabajar con Matlab, nos permite hacer un monitoreo en tiempo real de las variables presentes en el set-up construido, además de poder recuperar variables propias del controlador digital, como transformadas o moduladoras del sistema.

Con la implementación del control en lazo abierto se obtuvieron las formas típicas de un convertidor fuente de corriente, donde se pudo observar la acción de las corrientes PWM de entrada sobre la corriente de salida.

Para el caso de la implementación del controlador no lineal, se corroboraron las respuestas del control interno en estado estacionario, mediante la obtención de las variables controladas  $i_s^q$  e  $i_s^d$ , validando los resultados por medio de la obtención de errores cercanos a cero en cada variable. La dinámica del lazo externo de corriente DC realizado en el presente capítulo, se ejecutó con el propósito de validar la dinámica de la corriente en la salida del CSR. El tiempo de asentamiento obtenido de la corriente DC fueron cercanas a los 200 ms esperados según el diseño, por lo tanto, el controlador no lineal y los controladores lineales funcionaron según lo esperado tanto para el caso de cambio de referencia de subida como de bajada.



## Capítulo 5 Conclusiones

---

### 5.1 Sumario.

En el presente trabajo se realizó una implementación de un Convertidor Fuente de Corriente al cual se le aplicó una estrategia de control no lineal para el control de la corriente DC, con el objetivo de accionar un motor DC por medio de la corriente de armadura. Para llevar a cabo este trabajo se realizó en su etapa inicial una recopilación de información de trabajos anteriores, logrando desarrollar el modelo matemático del convertidor y el control del mismo tanto en lazo abierto como cerrado, corroborando mediante la simulación los resultados.

De la revisión bibliográfica se establece la composición y características del CSR, conociendo la función que cumple cada componente dentro de cada etapa, además de su modelo matemático estableciendo la técnica de modulación SPWM para la conmutación de los IGBT'S. De lo anterior se establecieron las ecuaciones que rigen al convertidor en términos de ejes  $abc$ , para luego simplificar el modelo a ejes sincrónicos  $dq$  mediante transformada de Park, validando este modelo mediante la simulación del convertidor con puntos de operación válidos para los parámetros de referencia.

En el Capítulo 2, aborda la descripción del control a implementar, el cual se basa en un control no lineal, el cual compensa las no linealidades del modelo del rectificador y desacopla los componentes de las corrientes de línea directa y en cuadratura. Se añade un lazo de control independiente para corriente DC, mediante la utilización de un filtro y un control PI. De modo de validar lo propuesto se hacen simulaciones tanto para corroborar el control de la corriente continua en el lazo externo, como ver el desacoplo de las variables de corriente directa y en cuadratura dentro del lazo interno de control no lineal.

En el Capítulo 3 se aborda la implementación del Convertidor Fuente de Corriente, describiendo la etapa de potencia compuesta por el filtro RL y el rectificador CSR, donde se justifican los componentes como condensadores e inductancias, luego se describe las nuevas etapas que componen el convertidor divididas en: (i) adquisición, (ii) procesamiento, (iii) distribución de datos, agregando además una breve descripción de la implementación del control digital en la tarjeta de desarrollo. Se destaca la utilización de

tarjetas desarrolladas por el grupo de investigación del LACE, las que ofrecen la comodidad y flexibilidad a la hora de ser implementadas en el set-up, debido a su diseño y características que permiten, por ejemplo: rápida reparación de algún componente, ya que fueron diseñadas con la tecnología Through-Hole, además de comunicación por corriente, alcanzando distancias mayores de transmisión y mejorando la inmunidad al ruido electromagnético.

En el Capítulo 4 se obtienen resultados experimentales, dando una validación tanto del CSR, como de la estrategia de control propuesta, pudiendo observar las variables de interés en tiempo real gracias a la interfaz gráfica HMI que nos entrega la DSP TMS 6713C3200. En primer lugar, se implementó un control en lazo abierto para el convertidor, permitiendo observar las formas de ondas típicas para un convertidor fuente de corriente, corroborando el correcto funcionamiento del mismo. Además, se realizó la implementación del control no lineal propuesto en el capítulo dos, teniendo en cuenta los parámetros del convertidor construido se sintonizó el control de la corriente DC para un tiempo de asentamiento de 200 ms ante un cambio de referencia en escalón. Lo cual se ha corroborado de forma experimental por medio de la respuesta dinámica, obtenida con el osciloscopio.

## 5.2 Conclusiones.

Con respecto al objetivo “implementar un sistema de sensado, transmisión y acondicionamiento de señales para medir las corrientes y tensiones de interés en el convertidor y en el motor”. Se logra la implementación de un set-up completo con la capacidad de sensar las variables de corriente y voltaje en el convertidor, teniendo para cada una de estas señales sensadas un acondicionador que permite la adquisición de datos por medio de los convertidores análogo/digital hacia la DSP TMS 6713C3200, pudiendo hacer un control del Rectificador Fuente de Corriente. Se dispone en la salida del Rectificador dos sensores, uno de voltaje y uno de corriente, los cuales miden estas variables en la carga conectada.

Respecto a los objetivos “Implementar el rectificador fuente de corriente y la estrategia de control propuesta en una máquina DC de imanes permanentes” e “implementar una estrategia de control del rectificador fuente de corriente, para el control de la corriente en una máquina DC”. Se logró la implementación completa de un rectificador Fuente de Corriente trifásico, desarrollando una estrategia de control no lineal capaz de mantener una salida de corriente DC controlada. La cual se corroboró con la simulación en PSIM 9.0, del CSR conectado a un motor DC, obteniendo la corriente de armadura controlada.

Con respecto al objetivo “Corroborar la propuesta mediante ensayos de laboratorio”. Se concluye que el Convertidor fuente de corriente junto a toda la implementación del Set-up, logra un control de la corriente DC de salida de manera satisfactoria cumpliendo con los objetivos planteados en este proyecto de título.

Con respecto al objetivo principal “Implementar un control digital para un convertidor fuente de corriente trifásico accionando una máquina DC”. Se concluye que fue posible implementar un Rectificador Fuente de Corriente con toda la instrumentación necesaria para su funcionamiento, destacando el uso de la plataforma digital DSP TMS 6713 para el control propuesto, el cual se implementó comprobando dinámicas de respuesta para una carga resistiva en pruebas de laboratorio. El accionamiento del motor quedó fuera de la implementación, ya que este presentó problemas en su funcionamiento.

### **5.3 Trabajos Futuros.**

Como aporte al trabajo realizado se proponen una serie de alternativas para seguir en la utilización del Convertidor Fuente de Corriente implementado, aportando en los trabajos futuros:

- Como trabajo futuro se puede considerar la implementación de un lazo de control del factor de potencia, con el fin de regular la potencia reactiva entregada en el convertidor.
- Se puede implementar otras técnicas de modulación para hacer un cuadro comparativo, pudiéndose implementar por ejemplo una modulación selectiva de armónicos (SHE) o un control predictivo (MPC).
- Cerrar el lazo de control agregando una realimentación de velocidad, mediante un sensor de velocidad, teniendo así un control de la maquina dc completo.
- Se puede extender la implementación con otro convertidor fuente de corriente conectado en paralelo haciendo un regulador AC-AC, para aplicaciones en energías renovables.

## Capítulo 6 Bibliografía

---

- [1] Muhammad H. Rashid, *“Power Electronics Handbook”*, cap 12-14, Academic Press, 2001.
- [2] WEG *“Motores de Corriente Continua”*  
<https://static.weg.net/medias/downloadcenter/h71/h98/WEG-motores-de-corriente-continua-50037241-catalogo-espanol.pdf>
- [3] Jose R. Espinoza, Geza Joós, *“State Variable Decoupling and Power Flow Control in PWM Current-Source Rectifiers”*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, VOL. 45, NO. 1, February 1998
- [4] Álvaro Cristóbal Arias Castro, José Alfredo Ruiz Faundez *“Discretización de un Controlador No Lineal Basado En Linealización Exacta para Rectificador Fuente de Corriente Trifásico”* Seminario de Título año 2015, Universidad del Bío Bío.
- [5] J. Rodríguez, J. Dixon, J. Espinoza *“PWM Regenerative Rectifiers: State of the Art”*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Volume: 52, Issue: 1, Feb. 2005.
- [6] J. Espinoza, G. Joos, L Morán *“Decoupled control of the active and reactive power in three-phase PWM rectifier based on non-linear control strategies,”* in Conf. Rec. PESC’1999, Vol.1, pp 131- 136, June/July 1999.
- [7] Stephen J. Chapman, *“Maquinas Eléctricas Quinta edición”* The McGraw-Hill, 2012.
- [8] P. Kenneth *“Current-source converter for AC motor drives,”* in IEEE Trans. on Indus. Application, Vol IA-8, No. 6, pp. 679-683 Nov.-Dec. 1972.
- [9] P. Melín, J. Espinoza, N Zargari, M. Sánchez & J Guzmán *“Modeling issues in three-phase current source rectifiers that use damping resistors, ”* in Conf. Rec. ISIE’06, Vol. 2, pp 1247 - 1252, Julio 2006.

- [10] Navid R. Zargari, Geza Joós, Phoivos D. Ziogas, “*Input Filter Designs for PWM Current-Source Rectifiers*”, Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC Conference Proceedings 1993, pp. 824 - 830, 1993
- [11] Pedro Melín, “*Disminución del Tamaño de Almacenadores DC en Topologías Multicelda Fuente de Corriente*”, Tesis de doctorado, 2014.
- [12] AETS Sudamérica S.A. “*Estudio de Mercado de Motores Eléctricos en Chile*”, informe final, Programa País de Eficiencia Energética, Gobierno de Chile, abril 2010. [http://dataset.cne.cl/Energia\\_Abierta/Estudios/Minerg/10.Estudio%20Motores%20El%C3%A9ctricos%20en%20Chile\\_Final%20\(1045\).pdf](http://dataset.cne.cl/Energia_Abierta/Estudios/Minerg/10.Estudio%20Motores%20El%C3%A9ctricos%20en%20Chile_Final%20(1045).pdf)
- [13] Eugenio Wernekinck, Cristhian Aguilera, “*Electrónica Industrial Moderna*”, Julio 2007, Chile.
- [14] Benjamín Lagenas Molina. “*Implementación de un Filtro Activo Basado en un Convertidor Fuente de Corriente Trifásico*” Seminario de Título año 2017, Universidad del Bío Bío.