

**PROTOTIPO MONOFÁSICO DE FUENTE PROGRAMABLE DE CORRIENTE  
UTILIZANDO EL MÓDULO SEMITEACH-IGBT DE SEMIKRON**

**DAVID EDUARDO SIAUCHO BARRERA  
FABIAN EMIR VASQUEZ SILVA**

**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER  
FACULTAD DE INGENIERÍAS FÍSICO-MECÁNICAS  
ESCUELA DE INGENIERÍA ELÉCTRICA,  
ELECTRÓNICA Y DE TELECOMUNICACIONES  
BUCARAMANGA**

**2014**

**PROTOTIPO MONOFÁSICO DE FUENTE PROGRAMABLE DE CORRIENTE  
UTILIZANDO EL MÓDULO SEMITEACH-IGBT DE SEMIKRON**

**DAVID EDUARDO SIAUCHO BARRERA**

**FABIAN EMIR VASQUEZ SILVA**

**Trabajo de grado para optar al título de  
Ingeniero Electricista**

**Directora:**

**M.Sc. María Alejandra Mantilla**

**Codirector:**

**Ph.D. Johann Farith Petit Suarez**

**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER  
FACULTAD DE INGENIERÍAS FÍSICO-MECÁNICAS  
ESCUELA DE INGENIERÍA ELÉCTRICA,  
ELECTRÓNICA Y DE TELECOMUNICACIONES  
BUCARAMANGA**

**2014**

## **AGRADECIMIENTOS**

Cuando una persona desea realmente algo, el Universo entero conspira para que pueda realizar su sueño.

Agradezco a dios por brindarme salud y compañía en momentos difíciles sin su bendición hubiera sido imposible alcanzar este logro.

Un reconocimiento enorme a mis motores de vida mis estupendos padres Alfredo Vásquez, y Martha Silva este sueño es gracias a ellos.

Agradezco a mis hermanos Zully Vásquez y Julián Vásquez profundamente por su cariño y apoyo en todo momento durante esta etapa de mi vida muchas gracias esto es de ustedes y no olvidar a mis hermanitos gemelos desde el cielo me dieron todo su apoyo.

A mi gran amigo y compañero David Siauchó, por sus buenos consejos y palabras para terminar con éxito esta etapa.

Giovanny Vásquez lo prometido se cumplió, no habrá foto, no habrá felicitación pero si existe un sentimiento y una conexión, donde quiera que este estará orgulloso de mí, nunca lo olvidare algún día nos volveremos a ver.

Para cada una de las personas que estuvieron desde el inicio de mi carrera y me apoyaron muchas gracias y también para cada una de las personas que, cuando me dieron un no como respuesta, me enseñaron que solo era mejor y encontraría muchos sí.

Agradezco a Isley Silva, Edwin Arenas, Juan Fernando Ramírez, y a la directora de proyecto María Alejandra Mantilla por su apoyo para culminar con éxito este sueño.

A la Universidad Industrial de Santander y a la escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y telecomunicaciones, orgulloso de pertenecer a esta grandiosa comunidad.

## **AGRADECIMIENTOS**

Ante todo agradezco a Dios por haberme dado la oportunidad de estudiar en una escuela de tan alto nivel como la Escuela de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones, es un honor, a mis padres por apoyarme siempre y no dejar de creer en mí ni un instante, a mis hermanos por acompañarme en mis proyectos y formar parte de ellos, a mis compañeros, a mis amigos, a mis profesores y mentores y en general a cada persona de la cual he podido aprender y que me han ayudado a convertirme en una mejor persona, gracias.

David Eduardo Siauchó Barrera.

## TABLA DE CONTENIDO

INTRODUCCIÓN .....	187
1 GENERALIDADES.....	18
1.1 Etapas que conforman la fuente programable de corriente.....	18
1.2 Funcionamiento de la fuente de corriente programable .....	22
2 CONTROL DE CORRIENTE DE LA FUENTE PROGRAMABLE .....	24
2.1 Topología básica a controlar.....	25
2.2 Clases de control de lazo cerrado.....	26
2.2.1 Controladores no lineales.....	27
2.2.2 Controladores lineales .....	32
2.3 Selección de la estrategia de control .....	35
3 PROGRAMACION DE LA ESTRATEGIA DE CONTROL DE LA CORRIENTE EN LA TARJETA DSPACE 1104.....	40
3.1 Interface de conexión de la dSPACE 1104 .....	42
3.2 Implementación del sistema de control en la tarjeta DSPACE 1104.....	42
3.2.1 Ejemplo básico.....	43
3.2.2 Ejemplo para generar una señal de control con el bloque PWM de la tarjeta dSPACE 1104.....	46
3.2.3 Implementación de la estrategia de control Deadbeat.....	47
4 ETAPA DE POTENCIA .....	51
4.1 Modulo SEMITEACH IGBT de SEMIKRON.....	51
4.1.1 Elementos básicos que componen el módulo SEMITEACH IGBT de SEMIKRON 54	
4.1.2 Recomendaciones de seguridad importantes cuando se trabaja con el modulo SEMITEACH IGBT de SEMIKRON.....	63
4.2 Circuitos para carga de los condensadores .....	64
5 CIRCUITO DE AISLAMIENTO Y ADECUACION DE LOS PULSOS DE DISPARO.....	68
6 CIRCUITO DE SENSADO Y ADECUACION DE LA CORRIENTE.....	76

7	IMPLEMENTACION DEL PROTOTIPO DE FUENTE MONOFASICA PROGRAMABLE DE CORRIENTE Y ANÁLISIS DE RESULTADOS.....	80
7.1	Implementación final .....	80
7.2	Análisis de resultados .....	83
8	CONCLUSIONES, RECOMENDACIONES Y FUTUROS PROYECTOS .....	90
8.1	Conclusiones .....	90
8.2	Recomendaciones .....	91
	REFERENCIAS BIBLIOGRAFIAS .....	92
	BIBLIOGRAFIA.....	93

## LISTA DE TABLAS

Tabla 1. Entradas y salidas del módulo SEMITEACH IGBT de SEMIKRON .....	53
Tabla 2. Caracterización sensor y adecuación de la corriente.....	78

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1. Esquema general del prototipo monofásico de fuente de corriente programable por etapas [1,2].	19
Figura 2. Circuito de potencia [1].	21
Figura 3. Diagrama de bloques de la fuente de corriente programable	22
Figura 4. Sistemas de control de lazo abierto y lazo cerrado	24
Figura 5. Topología básica del sistema en el cual se pretende controlar la corriente	25
Figura 6. Diagrama de bloques del sistema de control de la corriente	26
Figura 7. Cálculo de las señales de conmutación con un controlador no lineal	27
Figura 8. Esquema de control por histéresis.	29
Figura 9. Inversor monofásico en puente completo.	30
Figura 10. Seguimiento de una señal sinusoidal utilizando el control por histéresis de banda fija.	31
Figura 11. Modulación por ancho de pulso utilizando una onda portadora triangular.	35
Figura 12. Esquemático del control de corriente por histéresis.	36
Figura 13. Resultados de la simulación del control de corriente por histéresis	37
Figura 14. Montaje de la simulación del control de corriente Deadbeat.	38
Figura 15. Resultados de la simulación del control de corriente Deadbeat	39
Figura 16. Tarjeta de control DSPACE 1104 [3].	41
Figura 17. Diagrama de bloques de la tarjeta DSPACE 1104	41
Figura 18. Interface board dSPACE 1104 CLP	42
Figura 19. Ejemplo básico manual de la dSPACE 1104	43
Figura 20. Ventana de visualización y control del ejemplo básico.	44
Figura 21: Ejemplo básico de visualización de señales a través de las entradas ADC de la interface de la dSPACE 1104	45
Figura 22. Bloque PWM	46
Figura 23. Señales generadas con el bloque PWM. ¡Error! Marcador no definido.7	46
Figura 24. Sistema de control de la corriente programado en Simulink.	48
Figura 25. Panel de control de la corriente por Deadbeat.	49
Figura 26. Topología de los sistemas principales del módulo SEMITEACH IGBT de SEMIKRON [1].	51
Figura 27. Entradas y salidas del módulo SEMITEACH IGBT de SEMIKRON.	52
Figura 28. Principio esquemático del controlador del núcleo del driver SKHI 22 AR	55

Figura 29. El módulo rectificador SKD 51. ....	56
Figura 30. Módulo dual IGBT SKM 50 GB 123 D.....	57
Figura 31. Modelo eléctrico equivalente de primer orden del condensador electrolítico.....	59
Figura 32. Condensadores amortiguadores del módulo IGBT.....	61
Figura 33. Esquema de la simulación de la carga del condensador. ....	65
Figura 34. Tensión transitoria de carga del condensador obtenida en la simulación.....	65
Figura 35. Corriente de carga obtenida en la carga del condensador .....	66
Figura 36. Resistencia en paralelo con interruptores para cargar los condensadores. ....	67
Figura 37. Esquemático etapa aislamiento y adecuación de los pulsos de disparo .....	68
Figura 38. Tarjeta Opto Acopladora.....	70
Figura 39. Conexión física entre la DSPACE1104, tarjetas de sensado y adecuación y módulo SEMITEACH IGBT de SEMIKRON.....	70
Figura 40. Señal entrada y señal de salida del circuito de aislamiento y adecuación.....	71
Figura 41. Pulsos de conmutación obtenidos a la salida de un par de etapas de la tarjeta de aislamiento y adecuación.....	72
Figura 42. Simulación del sistema a implementar para la prueba de la onda cuadrada.....	74
Figura 43. Resultados de la simulación (onda cuadrada). ....	74
Figura 44. Montaje físico para la prueba de la onda cuadrada .....	75
Figura 45. Onda cuadrada a la salida del sistema. ....	75
Figura 46. Circuito de sensado y adecuación de corriente. ....	76
Figura 47. Esquemático de sensado y adecuación de la corriente. (Configuración 5 [A]). ....	77
Figura 48. Bombillos alimentados con la red pública usados para comprobar el funcionamiento del sensor de corriente en corriente alterna. ....	79
Figura 49. Grafica de la corriente a la salida del sensor. ....	79
Figura 50. Simulación del prototipo de fuente monofásica programable de corriente.....	80
Figura 51. Resultados de la simulación del prototipo de fuente monofásica de corriente con una onda sinusoidal con armónicos. ....	81
Figura 52. Resultados de la simulación del prototipo de fuente monofásica de corriente con una onda sinusoidal pura. ....	81
Figura 53. Corriente y tensión en la rama del condensador durante el control.....	82
Figura 54. Carga RL del prototipo.....	83

Figura 55. Montaje del sistema .....	83
Figura 56. Inyección de una corriente con forma de onda sinusoidal pura. ....	84
Figura 57. Inyección de una corriente con forma de onda sinusoidal con segundo armónico .....	85
Figura 58. Inyección de una corriente con forma de onda sinusoidal con tercer armónico .....	85
Figura 59. Inyección de una corriente con forma de onda sinusoidal con cuarto armónico. ....	86
Figura 60. Inyección de una corriente con forma de onda sinusoidal con tercer y quinto armónico. ....	87
Figura 61. Inyección de una corriente con forma de onda sinusoidal con componente fundamental, tercero, quinto y séptimo armónicos. ....	87
Figura 62. Inyección de una corriente con forma de onda sinusoidal con componentes fundamentales, terceros, quintos, séptimos y noveno armónicos ...	88

## RESUMEN

**TITULO:** PROTOTIPO MONOFÁSICO DE FUENTE PROGRAMABLE DE CORRENTE UTILIZANDO EL MODULO SEMITECH-IGBT DE SEMIKRON

**AUTORES:** FABIAN EMIR VASQUEZ, DAVID EDUARDO SIAUCHO

**PALABRAS CLAVES:** Módulo SEMITEACH IGBT de SEMIKRON, sistema de control, DSPACE 1104.

### DESCRIPCION:

El presente proyecto expone la implementación de una fuente de corriente programable monofásica en base al módulo SEMITEACH-IGBT DE SEMIKRON (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) de SEMIKRON [1]. El prototipo está compuesto por 4 etapas principales: circuito de potencia, circuito de aislamiento y adecuación de pulsos de disparo, etapa de control y visualización de señales, circuito de sensado y adecuación de la corriente. Para la implementación del prototipo se verifico el funcionamiento de cada una de dichas etapas para finalmente realizar su acoplamiento y

En este libro se presenta una descripción de la fuente programable de corriente, como está construida, que etapas la conforman y se muestran los elementos que conforman cada etapa, también se exponen simulaciones y pruebas (prueba carga de condensadores, prueba generar onda cuadrada) que se diseñaron para verificar el correcto funcionamiento de cada una de las etapas que conforman la fuente monofásica de corriente. Se presenta también la lógica de control para generar la corriente que inyecta la fuente y se da una explicación paso a paso de la manera en que se construyó el prototipo. Se describen los diferentes tipos de estrategias de control de inversores de potencia y se presentan análisis entre el control predictivo de tiempo muerto (deadbeat), y el control por histéresis.

Finalmente se presenta un análisis completo de los resultados obtenidos una vez implementada la fuente programable de corriente, y también se presentan recomendaciones para trabajar con el módulo SEMITEACH-IGBT DE SEMIKRON y evitar anomalías que perjudiquen el funcionamiento del módulo.

---

Trabajo de grado

\*Facultad de Ingenierías Físico – Mecánicas. Escuela de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones. Directora: M.Sc. María Alejandra Mantilla Codirector: Ph.D. Johann Farith Petit Suarez

## ABSTRACT

**TITLE:** PROTOTYPE PHASE SOURCE USING PROGRAMMABLE MODULO CORRENTE SEMITECH-IGBT SEMIKRON

**AUTHORS:** FABIAN EMIR VASQUEZ, DAVID EDUARDO SIAUCHO

**KEYWORDS:** SEMIKRON IGBT Module SEMITEACH, control system, DSPACE 1104.

### DESCRIPTION:

This project presents the implementation of a programmable single-phase current based on SEMITEACH - SEMIKRON IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) SEMIKRON module [1]. The prototype consists of 4 main steps: power circuit, circuit isolation and adaptation of firing pulses, phase control and display signals sensing circuit and appropriateness of the current. Prototype implementation for operation of each of these stages was monitored to perform coupling and finally

In this book, a description of the programmable current source is presented , as it is built , which stages the shape and the elements of each stage are shown , simulations and tests (load capacitors , generating square wave test) also argue that were designed to verify proper operation of each of the stages comprising the single-phase power source. Control logic is also presented for generating current source injecting step and the way the prototype was built explanation is given. Different types of control strategies are described power inverters and analysis between the predictive control timeout (deadbeat) and hysteresis control are presented.

Finally a complete analysis of the results once implemented programmable current source is presented, and recommendations for working with SEMITEACH - SEMIKRON IGBT module and avoid anomalies that may impair the operation of the module are also presented.

---

Bachelor Thesis

\*Facultad de Ingenierías Físico – Mecánicas. Escuela de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones. Directora: M.Sc. María Alejandra Mantilla Codirector: Ph.D. Johann Farith Petit Suarez

## INTRODUCCIÓN

El presente proyecto es el inicio de una serie de investigaciones que pretende realizar el grupo GISEL sobre el módulo SEMITEACH IGBT de SEMIKRON [1] y sus aplicaciones en electrónica de potencia. A futuro se pretende profundizar en aplicaciones enfocadas hacia la mitigación de perturbaciones en sistemas de distribución (filtrado activo de potencia) y en la conversión de corriente continua en corriente alterna para la conexión de sistemas fotovoltaicos a la red.

En este proyecto se utiliza el módulo SEMITEACH IGBT de SEMIKRON como base en la implementación de un prototipo monofásico de una fuente programable de corriente. El módulo SEMITEACH IGBT de SEMIKRON [1] es controlado por la tarjeta dSPACE 1104 [2,3].

La fuente programable es un dispositivo utilizado para inyectar corrientes controladas en un sistema eléctrico dado, de acuerdo a las necesidades de la aplicación. La corriente que es capaz de inyectar el prototipo tiene limitaciones, especialmente en lo que respecta a rangos de frecuencia y amplitud [4,5]. El prototipo de fuente monofásica programable de corriente diseñado en este proyecto, inyecta corrientes sinusoidales y corrientes sinusoidales con armónicos.

Tal como se indicó en la descripción, este libro recopila la información tanto teórica como práctica que fue requerida para la construcción del prototipo y presenta con detalle el proceso mediante el cual se llevó a cabo su implementación.

## 1 GENERALIDADES

### 1.1 Etapas que conforman la fuente programable de corriente

El prototipo monofásico de la fuente programable de corriente está compuesto por 4 etapas principales tal como se muestra a continuación (ver Figura 1):

**Etapa1:** Etapa de control y visualización de señales.

**Etapa2:** Circuito de aislamiento y adecuación de pulsos de disparo.

**Etapa3:** Circuito de potencia.

**Etapa4:** Circuito de sensado y adecuación de la corriente.

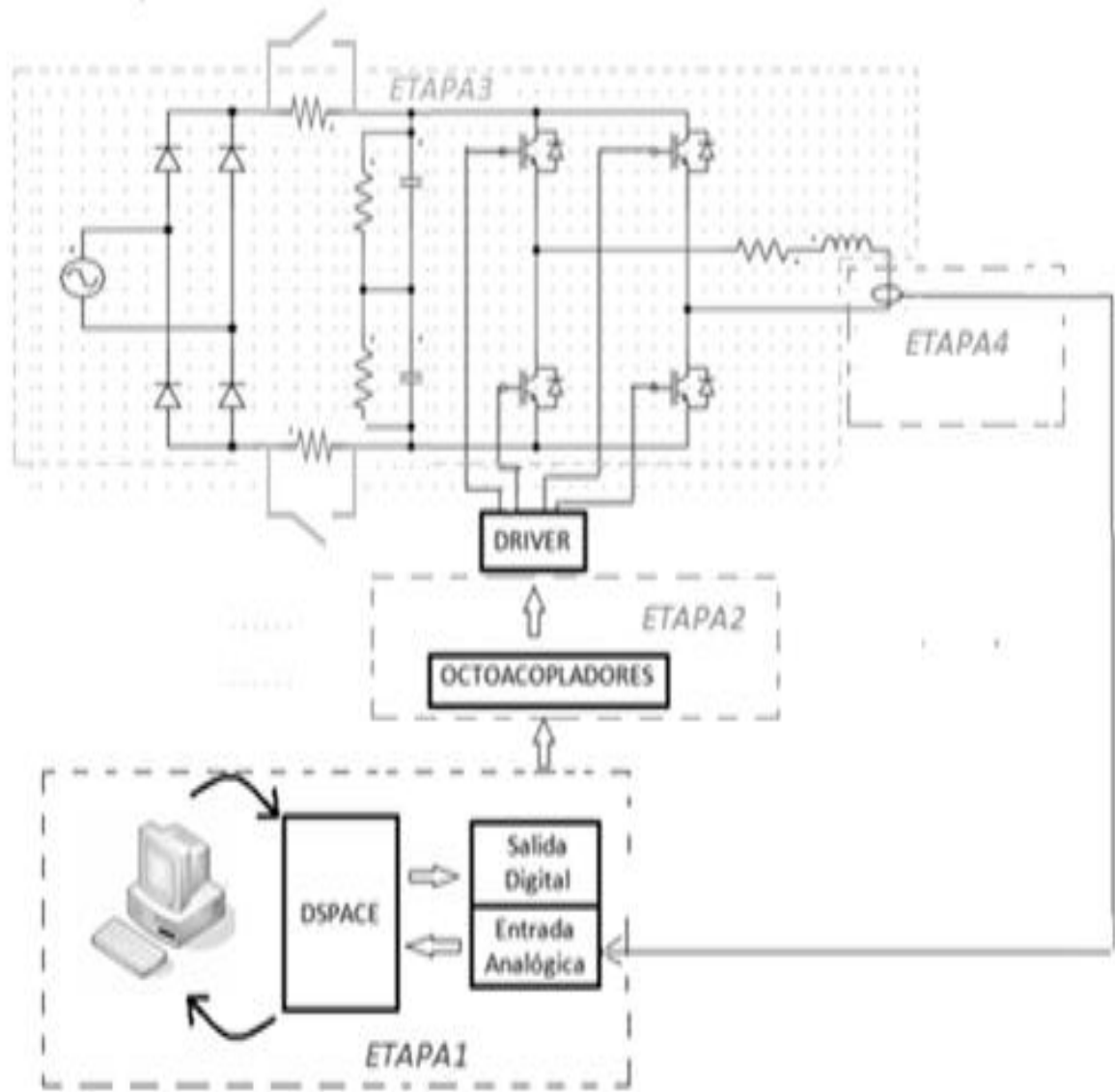
Tal como se observa en la Figura 1, el puente rectificador es alimentado a partir de una fuente sinusoidal (la red) y se utiliza como fuente de alimentación de corriente continua para el circuito de potencia [1]. Los IGBT del puente inversor de potencia por su parte, se conmutan a través de un sistema de control de tal forma que se establece en la carga la corriente deseada [4-8].

A manera de introducción se presenta una descripción breve de cada etapa. En capítulos posteriores se describen y analizan detalladamente cada sección del prototipo.

#### **La etapa1**

Esta etapa se encarga tanto del control y de la visualización de las señales del prototipo mediante un computador, como de la programación de la tarjeta DSPACE 1104 mediante MATLAB/Simulink y dSPACE/Controldesk [2,3].

Figura 1. Esquema general del prototipo monofásico de fuente de corriente programable por etapas [1,2].



## La etapa 2

Esta etapa cumple dos funciones importantes: adecua las señales de disparo del inversor para que éstas puedan ser transmitidas de la dSPACE 1104 a los drivers del módulo, y aísla el circuito de control del circuito de potencia [3,4].

La tarjeta dSPACE 1104 trabaja con corrientes del rango de -5 [mA] hasta 5 [mA] (valores muy pequeños en comparación con la corriente manejada en el circuito de potencia, por ello es necesario aislarla del circuito de potencia [2]. Además, las señales de control que emite la dSPACE 1104 tienen una característica 0/5V y los drivers del módulo requieren señales de entrada de 0/15 [V], por lo tanto, se requiere una etapa de adecuación, función realizada en esta etapa [1,2].

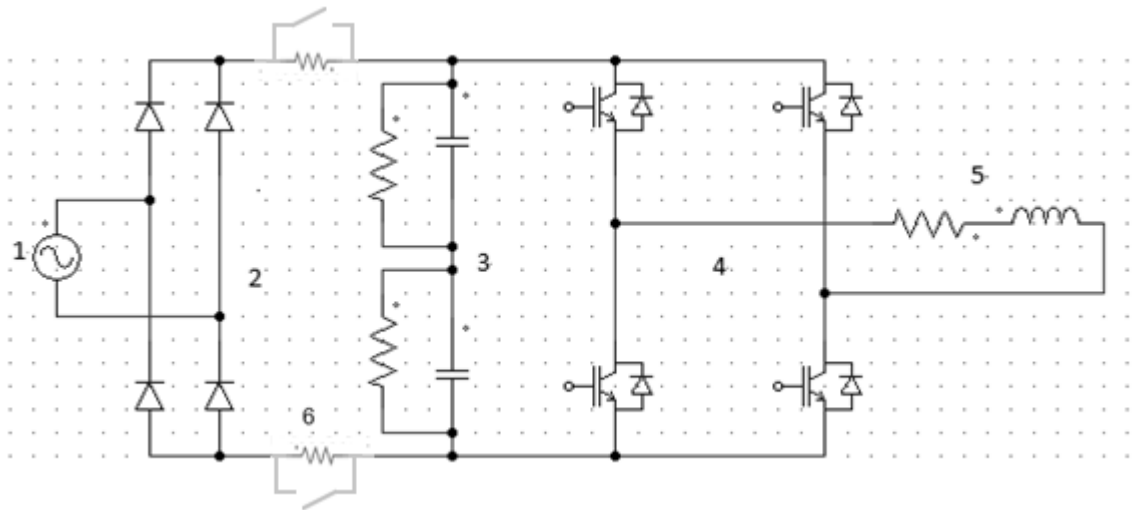
Esta etapa consta de dispositivos opto acopladores (para el aislamiento), búfer Cd4049 y búfer Cd4050 (para acople de impedancias), fuentes de alimentación de 15 [V] y 5[V]; y elementos de circuito (resistencias y condensadores), que conforman el circuito necesario para la operación del circuito de adecuación y aislamiento [9].

### **La etapa 3**

El circuito de potencia (ver figura 2) está compuesto por:

- Una fuente de tensión monofásica sinusoidal de 120 [V] a 60 [hz] (la red)
- Un rectificador monofásico en puente completo (contenido en el módulo)
- Dos condensadores de 2200 [uF] (con resistencias de descarga de 22000[Ω] conectadas en paralelo con cada uno de ellos). Los condensadores están conectados en serie en una misma rama y esta rama se conecta en paralelo con el puente inversor (contenidos en el módulo)
- Un puente inversor monofásico a base de IGBT (contenido en el módulo)
- Una carga RL
- Circuito de carga de los condensadores, comprendido por dos interruptores monofásicos en paralelo con dos resistencias.

Figura 2. Circuito de potencia [1].



La fuente de tensión sinusoidal, el puente rectificador y los condensadores se utilizan en conjunto como una fuente de tensión continua para alimentar el puente inversor monofásico de IGBT [1]. Los IGBT del puente se conmutan de tal manera que en la carga RL se genere una señal de corriente controlada según una corriente de referencia seleccionada por el usuario [6-8].

#### La etapa 4

Esta etapa permite sensor y adecuar las señales de corriente en la carga. Además crea un aislamiento entre el circuito de potencia y el circuito de control, protegiendo la tarjeta de control dSPACE 1104 [2,3].

Está conformada por un circuito para el sensado de corriente y adecuación de la señal medida, basado en el dispositivo LA-25 (este dispositivo es un transductor de corriente de efecto hall multirango) y amplificadores operacionales que conforman las etapas de adecuación de las señales [10].

En este trabajo, este circuito se configuró para trabajar con corrientes de entrada entre -5 y 5 amperios, y arrojar una señal de tensión a su salida de valor

directamente proporcional a la corriente que este midiendo en ese instante, con una ganancia de 2.0 [10], es decir:

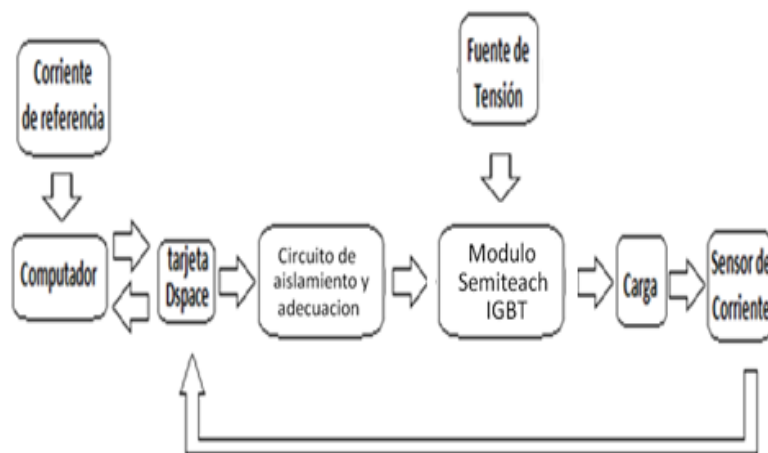
$$V_{out} = 2 \times I_{in} \quad (1.1)$$

Donde  $I_{in}$  es la corriente en la entrada y  $V_{out}$  es la tensión que aparece en la salida del sensor y que se envía a la dSPACE 1104.

## 1.2 Funcionamiento de la fuente de corriente programable

En la figura 3 se presenta un diagrama con los diferentes elementos que componen la fuente programable de corriente.

Figura 3. Diagrama de bloques de la fuente de corriente programable



Los ocho puntos descritos a continuación ilustran el procedimiento lógico por medio del cual el prototipo de fuente programable de corriente monofásico inyecta en la carga la corriente deseada:

- Se utiliza la fuente de alimentación monofásica (la red), los interruptores de carga y el puente rectificador monofásico para cargar los condensadores [1].
- El usuario establece en el computador la corriente de referencia que es la corriente que se desea en la carga, por medio del programa Controldesk.

- El sensor de corriente lee la corriente actual en la carga (inicialmente no hay corriente en la carga, su valor es cero), y lo trasmite a la dSPACE 1104. La corriente medida se puede visualizar mediante el programa Controldesk en el computador [10].
- La tarjeta dSPACE 1104 adquiere el valor actual de la corriente en la carga, toma el valor actual de la corriente de referencia y calcula el error ( $\text{Error} = I_{\text{referencia}} - I_{\text{carga}}$ ), en base a dicho error actúa la estrategia del controlador Deadbeat (ver capítulo 2.2.2). El método de control Deadbeat calcula el valor de tensión que debe alimentar la carga para que la corriente en ella vaya desde su valor actual al valor deseado (la corriente de referencia) y en base a este valor de tensión se genera una señal PWM. Esta señal PWM son los pulsos de conmutación que deben aplicarse a los IGBT para que aparezca en la carga el valor de tensión calculado [4-8].
- La tarjeta dSPACE 1104 genera la señal PWM (la característica de la señal PWM que emite la dSPACE 1104 es 0/5V, es decir OFF = 0 [V], ON = 5 [V] [2,3].
- La señal PWM se trasmite de la dSPACE 1104 (0/5V) a los drivers (0/15V) a través del circuito de aislamiento y adecuación de las señales [9].
- Los drivers transmiten a los IGBT la señal PWM recibida. Los IGBT operan en base a estos pulsos de conmutación, y establecen en el circuito de potencia la señal de tensión calculada en el paso 4 [1,4,5].

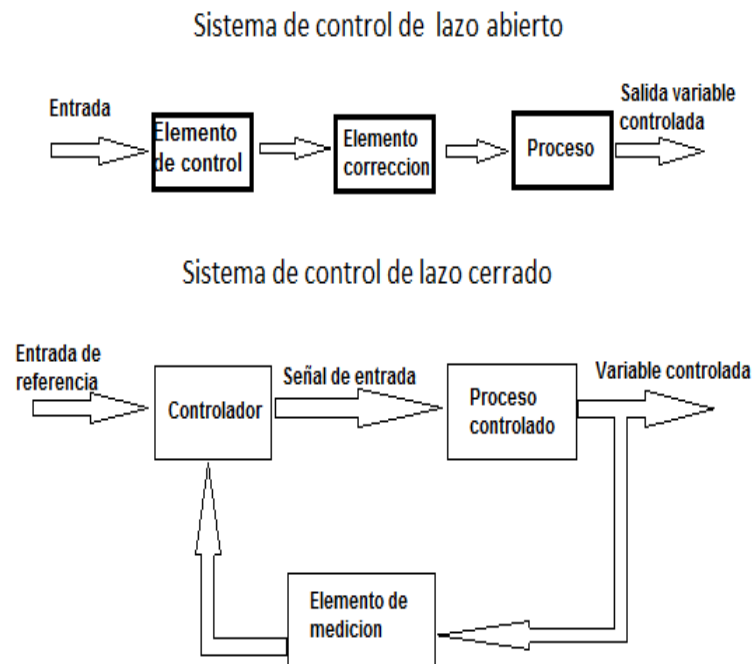
Con esta nueva tensión de alimentación, el valor de la corriente en la carga iguala el valor que la corriente de referencia al final del periodo.

## 2 CONTROL DE CORRIENTE DE LA FUENTE PROGRAMABLE

En esta sección se presenta una descripción de los algoritmos analizados para el control de la fuente programable. Además, se muestran las simulaciones del sistema comprendido por el inversor de potencia, la carga y el control de corriente utilizado para generar los pulsos de disparo del inversor con el fin de seguir la corriente de referencia. Con la ayuda de Matlab se analizaron diferentes estrategias viables para realizar el control de la corriente, y se seleccionó la estrategia más adecuada.

Las estrategias utilizadas para controlar inversores de potencia se pueden clasificar en dos tipos: Sistemas de control de lazo abierto y sistemas de control de lazo cerrado [4-7]. En la figura 4 se muestran los esquemas básicos de estos dos tipos de estrategias.

Figura 4. Sistemas de control de lazo abierto y lazo cerrado



Los sistemas de control de lazo abierto son sistemas en los cuales el proceso de control está previamente establecido, por lo tanto no se tiene en cuenta el valor de la variable controlada para el proceso de control.

Por su parte un sistema de control de lazo cerrado tiene realimentación, es decir tiene en cuenta el valor de la variable controlada en el proceso de control. Generalmente opera basado en el error entre un valor de referencia (el valor que se desea que tenga la variable controlada) y el valor de la variable controlada.

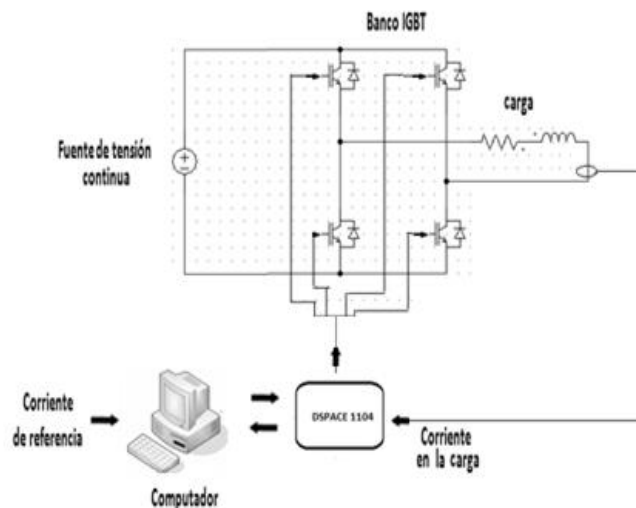
$$\text{Error} = \text{valor de referencia} - \text{valor de la variable} \quad (2.1)$$

Para la implementación del prototipo de la fuente programable de corriente se utiliza un sistema de control de lazo cerrado, este calcula las señales de conmutación de los interruptores de potencia a partir de la señal de error de corriente ( $I_{\text{referencia}} - I_{\text{carga}}$ ) [6,7].

## 2.1 Topología básica a controlar

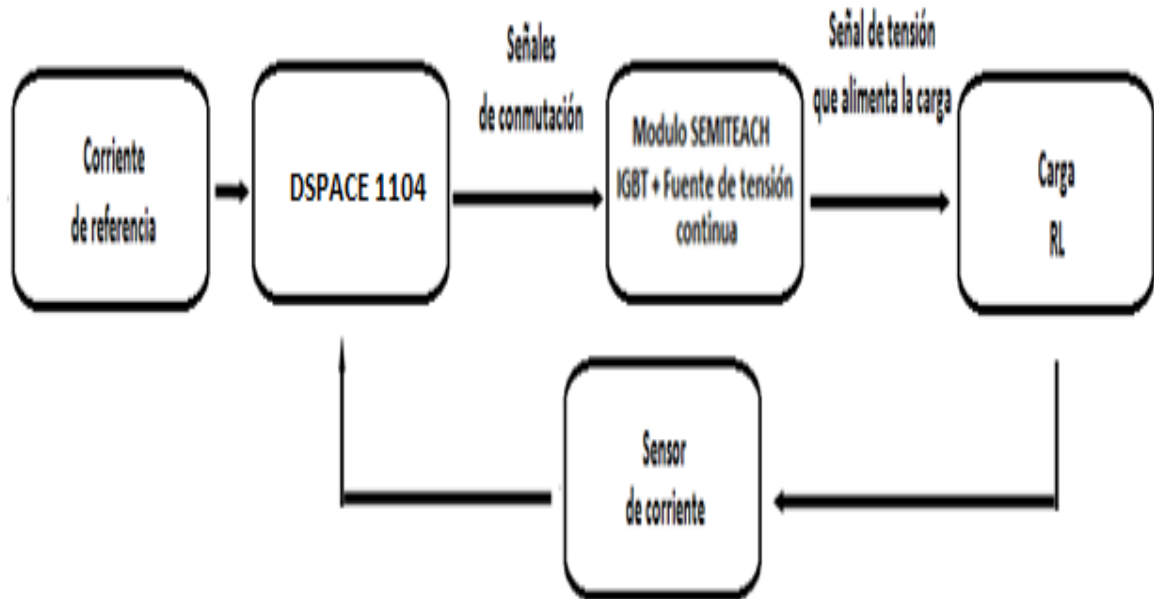
En la figura 5 se presenta la topología básica utilizada para la simulación y el análisis de las estrategias de control [1,2]:

Figura 5. Topología básica del sistema en el cual se pretende controlar la corriente



Además, en la figura 6 se presenta el diagrama de bloques de las etapas del sistema de control de corriente:

Figura 6. Diagrama de bloques del sistema de control de la corriente



La finalidad de la estrategia de control para el presente caso es calcular las señales de disparo de los IGBT, de tal forma que la corriente en el circuito de potencia, siga con el menor error posible, la corriente de referencia [6-8].

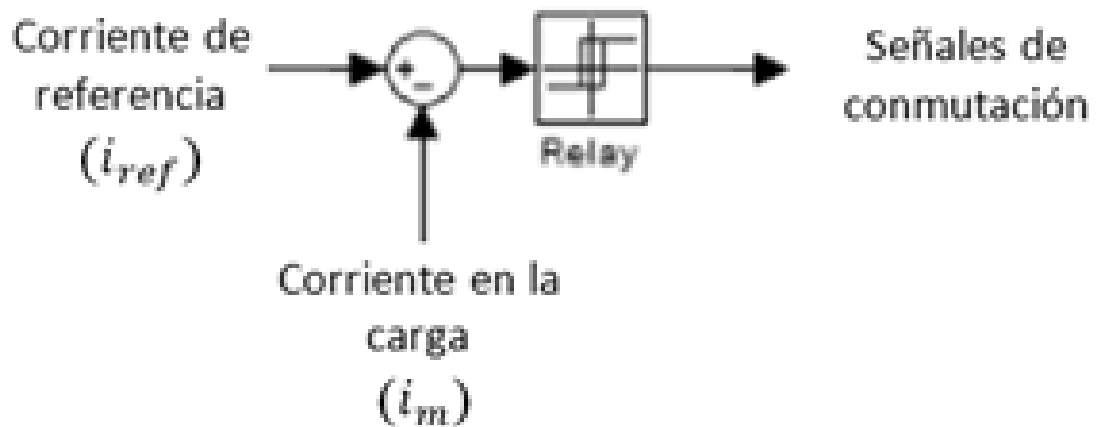
## 2.2 Clases de control de lazo cerrado

Las estrategias de control de corriente de lazo cerrado pueden clasificarse en dos grupos: lineales y no lineales. En este trabajo el control predictivo de tiempo muerto (Deadbeat) el cual pertenece al grupo de controladores lineales, y el control por histéresis el cual pertenece al grupo de los controladores no lineales, se consideraron y analizaron para el control del prototipo.

### 2.2.1 Controladores no lineales

Los controladores no lineales obtienen las señales de conmutación del inversor de potencia, a partir del error entre la corriente de referencia ( $i_{ref}$ ) y la corriente en la carga ( $i_m$ ) [4,5], tal como se observa en la figura 7.

Figura 7. Cálculo de las señales de conmutación con un controlador no lineal



El controlador no lineal considerado como opción para implementar el prototipo es el control por histéresis.

#### Control por histéresis

Compara la señal de error entre la corriente de referencia y la corriente en la carga, con una banda de histéresis fija y en base a esta comparación, calcula las señales de conmutación de tal manera que el error se mantenga entre los límites inferior y superior de dicha banda. La banda de histéresis se mantiene constante en todo el periodo de operación [7].

El modelo matemático que describe la lógica de control está dado por las siguientes ecuaciones:

$$i_{sup} = i_{ref} + HB \quad (2.1)$$

$$i_{inf} = i_{ref} - HB \quad (2.2)$$

El ancho de banda  $AB$  está dado por:

$$AB = i_{sup} - i_{inf} \quad (2.3)$$

$$AB = 2HB \quad (2.4)$$

Dónde:

$i_{sup}$ : Banda superior o límite superior.

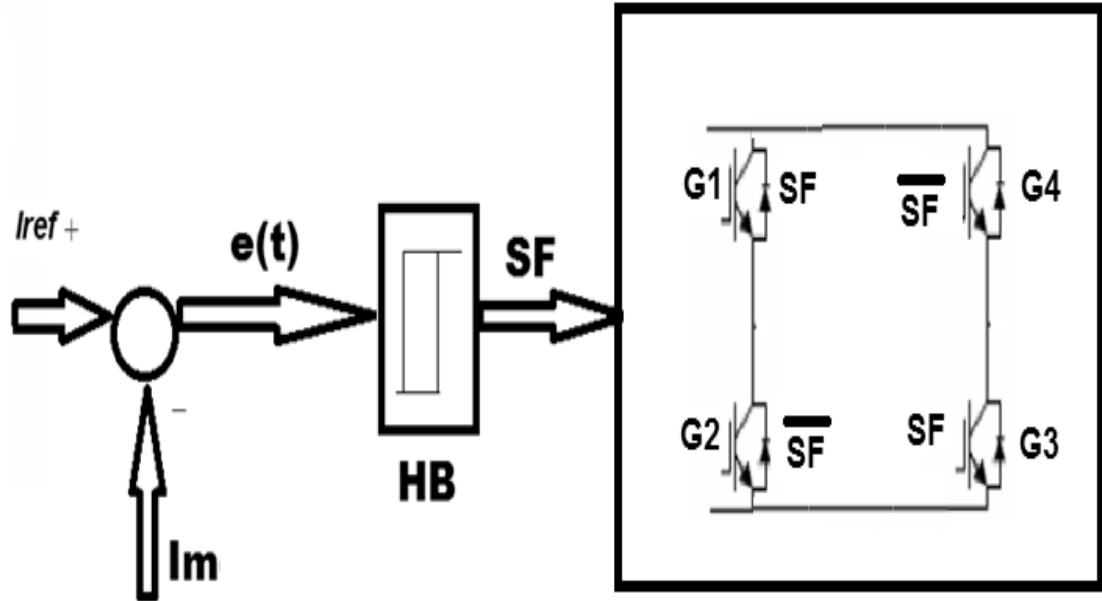
$i_{inf}$ : Banda inferior o límite inferior.

$i_{ref}$ : Corriente de referencia.

$HB$ : Banda de histéresis.

Una representación esquemática de este control es mostrado en la figura 8:

Figura 8. Esquema de control por histéresis.



La lógica de control es dada de la siguiente forma:

$$\text{Si: } i_m < (i_{ref} - HB) \quad (2.5)$$

$$SF=1 \quad (2.6)$$

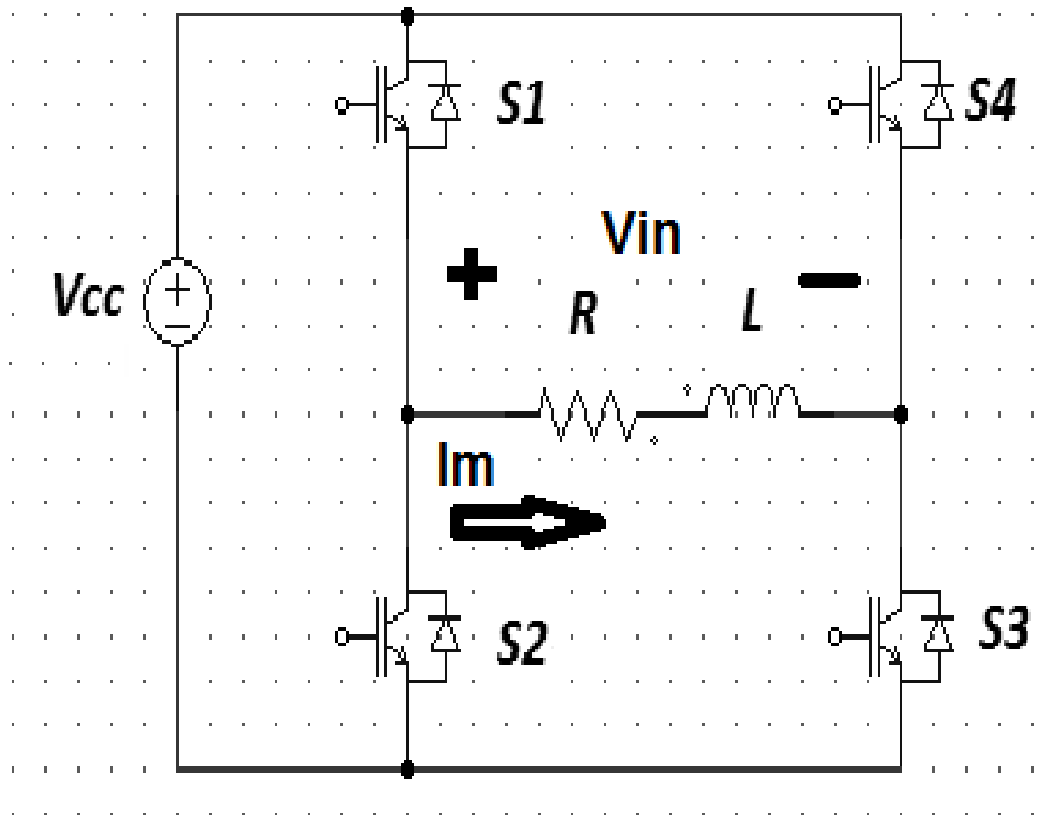
$$\text{Si: } i_m > (i_{ref} + HB) \quad (2.7)$$

$$SF=0 \quad (2.8)$$

Donde  $SF$  es la señal de disparo de los interruptores  $G1$  y  $G2$ ,  $\overline{SF}$  corresponde a la señal negada  $SF$  y es la señal de disparo de los interruptores  $G3$  y  $G4$ . Para ilustrar el funcionamiento de este control, se considera un inversor monofásico de

puente completo alimentando una carga  $RL$ , con una señal de referencia sinusoidal. En la figura 9 se muestra el sistema analizado [6,7].

Figura 9. Inversor monofásico en puente completo.



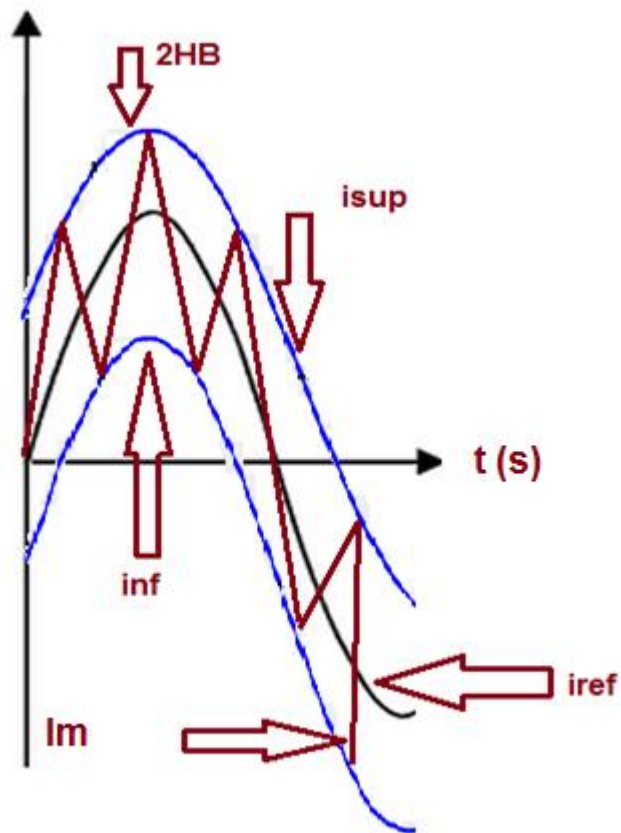
El circuito inversor consiste en cuatro interruptores. La tensión y la corriente a través de la inductancia quedan establecidos considerando lo siguiente:

Cuando  $SF$  es igual a uno, son activados los interruptores  $S1$  y  $S3$ , y simultáneamente se desconectan los interruptores  $S2$  y  $S4$ . Si esta condición se mantiene durante un tiempo dado  $t1$ , en el transcurso de ese tiempo la tensión instantánea en la carga es  $VCD$ , y la corriente  $I_m$  es ascendente. Ahora cuando  $SF$  es igual a cero, los interruptores  $S1$  y  $S3$  se desactivan, y los interruptores  $S2$  y  $S4$  se activan, en esta condición la tensión instantánea en la carga es  $-VCD$ , y la

corriente que circula en la inductancia es descendente durante el intervalo de tiempo  $t_2$  en que se mantenga esta condición [5,6].

La figura 10 muestra la forma de onda de la corriente en la carga cuando se utiliza el control por histéresis para hacer seguimiento a una señal de referencia sinusoidal.

Figura 10. Seguimiento de una señal sinusoidal utilizando el control por histéresis de banda fija.



Para el instante inicial, cuando los interruptores S1 y S3 se encuentran en estado de conducción, la corriente en la inductancia es ascendente. Este estado de

conmutación se mantiene hasta que la corriente de la inductancia alcanza el límite superior de la banda de histéresis. Cuando esto sucede, el sistema de control enciende los interruptores S2 y S4, y apaga los interruptores S1 y S3 cambiando la tensión que alimenta la carga de VCD a -VCD. De esta manera la corriente en la carga reduce su valor, tal como se muestra en la figura 10, hasta que alcanza el límite inferior de la banda de histéresis, momento en el cual cambia nuevamente el estado de conmutación de los IGBT, y así sucesivamente [4,5].

El ejemplo anterior muestra la manera en que se lleva a cabo el control de la corriente de un sistema eléctrico mediante el método de banda fija de histéresis.

### **2.2.2 Controladores lineales**

Los controladores lineales determinan la tensión necesaria para llevar el error entre la corriente controlada y la corriente de referencia a un valor nulo. Para la implementación del presente prototipo se utilizó el control Deadbeat. A partir de esta tensión se establecen las señales de conmutación del convertidor mediante una técnica de lazo abierto, en este caso se usó la modulación por ancho de pulso (PWM, *Pulse Width Modulation*) [6,7].

#### **Control de tiempo de establecimiento finito o de tiempo muerto (Deadbeat):**

La técnica de control Deadbeat utiliza el modelo del proceso que se desea controlar para hallar la tensión que debe tenerse a la salida tal que se siga la corriente de referencia en el menor número de periodos de muestreo posibles [4,5].

Para determinar la tensión a sintetizar usando el controlador Deadbeat, se parte de la ecuación básica de la topología del circuito a controlar (ver Figura 9).

$$V_{inv} = L \frac{di_m(t)}{dt} + Ri_m(t) \quad (2.9)$$

Donde  $V_{inv}(t)$  es la tensión de salida del inversor o tensión en la carga RL,  $L$  es la inductancia,  $R$  la resistencia de la carga alimentada e  $i_m(t)$  es la corriente inyectada a la carga por el convertidor.

Al aplicar la transformada bilineal[4,5] para discretizar la ecuación (2.9), se obtiene la siguiente relación:

$$V_{inv}(z) = LI_m(z) \cdot \left( \frac{2}{T} \cdot \frac{z-1}{z+1} \right) + RI_m(z) \quad (2.10)$$

Donde  $T$  corresponde al periodo de muestreo. Se considera que la corriente generada alcanza la referencia ( $i_{ref}$ ) al final de cada periodo de muestreo según la siguiente relación.

$$i_m(k+1) = i_{ref} \quad (2.11)$$

Y simplificando:

$$V_{inv}(z) \cdot T \cdot (z+1) = 2LI_m(z) \cdot (z-1) + RI_m(z) \quad (2.12)$$

Simplificando la anterior relación (2.12) se obtiene:

$$V_{inv}(k) + V_{inv}(k-1) = \frac{2L}{T} [I_m(k) - I_m(k-1)] + \frac{RI_m}{T} \quad (2.13)$$

Considerando que la tensión de salida del inversor, permanece constante en un periodo de muestreo es decir que:

$$V_{inv}(k) = V_{inv}(k-1) \quad (2.14)$$

La ecuación (2.14) se puede simplificar resultando en:

$$2V_{inv}(k) = \frac{2L}{T} [I_m(k) - I_m(k-1)] + \frac{RI_m}{T} \quad (2.15)$$

Finalmente al simplificar la ecuación (2.15) obtenemos la tensión necesaria para llevar el error entre la corriente controlada y la corriente de referencia a un valor

nulo para cada periodo de muestreo en la topología de la figura 5 utilizando el controlador Deadbeat:

$$V_{inv}(k) = \frac{L}{T} [I_m(k) - I_m(k - 1)] + \frac{RI_m}{2T} \quad (2.16)$$

**Modulación por ancho de pulso (PWM, *Pulse Width Modulation*):**

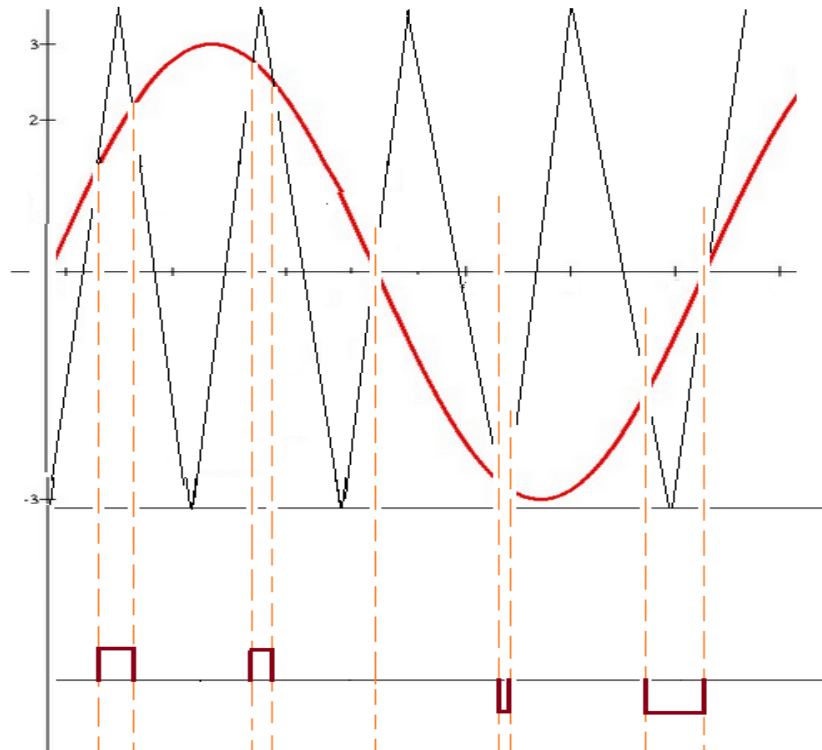
Esta técnica de modulación busca controlar el ancho de los pulsos de disparo de los interruptores de potencia con el fin que el valor medio de la señal de tensión generada por el inversor en cada periodo de conmutación sea igual que el de la tensión de referencia dada por la ecuación (2.16) en ese mismo periodo [6,7].

Para calcular el ancho de los pulsos se emplea el método basado en la onda portadora, este consiste en comparar la señal de referencia (señal moduladora) con una portadora triangular, tal como se observa en la Figura 11.

Las señales de disparo del inversor se obtienen al comparar la señal de referencia con la señal portadora triangular aplicando la siguiente lógica: si la señal de referencia es mayor que la portadora, la señal de control pone en conducción los interruptores S1 y S3, y abre los interruptores S2 y S4. Ahora, si la señal de referencia es menor que la portadora, la señal de control pone en conducción los interruptores S2 y S4, y abre los interruptores S1 y S3 [4,5,6].

La señal de disparo para los interruptores S1 y S3 es la misma. La señal de disparo de los interruptores S2 y S4 es la inversa de la señal de disparo de los interruptores S1 y S3 [6].

Figura 11. Modulación por ancho de pulso utilizando una onda portadora triangular.



### 2.3 Selección de la estrategia de control

Para seleccionar la estrategia de control se simularon ambas estrategias, se observaron los resultados y se seleccionó el método que menos error de seguimiento presentó para la simulación.

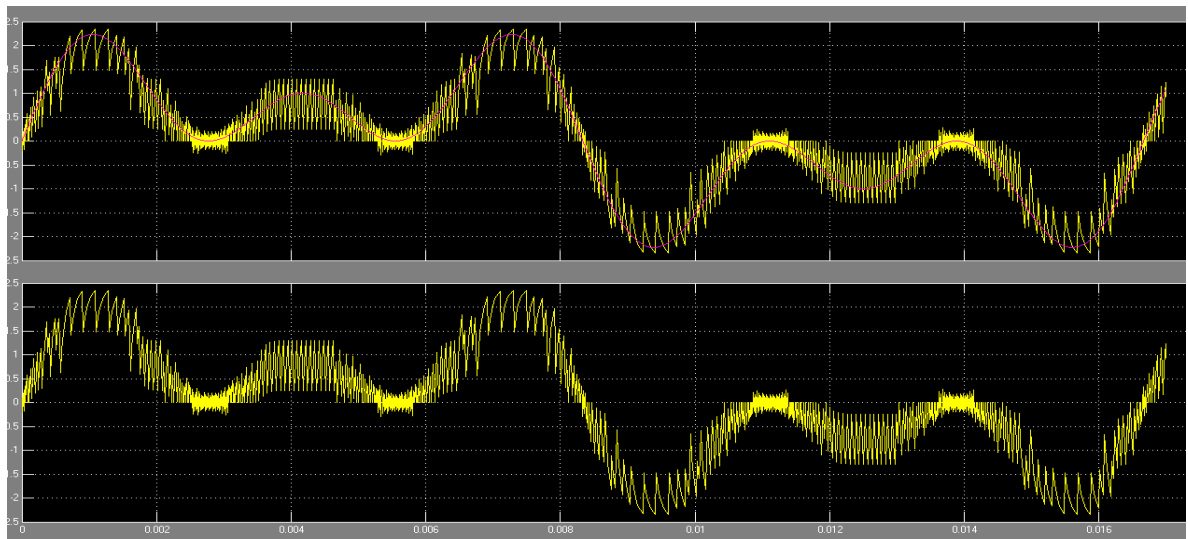
Los dispositivos semiconductores del inversor son modelados como interruptores ideales, las tensiones a la salida del inversor solo podrá tomar los valores instantáneos de  $+V_{CD}$  y  $-V_{CD}$ .



seleccionó una banda de histéresis más pequeña, ya que llevaba a frecuencias de conmutación del puente inversor mayores a 20 [kHz] [1,2].

En la figura 13 se observan la corriente de referencia y la corriente que aparece en la carga cuando se simula el circuito de la figura 12.

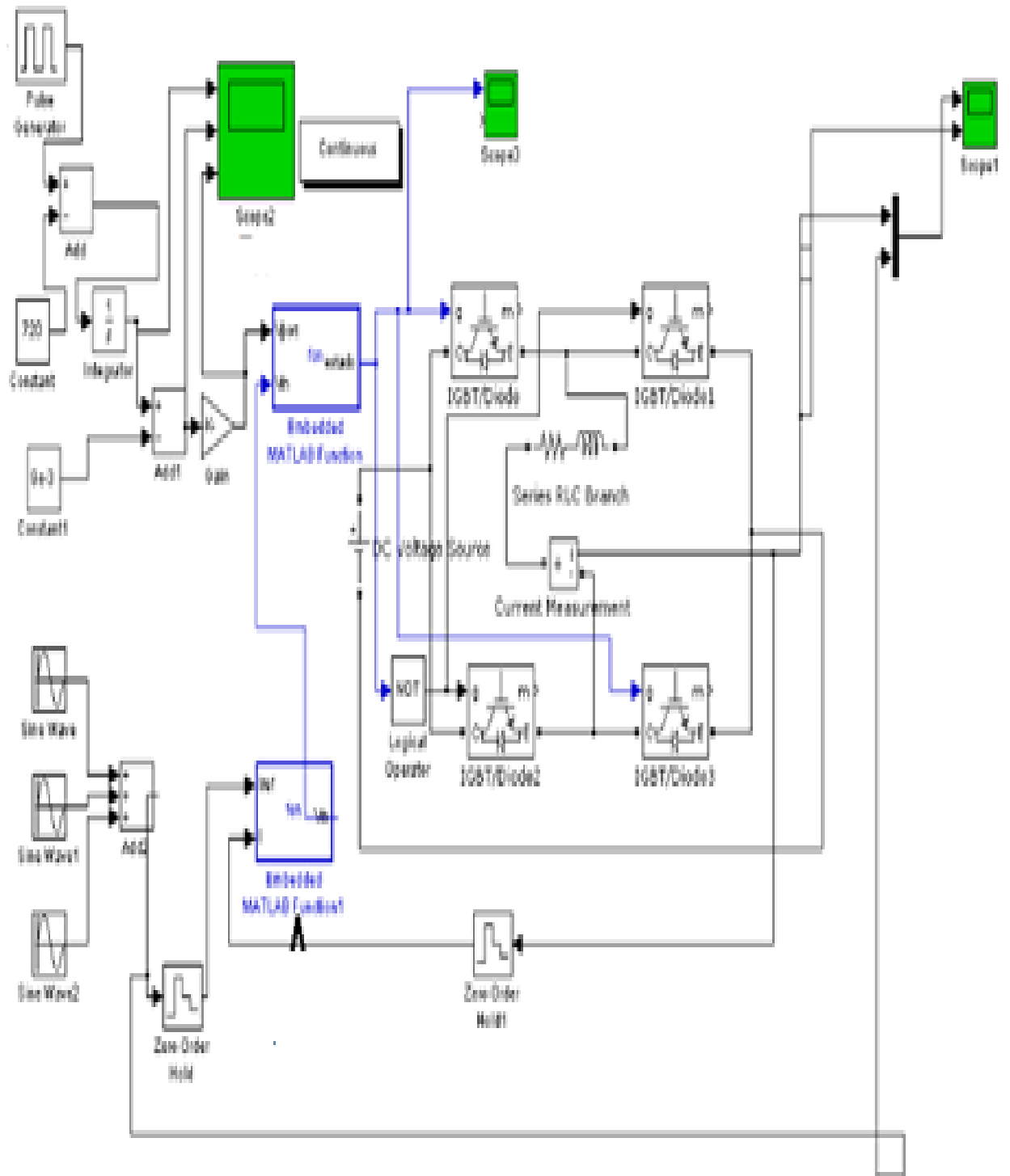
Figura 13. Resultados de la simulación del control de corriente por histéresis



### Control de corriente Deadbeat

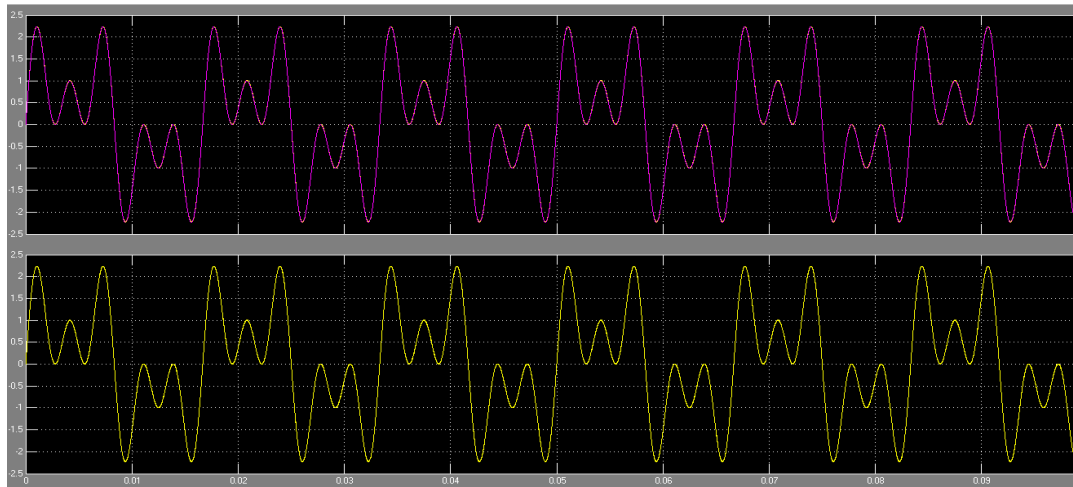
El esquemático para la simulación del control de la corriente por Deadbeat se muestra a continuación:

Figura 14. Montaje de la simulación del control de corriente Deadbeat.



En la figura 15 se observan la corriente de referencia y la corriente que aparece en la carga cuando se simula el circuito de la figura 14, considerando un periodo de muestreo de 50 [μs], frecuencia de conmutación de 20 [kHz].

Figura 15. Resultados de la simulación del control de corriente Deadbeat



Al comparar el seguimiento de la corriente de referencia que realiza la corriente de la carga cuando se implementa el método de control Deadbeat con el seguimiento que realiza cuando se implementa el método de control por histéresis se observa que se obtiene un rizo menor con el método de control por Deadbeat.

La estrategia de control por Deadbeat es la seleccionada para la implementación del prototipo.

### 3 PROGRAMACION DE LA ESTRATEGIA DE CONTROL DE LA CORRIENTE EN LA TARJETA DSPACE 1104

La dSPACE 1104, es una tarjeta de control en la cual se albergan los algoritmos programados mediante MATLAB/Simulink para el control de la corriente en el prototipo. La tarjeta DSPACE 1104 [2] tiene las siguientes características:

- MEMORIA
  - 32 MBytes totales de memoria RAM y 8 MBytes de memoria flash
- PROCESADOR
  - Power PC 603 a 250 MHz
  - Texas Instruments DSP (*Digital Signal Processor*) TMS320F240,
- CONVERTOR ANALÓGICO/DIGITAL (ADC)
  - 4 entradas ADC, a 16 bits, multiplexadas con un tiempo de muestreo de 2  $\mu$ s con rango  $\pm 10$  V;
  - 4 entradas ADC, 12 bits, con un tiempo de muestreo máximo de 10  $\mu$ s.
- ENTRADAS DIGITALES:
  - 14 Bits entradas/salidas digitales (TTL); 20 bits de entradas o salidas (I/O) seleccionables bit a bit.
- SUBSISTEMA ESCLAVO:
  - 4KWord RAM;
  - 2 Módulos PWM trifásicos con 6 salidas;  
14 bits entradas/salidas digitales (TTL).

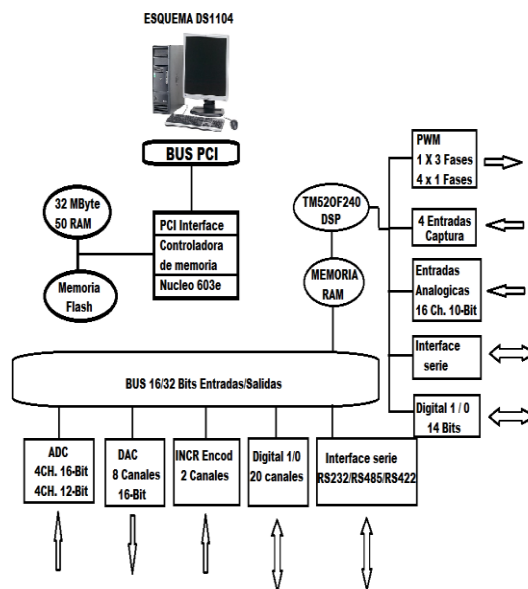
En la figura 16 se muestra la configuración física de la tarjeta

Figura 16. Tarjeta de control DSPACE 1104 [3].



En la figura 17 se muestra el diagrama de bloques de la configuración de la tarjeta dSPACE 1104

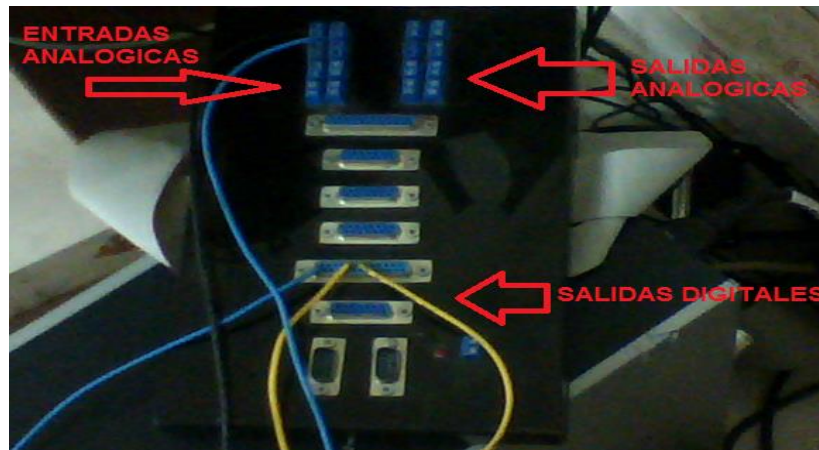
Figura 17. Diagrama de bloques de la tarjeta DSPACE 110



### 3.1 Interface de conexión de la dSPACE 1104

La interface está formada por una estructura en forma de caja rectangular para realizar conexiones a las entradas y salidas de la dSPACE, como se puede ver en la figura 18. En dicha caja se encuentran cada una de las entradas y salidas que tiene la dSPACE, por ejemplo las entradas del convertidor DAC, habilitadas en conectores marcados y ajustados para facilitar el acceso y la conexión [2,3].

Figura 18. Interface board dSPACE 1104 CLP



### 3.2 Implementación del sistema de control en la tarjeta DSPACE 1104

Para la operación del prototipo, la tarjeta dSPACE 1104 emite dos señales PWM, una inversa de la otra, con un tiempo muerto tal que dos IGBT de la misma rama no vayan a causar un cortocircuito en el lado de continua en el instante de la conmutación. Además, tiene que recibir una señal analógica de tensión, la cual se encuentra entre -10 y 10 [V], que es la señal que emite el sensor de corriente (la corriente sensada es la corriente en el circuito de potencia) señal que se lee por medio del convertidor ADC de la dSPACE [2,3].

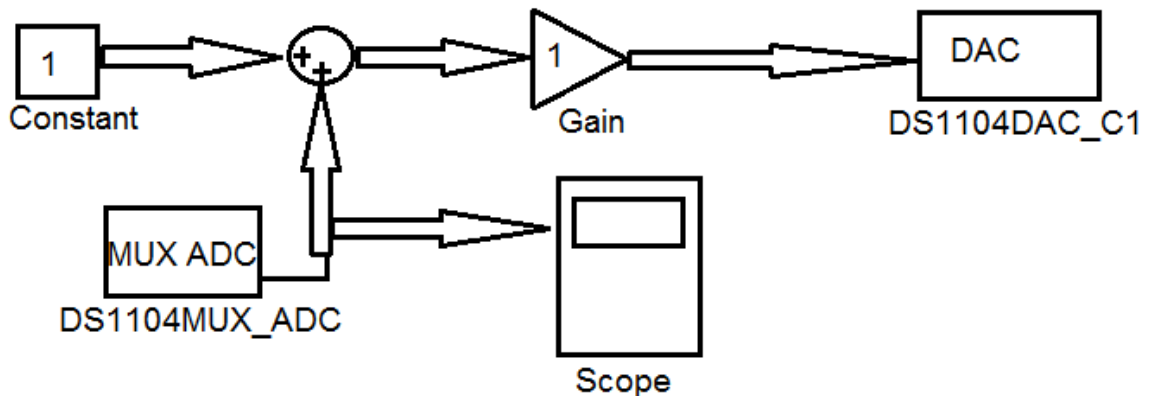
Antes de utilizar la dSPACE 11047 en la implementación del prototipo se realizó la implementación de 2 ejemplos sencillos en los cuales se hizo uso de las funciones

a utilizar en el prototipo, se analizó su operación y la manera en la cual se implementan.

### 3.2.1 Ejemplo básico

En primer lugar se implementó un ejercicio básico contenido en el manual de operación de la dSPACE 1104 [2]. Tal como se encuentra en la figura 19.

Figura 19. Ejemplo básico manual de la dSPACE 1104



El ejercicio consiste en leer una señal analógica por medio del bloque de conversión ADC, sumarle una unidad, aplicarle una ganancia y emitir el resultado a través de la dSPACE 1104 con la ayuda de un bloque de salida de conversión Digital/Analógica (DAC) [2].

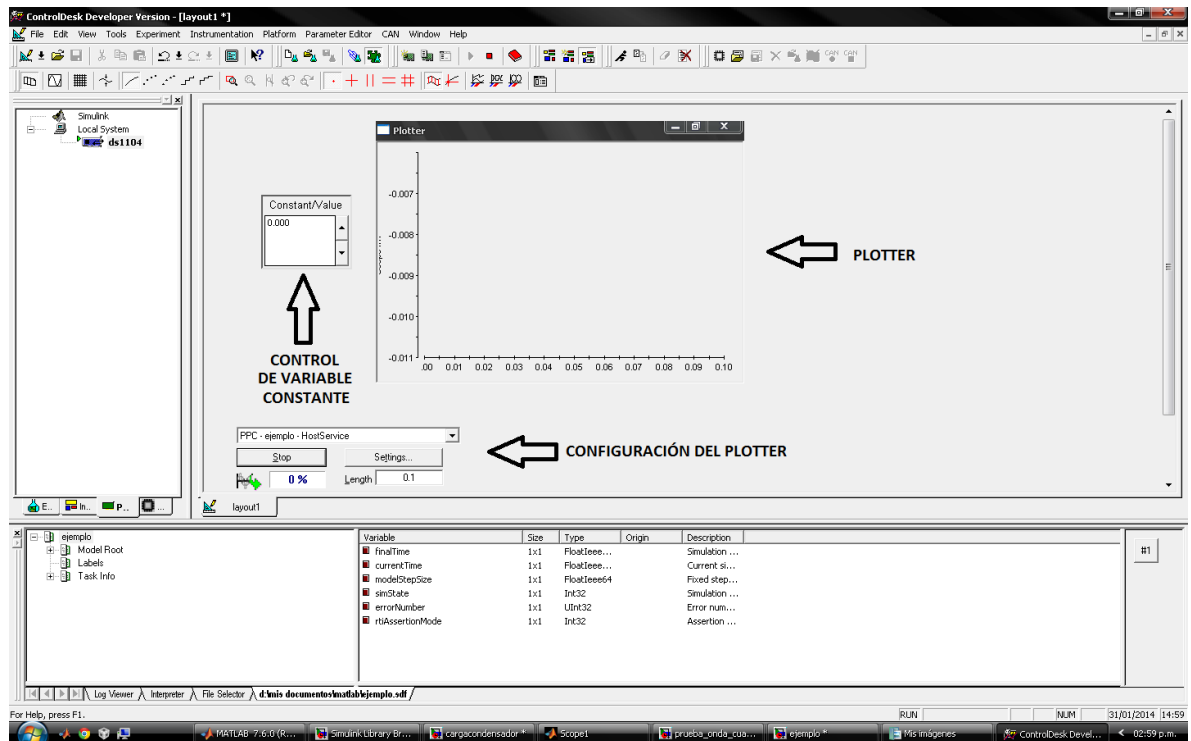
Para implementar el sistema de control diseñado en Simulink, éste se lleva a lenguaje C a través del compilador de MATLAB. Luego este programa en lenguaje C es transferido a la dSPACE 1104 quedando listo para cumplir su función [2,3].

### Controldesk: visualización y control en tiempo real

Controldesk es un programa que permite visualizar los valores de las variables que se ejecutan en la dSPACE y controlar variables de entrada del proceso, todo en tiempo real [2].

La UIS tiene licencia para el uso de este programa, en la figura 20 se observa la ventana de control del programa ControlDesk y el panel diseñado para visualizar y controlar el proceso del ejemplo básico que se realizó:

Figura 20. Ventana de visualización y control del ejemplo básico.



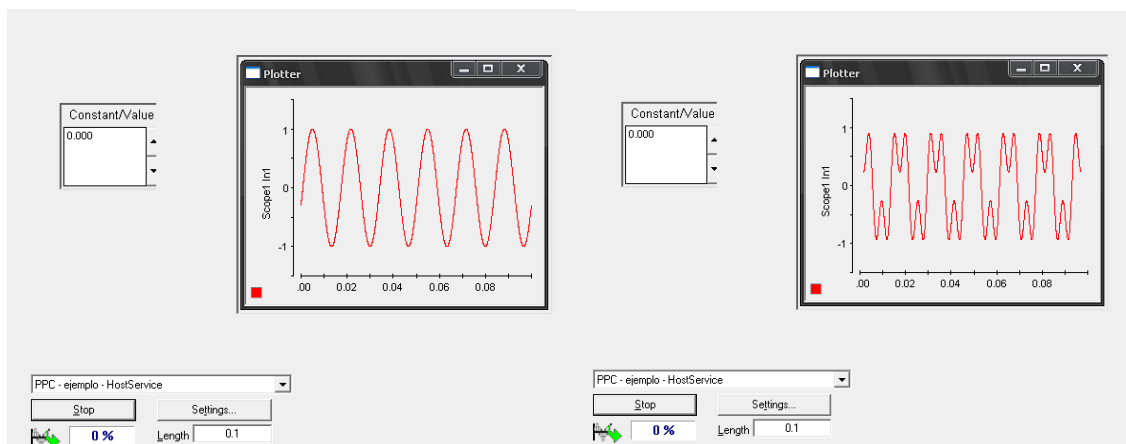
ControlDesk ofrece una gran variedad de elementos entre botones y tableros por medio de los cuales puede visualizarse y controlarse el proceso deseado [2]. A continuación se mencionan los elementos que fueron utilizados para la implementación del prototipo:

- Botón para introducir un valor constante
- Plotter: Es un cuadro de visualización, permite observar gráficamente valor de una en función del tiempo, en tiempo real.

- Cuadro de configuración del plotter: permite configurar algunos parámetros del plotter en tiempo real, entre ellos el tiempo que se desea visualizar en la gráfica. es decir permite que el usuario establezca si quiere visualizar la variable en valores de tiempo del orden de los microsegundos, milisegundos, segundos, minutos, etc.
- Cuadro de visualización de valores numéricos: Permite visualizar el valor numérico de una variable en tiempo real

Haciendo uso de los bloques de operación se recibieron señales de tipo triangular, sinusoidal y sinusoidal con armónicos y se observaron en la pantalla del computador tal como se observa en la figura 21.

Figura 21: Ejemplo básico de visualización de señales a través de las entradas ADC de la interface de la dSPACE 1104



Recepción de una señal sinusoidal

Recepción de una señal sinusoidal con 3er armónico

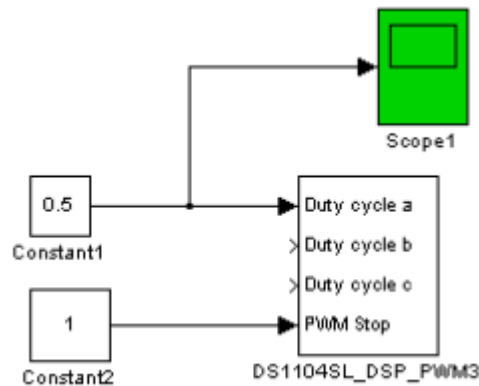
De esta manera quedaron identificados los bloques y bornes de entradas ADC y salidas DAC en SIMULINK y en la interface de la dSPACE respectivamente.

### 3.2.2 Ejemplo para generar una señal de control con el bloque PWM de la tarjeta dSPACE 1104

En segundo lugar se implementó un ejercicio en el cual se generan señales PWM a través de la tarjeta dSPACE 1104.

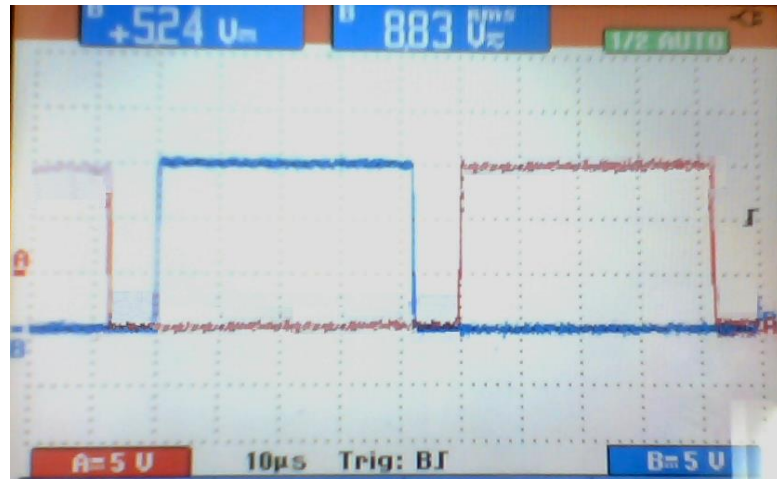
Para emitir señales PWM con la tarjeta dSPACE 1104 se utiliza el bloque DS1104SL\_DSP\_PWM3, este bloque funciona con el porcentaje del ancho de pulso que se desea que tenga la señal PWM a emitir como entrada. El bloque es trifásico y pueden emitirse señales diferentes en cada fase ya que cada fase tiene una entrada diferente para el ancho de pulso (ver figura 22). Las señales PWM son emitidas en las salidas 19 SPWM1 (6P1A) para la fase a, 18 SPWM2 (22P1A) para la fase a invertida, 17 SPWM3 (38P1A) para la fase b, 16 SPWM4 (SP1A) para la fase b invertida, 15 SPWH5 (21P1A) para la fase c, 14 SPWM6 (37P1A) para la fase c invertida. Cada par de bornes representa la señal PWM y su inversa para la fase en cuestión [2,3].

Figura 22. Bloque PWM



La señal PWM tiene una característica 0/5V es decir  $0 = 0V$ ,  $1 = 5V$  [2], con un valor de tiempo muerto de 3 [us tal como se observa en la figura 23].

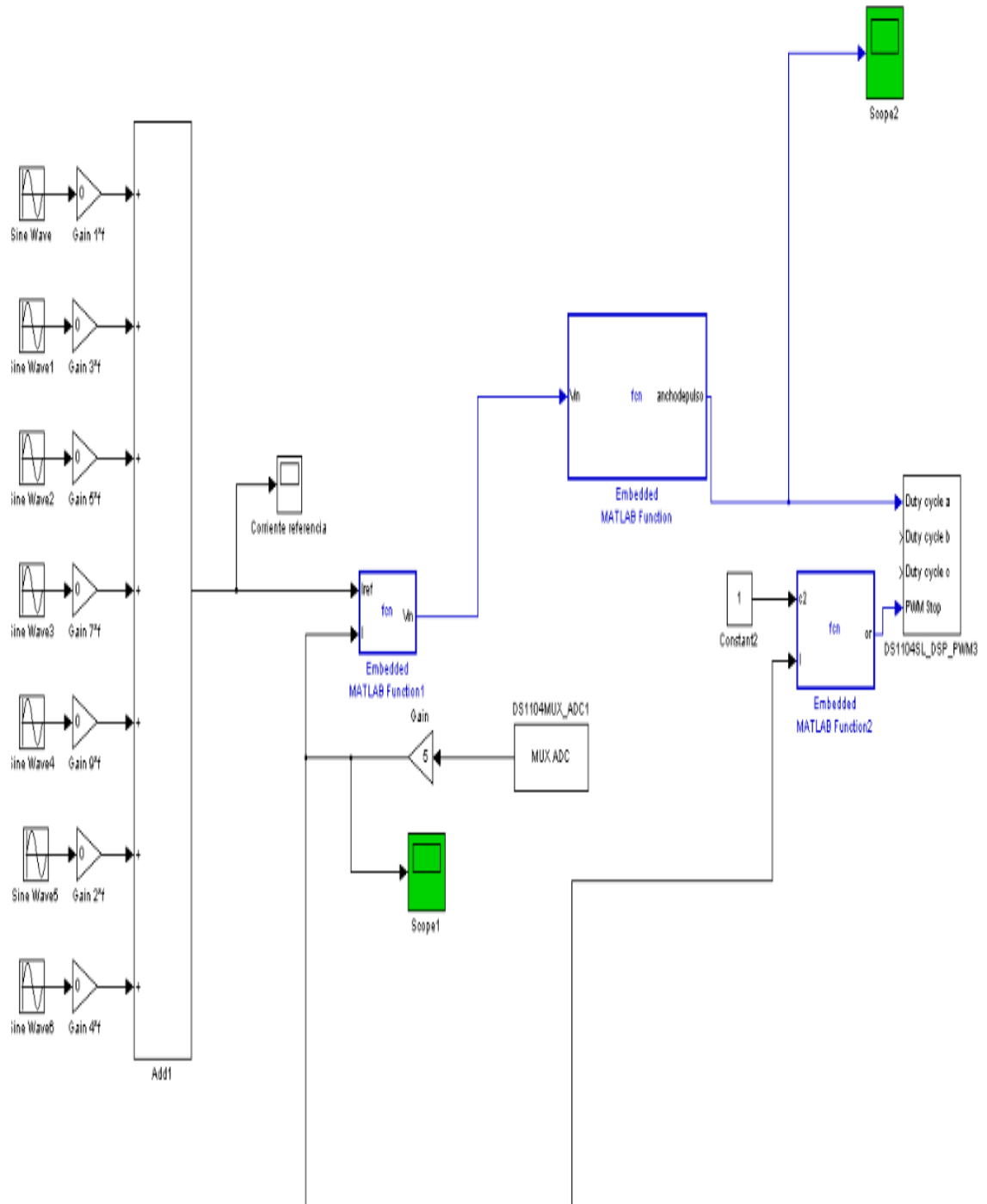
Figura 23 Señales generadas con el bloque PWM



### 3.2.3 Implementación de la estrategia de control Deadbeat

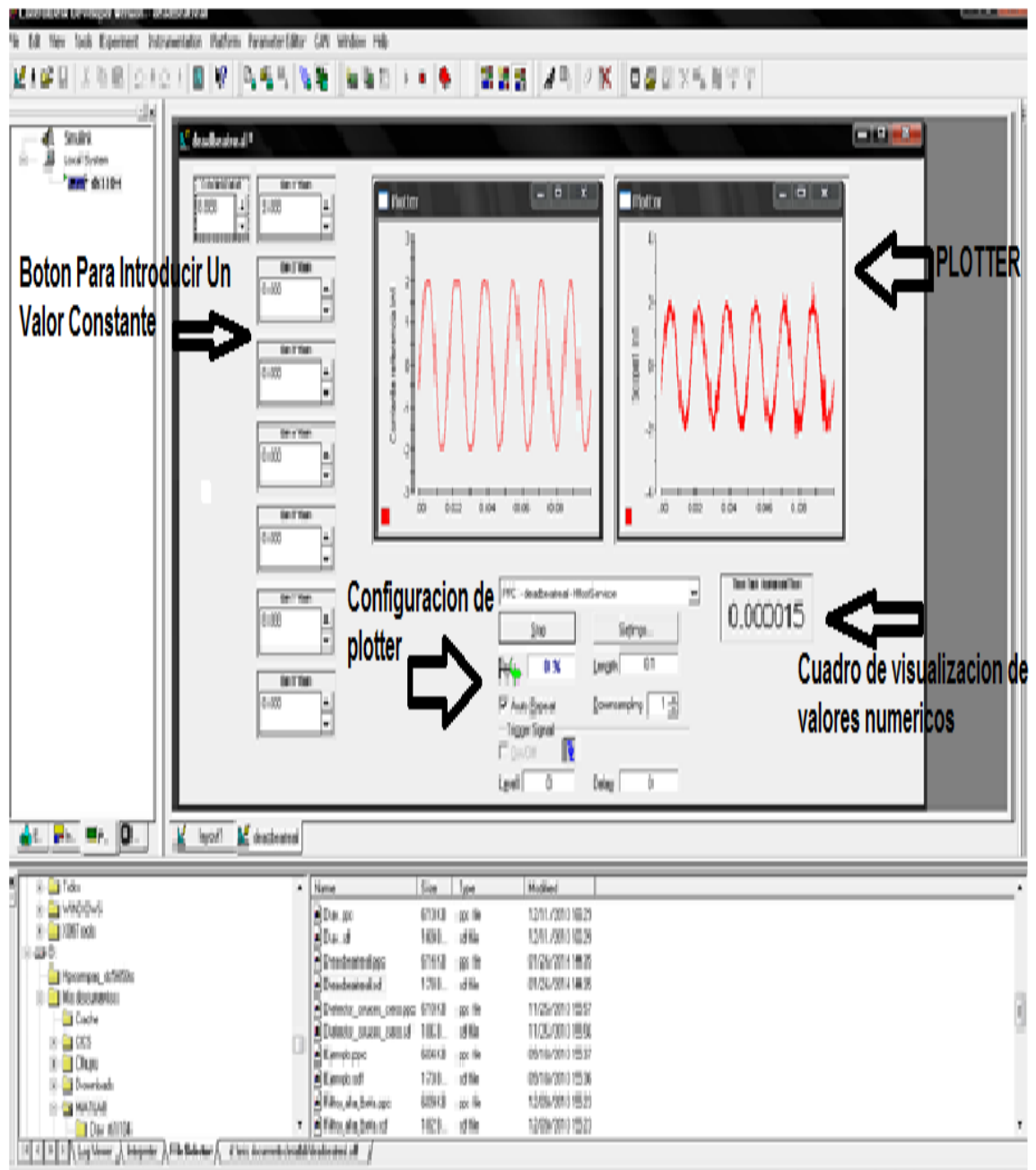
La estrategia que se utilizó para controlar la corriente en el prototipo es el control Deadbeat. El esquema de control que se diseñó para el control de la corriente en el prototipo se muestra en la figura 24 a continuación

Figura 234. Sistema de control de la corriente programado en Simulink.



En la figura 25 se muestra y detalla el panel diseñado en ControlDesk para controlar y visualizar el proceso de control de la corriente en el prototipo.

Figura 24. Panel de control de la corriente por Deadbeat.



Para el diseño del Panel de control de la corriente por Deadbeat se utilizaron los siguientes elementos de ControlDesk [2]:

### **Botón para introducir un valor constante**

Fue usado para:

- Variar el valor de la entrada utilizada para habilitar el bloque PWM(1: apagado, 0: encendido).
- Variar el valor de la amplitud de la fundamental y de las componentes armónicas de las señales de referencia.

### **Plotter, cuadro de visualización para observar el valor de una variable en el tiempo**

Fue usado para:

- Observar la corriente de referencia
- Observar la señal de corriente en la carga

### **Cuadro de configuración del plotter**

Fue usado para controlar el rango de valores de tiempo visualizado en las gráficas del plotter

### **Cuadro de visualización de valores numéricos**

Fue usado para:

- Observar el valor del error de seguimiento
- Observar el tiempo de ejecución del algoritmo

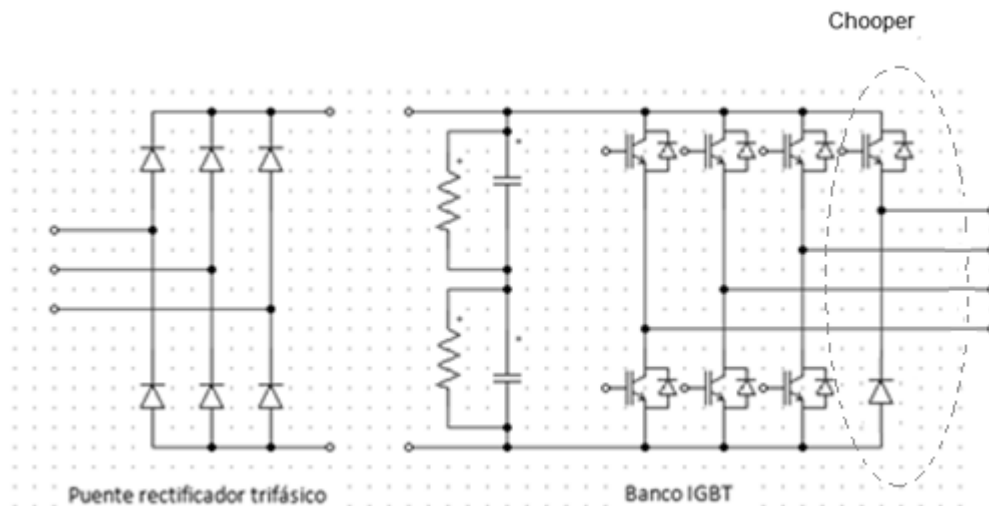
## 4 ETAPA DE POTENCIA

A continuación se describe con detalle emódulo SEMITEACH IGBT de SEMIKRONy el mecanismo utilizado para cargarlos condensadores que alimentan el puente inversor (contenidos en el módulo).

### 4.1 Modulo SEMITEACH IGBT de SEMIKRON

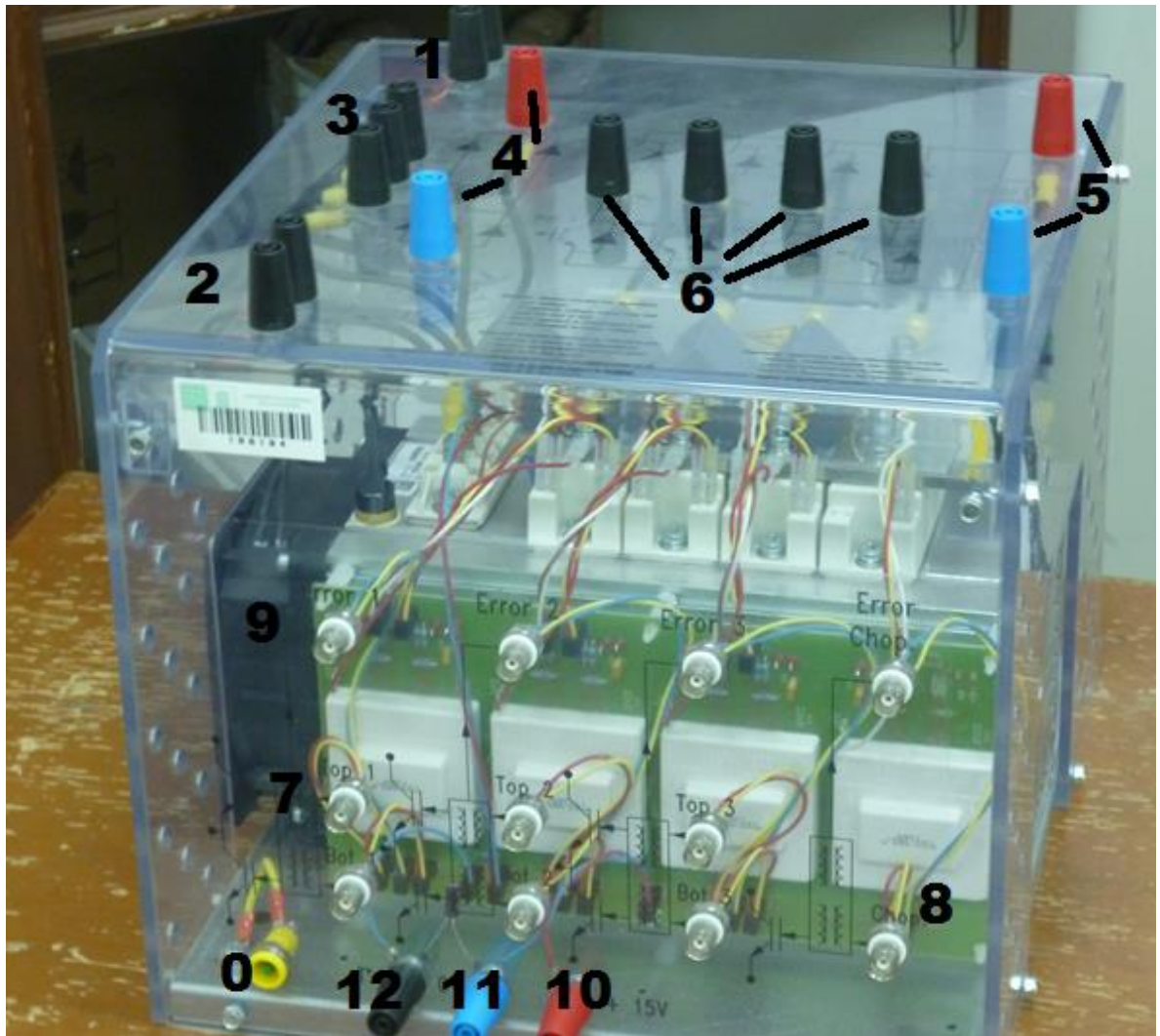
Tres sistemas principales componen el módulo SEMITEACH IGBT de SEMIKRON: un puente rectificador trifásico, un inversor trifásico IGBT, y un *chooper*[1]. Todos los elementos físicos que componen el módulo cumplen funciones requeridas para que estos tres sistemas operen adecuadamente. En la figura 26se muestra la topología de los sistemas principales del módulo.

Figura 25. Topología de los sistemas principales del módulo SEMITEACH IGBT de SEMIKRON [1].



En la figura 27 se observan las entradas y salidas del módulo SEMITEACH IGBT de SEMIKRON.

Figura 26. Entradas y salidas del módulo SEMITEACH IGBT de SEMIKRON.



En lo que respecta a cada borne de conexión a continuación, en la tabla 1, se presenta información concerniente al tipo de borne, la función que cumple, el nivel de tensión de trabajo y el nivel de corriente máxima que soporta [1]

Tabla 1. Entradas y salidas del módulo SEMITEACH IGBT de SEMIKRON

<b>N°</b>	<b>Tipo</b>	<b>Función</b>	<b>Nivel de voltaje</b>	<b>Nivel de corriente máxima</b>
0	Toma de puesta a tierra del panel	Conexión a tierra	0V	30 A
1	Conector tipo banana de 4mm	Fuente de alimentación del ventilador	230V/50Hz	1 A
2	Conector tipo banana de 4mm	Protección térmica	15V	5 A
3	Conector tipo banana de 4mm	Entrada del rectificador	230/400V	30 A
4	Conector tipo banana de 4mm	Salidas CD del rectificador	600 VCD (rojo es positivo, azul es negativo)	30 A
5	Conector tipo banana de 4mm	Entradas CD del inversor IGBT	600 VCD (rojo es positivo, azul es negativo)	30 A
6	Conector tipo banana de 4mm	Salidas del inversor IGBT	400 VAC / 600 VCD	30 A
7	coaxial de BNC aislado , 50 $\Omega$	PWM de entrada del inversor	C-MOS lógica 0 / 15 V ( escudo está conectado internamente al driver de 0 V) , 0 V = abierto IGBT, 15 V = cerrado IGBT	1 A
8	coaxial de BNC aislado , 50 $\Omega$	PWM de entrada del freno chooper	C-MOS lógica 0 / 15 V ( escudo está conectado	1 A

			internamente al driver de 0 V) , 0 V = abierto IGBT, 15 V = cerrado IGBT	
9	coaxial de BNC aislado , 50 $\Omega$	Salida de error	C-MOS lógica 0 / 15 V (escudo está conectado internamente al chofer de 0 V)	1 A
10	Conector tipo banana de 4mm	15V fuente de alimentación del conductor	15V	5 A
11	Conector tipo banana de 4mm	0V conductor de alimentación	15V	5 A
12	Conector tipo banana de 4mm	Sensor de temperatura	0-5 V	1 A

#### 4.1.1 Elementos básicos que componen el módulo SEMITEACH IGBT de SEMIKRON

A continuación se detallan las características de los elementos básicos que componen el módulo [1], elementos que son fundamentales para su operación:

##### Los *drivers* (controladores)

Los *drivers* realizan las siguientes funciones [1]:

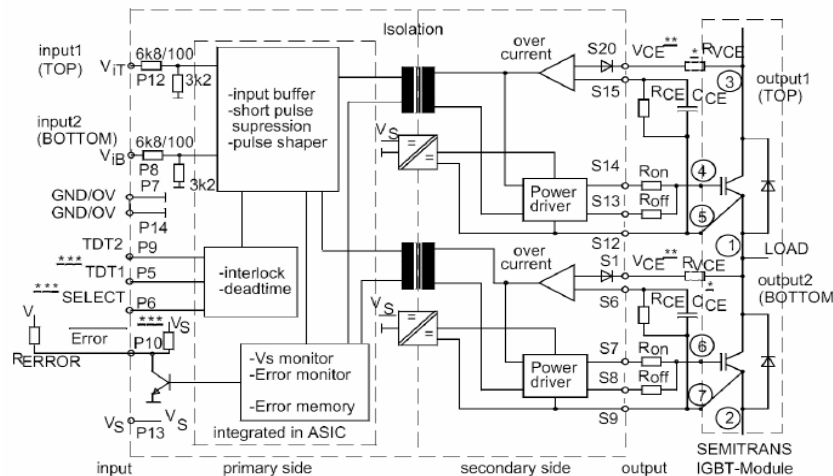
- Adecuan las señales de disparo de entrada a los niveles requeridos por los IGBT
- Seguimiento de los errores: identifica errores debidos a insuficiencia de tensión en la fuente de alimentación y a corto circuitos. Después de la detección del error, el driver desconecta el IGBT.

- Permite conectar y aislar el circuito de control del circuito de potencia. Sería peligroso para el circuito de control ser conectado directamente al circuito de potencia, por ello se requiere una conexión que permita transmitir las señales de control del circuito primario al secundario si una conexión directa, es una cuestión de seguridad y fiabilidad.

Los drivers se basan en 3 chips SKHI 22 AR, cada uno controla una rama del inversor (tanto "Arriba" como "Abajo" en un solo módulo del IGBT). Un driver puede controlar módulos en paralelo, pero eso no se hace en este modelo. El driver debe estar alimentado con 0/15 [V], y la fuente de alimentación debe ser capaz de entregar una corriente por encima del consumo total de los drivers (160 mA / driver max). Si se detecta una condición de falla, el driver se detiene y se ignoran los impulsos de la entrada. Los drivers son independientes el uno del otro. Físicamente los drivers tienen dos tipos de señales de bornes de conexión [1]:

- Bornes de conexión tipo banana para la fuente de alimentación (0 y 15 V)
- Bornes de conexión tipo BNC para las señales de control (señal C -MOS 0/15 V).

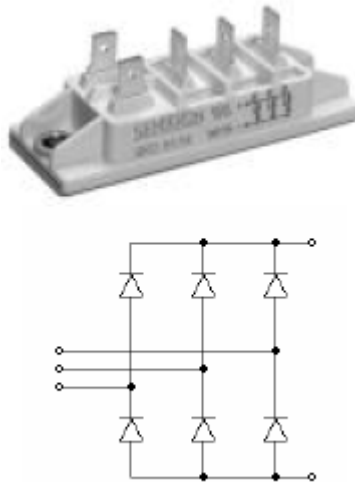
Figura 27. Principio esquemático del controlador del núcleo del driver SKHI 22 AR



## El rectificador SKD 51/14

Este es un rectificador trifásico basado en diodos, está contenido en un módulo de potencia aislado. No se debe utilizar para una red más alta que 440VAC. Este rectificador también puede utilizarse en configuración monofásica, sencillamente se deja una rama del rectificador desconectada y se obtiene un rectificador monofásico (50 [A] a una temperatura de 127 [° C]) [1]. En la siguiente grafica se muestra el modulo rectificador junto con el esquemático de su configuración:

Figura 28. El módulo rectificador SKD 51.



## Los módulos IGBT SKM 50 GB 123 D

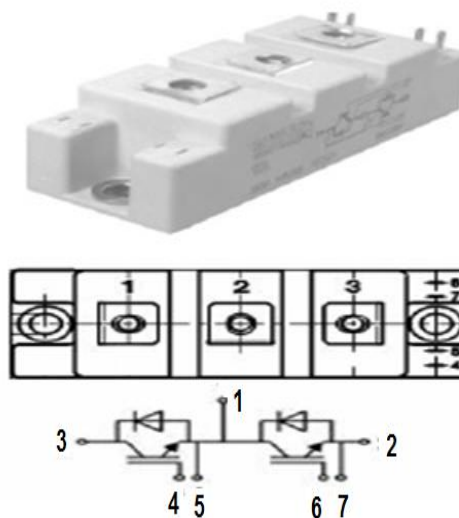
Cada uno de estos módulos es una rama del inversor, y está hecho de 2 IGBT con un diodo anti-paralelo, conectados en serie, cuyo punto central es en la terminal 1. El colector del IGBT superior se ubica en el terminal 3 y el emisor del segundo IGBT se ubica en el terminal 2, tal como se observa en la figura 30. Los IGBT se

controlan con tensiones entregados por el SKHI 22 AR en las bases y los emisores asociados. El valor de la señal de tensión entregada por el SKHI 22 AR depende de si el sistema de control ordena apertura o cierre del IGBT en ese instante (soporta hasta 30 [A], y 750 [V]) [1].

El control del IGBT se realiza por medio de la tensión aplicada entre la base y el emisor.

En la primera estimación, la carga del IGBT se puede aproximar a una carga RC, donde R es más o menos la resistencia de la puerta y C es determinado por la estructura de componentes. El IGBT sólo funciona en modo saturado. Se pone en ON cuando la tensión en VGE supera un valor umbral (típicamente 5,5 [V] para el SKM 50 GB 123D). Estos módulos están optimizados para una señal de control de 0 / 15 [V], que la SKHI 22 AR (driver) es capaz de entregar, lo que asegura una mejor respuesta dinámica del IGBT [1].

Figura 29. Módulo dual IGBT SKM 50 GB 123 D



## **El IGBT en cortocircuito**

El IGBT es capaz de soportar 10 veces la corriente nominal (10 x 50 A para el SKM 50 GB 123 D) a tensión AC nominal. Sin embargo, este corto - circuito debe ser detectado por el driver en máximo 10 ms. Durante esta duración, hay un riesgo de degradación térmica. El controlador 22 SKHI está programado para detectar la falla y abrir el IGBT; el cortocircuito se detecta y se corta en aproximadamente 5 ms. Si se compara la velocidad de actuación del driver con la de los fusibles, la reacción de los fusibles sería cientos de veces más lenta. Debido a la estructura intrínseca del IGBT La corriente es auto - limitada a alrededor de 10 veces el valor de la corriente nominal. Una vez que se alcanza esta corriente, la tensión colector-emisor aumenta. Las excelentes capacidades de cortocircuito del IGBT garantizan una buena protección [1].

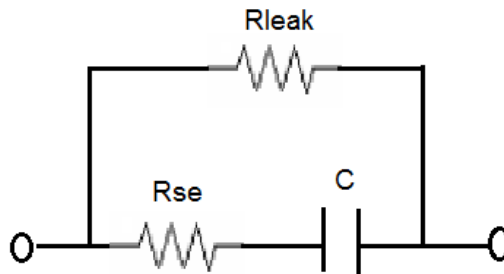
## **Los condensadores de filtrado**

Los condensadores de filtrado son condensadores electrolíticos, su valor individual es de 2200 [ $\mu$ F] /400 [V]. Estos se encuentran conectados en serie, por lo que el condensador equivalente tiene un valor de 1100 [ $\mu$ F] /800 [V]. El valor máximo permitido de la corriente por los condensadores es de 19,1 [A] a 40 [° C] o 8,2 [A] a 85 [° C] [1].

La corriente por los condensadores no debe sobrepasar los valores estipulados, se sabe que entre mayor sea el valor de la corriente a través de los condensadores mayor será la temperatura, con un valor interno de más de 85 a 90 [°C] los condensadores pueden no sólo reducir considerablemente su vida útil, sino que también puede darse lugar a riesgos de explosión.

El modelo eléctrico equivalente de primer orden de los condensadores electrolíticos se muestra a continuación.

Figura 30. Modelo eléctrico equivalente de primer orden del condensador electrolítico.



dónde:

- *Rse*: representa una resistencia parasita interna que aparece en los condensadores conectados en serie la cual causa una fuga de corriente en los condensadores en serie con o sin carga. Los valores de *Rse* son muy variables, ya que son una consecuencia de imperfecciones en el condensador y el proceso de fabricación, las tensiones pueden variar ampliamente.
- *Rleak*: representa una resistencia de compensación conectada en paralelo con el condensador, cuyo fin es evitar diferencias en el voltaje a través de los condensadores. El valor de *Rse* es mucho más pequeño que *Rleak* ( $Rse = Rleak/10$  aproximadamente), esta resistencia permite que la tensión en los condensadores conectados en serie sea mucho más estable y equilibrada, además contribuye para que los condensadores se descarguen una vez se desconectan de la red.

La aplicación de una tensión continua superior a la tensión nominal del condensador electrolítico puede conducir a su destrucción por explosión.

## **Los condensadores Amortiguadores y La barra bus**

- **La conmutación**

Si se conmutan corrientes muy elevadas, pueden presentarse sobretensiones peligrosas para los semiconductores incluso puede dañarse su poder de conmutación, en especial si estos rebasamientos exceden el valor de la tensión nominal máxima del módulo SEMITEACH IGBT de SEMIKRON (en este caso 1200 [V]) [1].

Un buen diseño del circuito intermedio (la barra bus de CD) junto con la inclusión de condensadores de amortiguación en el módulo protege el equipo, protege su poder de conmutación y permite la prevención de situaciones como la descrita en el párrafo anterior.

Por su parte los condensadores amortiguadores funcionan como un filtro de paso bajo y suprimen el exceso de tensión. Estos condensadores son montados directamente en los terminales de enlace de CD de cada módulo IGBT.

- **Condensadores Amortiguadores**

Se encuentran cerca al módulo IGBT para reducir al mínimo la inductancia entre los interruptores y los condensadores de filtrado [1].

El condensador amortiguador limita las sobretensiones durante conmutaciones y como consecuencia reduce las pérdidas en la operación. También protegen los semiconductores contra los sobre picos de tensión destructivos que aparecen en

presencia de cortocircuitos. En la siguiente figura se muestran los condensadores amortiguadores que contiene el modulo:

Figura 31. Condensadores amortiguadores del módulo IGBT.



- **La barra bus**

Es una barra colectora laminada de baja inductancia, se utiliza como circuito intermedio para conectar los condensadores con el convertidor. Los condensadores se consideran como una fuente de tensión pura de CD. La barra bus tiene el mínimo nivel posible de inductancia parásita. La barra bus laminada está hecha de 2 placas de metal conductoras (CD + y CD -), con una gran superficie frente a la otra, separadas por un película aislante delgada, su inductancia es mucho más pequeña que la de cables de conexión [1].

### **El interruptor de contacto térmico**

Juega el papel de protección térmicareutilizable normalmente abierta, se trata de un contacto eléctrico mecánicamente cerrado cuando la temperatura está por debajo del umbral de temperatura (71 [° C] ) ,y abierto cuando se supera este valor. Se recomienda conectarlo en serie con la fuente de alimentación de los drivers con el objetivo de que detenga la aplicación en caso de sobrecalentamiento [1].

Su objetivo es detectar mediante la medición de la temperatura del ventilador, posibles sobrecargas de corriente que no pueden ser detectadas inmediatamente por las protecciones de sobre corriente (pueden darse fallas que hagan que se supere el límite de temperatura del equipo sin que se supere el límite máximo de corriente (30 [A]).

Después de reducida la temperatura, se vuelve a una posición de encendido en el valor umbral de 20 [°C.] El sensor de temperatura LM335Z de National Semiconductor es un circuito integrado que sirve para la medición de temperatura con alta precisión, se encuentra ubicado en el disipador de calor, tan cerca como es posible a la fuente de calor (los semiconductores).

El aumento de tensión a través de la sonda es proporcional a la temperatura, aproximadamente 10 [mV / ° C]

### **El disipador de calor y el ventilador**

Son de fundamental importancia para disipar las pérdidas generadas por la transferencia de energía a través de los semiconductores. Los semiconductores se colocan sobre un disipador de calor de aluminio, el calor generado en el semiconductor de potencia se disipa por conducción a través del disipador de aluminio. Para disipar la energía en el aire circundante del disipador de calor, un ventilador crea una circulación de aire en las aletas de convección [1].

El ventilador puede alimentarse a 50 o 60 [Hz], pero su rendimiento se modifica ligeramente, opera mejor a 50 [Hz].

#### **4.1.2 Recomendaciones de seguridad importantes cuando se trabaja con el modulo SEMITEACH IGBT de SEMIKRON.**

Con el objetivo de prevenir daños en el convertidor de potencia y para la seguridad de los operadores, en el datasheet del módulo se recomienda seguir las siguientes Instrucciones [1]:

- 1- Después de las pruebas, los condensadores pueden quedar cargados durante un par de minutos. No deben tocarse los bornes de dichos condensadores hasta después de dos minutos cuando ya estén descargados.
- 2- Cuando se encienda la unidad, un dispositivo de pre - carga (un reductor o una resistencia) debe insertarse para prevenir que se cobren valores de corriente muy altos.
- 3- Nunca transporte o mueva el dispositivo mientras esté conectado eléctricamente a algo.
- 4- Un interruptor de contacto térmico ha sido colocado en el disipador de calor, cerca del punto más caliente, el circuito debe ser desconectado en caso de calentamiento anormal del disipador de calor. Este interruptor se utiliza como un dispositivo de protección, debe conectarse en serie con la fuente de alimentación del driver.
- 5- En cuanto a los bornes y cables de conexión a pesar de que el módulo ha sido diseñado con el fin de evitar todo riesgo de contacto eléctrico, puede aparecer alta tensión en los bornes de conexión. Todas las conexiones deben hacerse teniendo cuidado de haber tomado todas las medidas de seguridad. La integridad de todos los cables se debe revisar antes de cualquier ejercicio.

6- Por razones de seguridad, no hay acceso directo a las conexiones de puerta-emisor en el nivel de alta potencia, que es la señal de disparo de tensión de la IGBT. Si tiene la intención de controlar la carga-descarga de la puerta del IGBT, quite las tapas laterales, pero desconecte la fuente de alimentación.

Las cubiertas siempre deben estar en su sitio cuando el equipo este alimentado. Sin las cubiertas hay riesgo de descarga eléctrica.

## **4.2 Circuitos para carga de los condensadores**

Las salidas del rectificador no están conectadas directamente a los condensadores, y no se recomienda vincularlas directamente para evitar sobre corrientes que pueden ser destructivas para los condensadores. Es necesario colocar una resistencia en serie con los condensadores, debido a que si se conecta directamente a la red presenta un pico de sobre corriente que daña el equipo. Estas resistencias permiten que el condensador se cargue adecuadamente sin que se presenten sobre corrientes (las resistencias deben cortocircuitarse después de cargar los condensadores) [1].

Para encontrar el valor adecuado de la resistencia que debe conectarse en serie con los condensadores para que estos se carguen sin problemas, se realizó la simulación del proceso para cargar dichos condensadores con la ayuda de MATLAB. Los resultados se muestran a continuación:

### **Simulación del proceso de carga del condensador**

Para el proceso de carga de los condensadores, se consideraron un par de resistencias. El uso de estas resistencias conectadas en serie con los condensadores, permiten garantizar que la corriente de carga no supere el límite máximo permitido en los condensadores.

A continuación se muestra el esquema utilizado para simular la carga de los condensadores y los resultados obtenidos en la simulación (figuras 33, 34 y 35):

Figura 32. Esquema de la simulación de la carga del condensador.

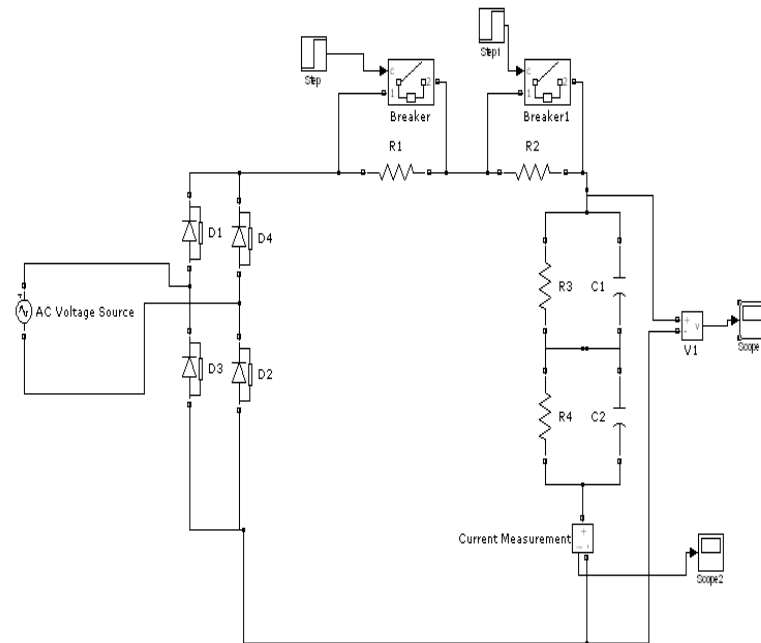
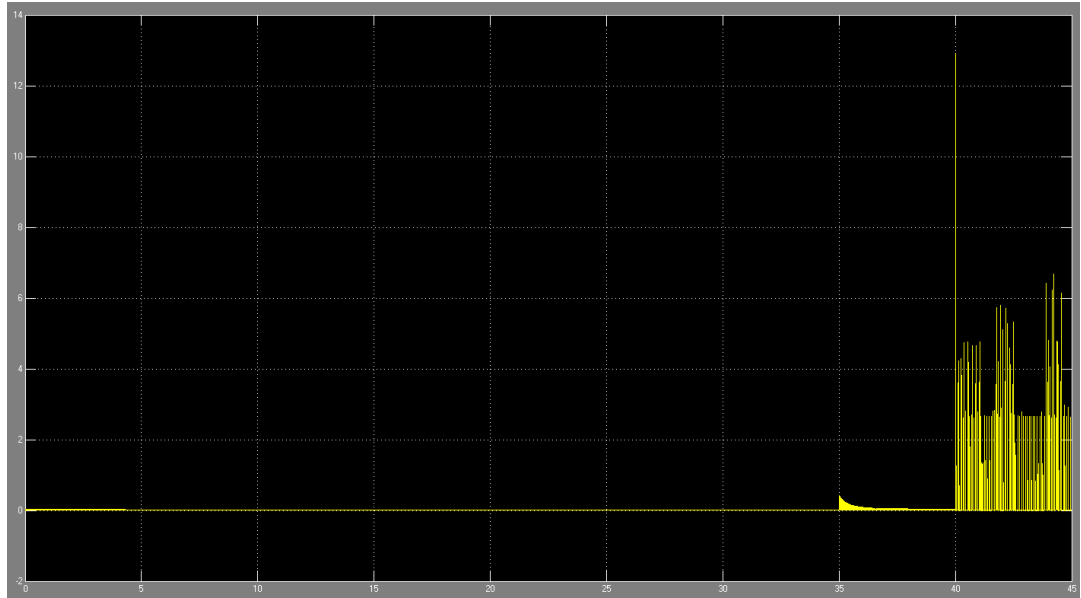


Figura 33. Tensión transitoria de carga del condensador obtenida en la simulación.



Figura 34. Corriente de carga obtenida en la carga del condensador



Al simular múltiples valores de resistencias y estructuras de conexión se encontró que con una resistencia de 5 [K $\Omega$ ] (50 [W]) y una de 100 [ $\Omega$ ] (50 [W]) se pueden cargar los condensadores sin problema.

A continuación se muestra el proceso que se utiliza para llevar a cabo la carga de los condensadores [1]:

- 1- Las resistencias de 100 $\Omega$  (50 W) y 5 K $\Omega$  (50 W) se conectan en serie con el banco de condensadores.
- 2- Se conecta la fuente de alimentación al circuito RC.
- 3- Después de 30 segundos la tensión se estabiliza en aproximadamente 130V, en ese instante se cortocircuita la resistencia de 5 [K $\Omega$ ] con un interruptor manual (50 [A]).
- 4- 5 segundos después se estabiliza en aproximadamente 173 [V], en ese instante se cortocircuita la resistencia de 100 [ $\Omega$ ] con un interruptor manual (50 [A]).

5- Finalmente el banco de condensadores queda cargado con una tensión aproximada al valor pico de la tensión de fase de la red ( $\cong 170 [V]$ )

Para la implementación del sistema de carga del condensador se utilizó una resistencia de potencia de  $100 [\Omega]$ ,  $50 [W]$ , un reóstato de potencia de  $7500 [\Omega]$ ,  $50 [W]$  que se ajustó a  $5 [K\Omega]$  y dos interruptores de potencia mediada  $50 [A]$ , los cuales se soldaron en paralelo cada uno con una resistencia sobre una tarjeta de conexión, tal como se observa en la figura:

Figura 35. Resistencia en paralelo con interruptores para cargar los condensadores.



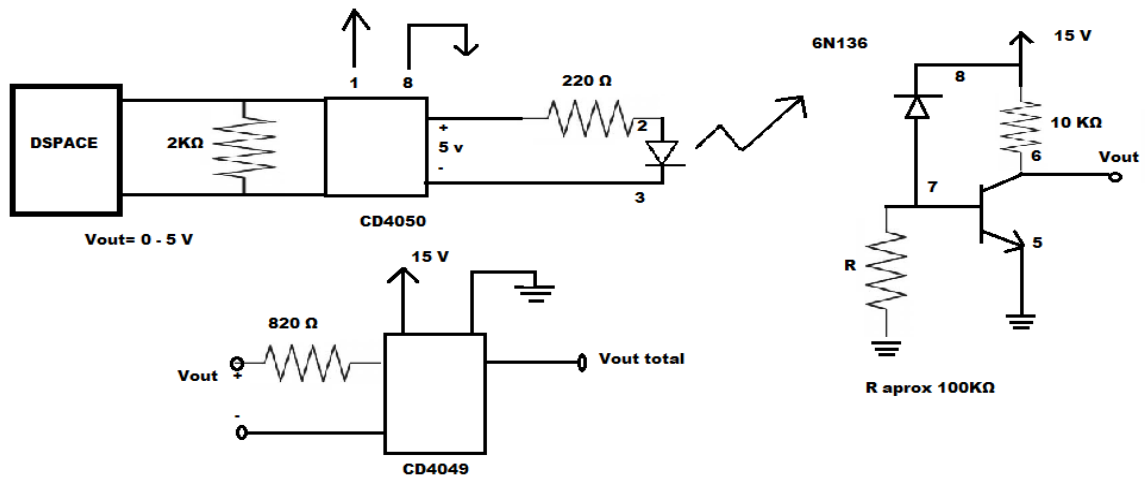
Con las tarjetas de precarga diseñadas la carga del condensador se realizó de manera satisfactoria.

## 5 CIRCUITO DE AISLAMIENTO Y ADECUACION DE LOS PULSOS DE DISPARO

Las tarjetas utilizadas para el aislamiento y adecuación de los pulsos de conmutación del puente inversor, fueron implementadas en un proyecto de grado que se llevó a cabo paralelo al presente llamado: *Sistemas de adquisición y adecuación de las señales eléctricas para el control y monitorización del módulo SEMITEACH IGBT de SEMIKRON*.

Estas tarjetas permiten adecuar las señales de salida de la dSPACE 1104 a la entrada de los drivers del módulo SEMITEACH IGBT de SEMIKRON. Esta etapa es también utilizada para aislar la etapa de control de la etapa de potencia [9]. El esquemático del circuito utilizado para la adecuación y el aislamiento para cada salida PWM de la dSPACE 1104 se presenta en la figura 37.

Figura 36. Esquemático etapa aislamiento y adecuación de los pulsos de disparo



Este circuito está compuesto del buffer CD4050 utilizado para adecuar las señales de tensión y corriente a la salida de la dSPACE 1104 para su posterior conexión a un opto acoplador 6N13. Este opto acoplador de alta frecuencia permite aislar la

etapa de control de la etapa de potencia. Entre sus principales características se destacan [9]:

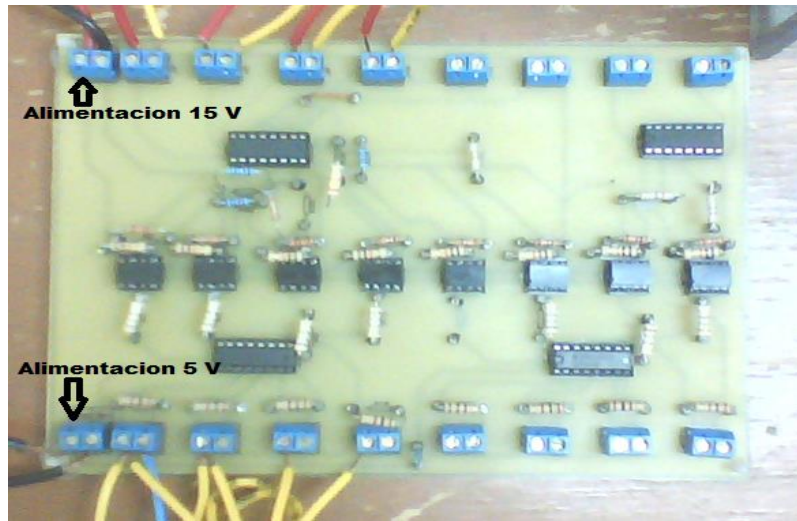
- Retardo de propagación a lógica baja  $< 1$  [us]
- Retardo de propagación de lógica alta  $> 1$  [us]
- Tensión de alimentación -0.5 a 30 [V]
- Tensión de salida -0.5 a 20 [V]

Por medio de su tecnología de diodo LED, el opto acoplador transmite la señal de control de la dSPACE 1104 a los driver sin necesidad de un contacto físico, creando un aislamiento entre la dSPACE 1104 y el circuito de potencia. De esta manera la protege de posibles sobrecargas en el circuito de potencia o en el circuito de los drivers.

El opto acoplador está configurado de modo inversor (Es decir que si entra un alto, su salida es baja) por tal motivo a la salida de este se conecta el búfer CD4049 para invertir la señal a entregar a los drivers del módulo SEMITEACH IGBT de SEMIKRON [9].

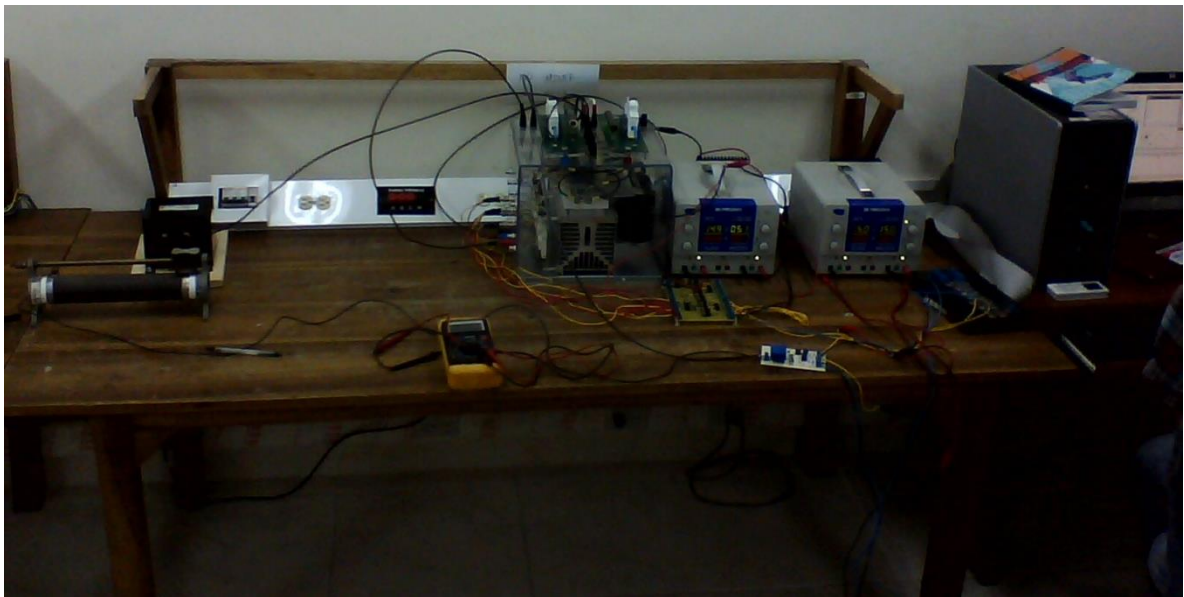
En la figura38se muestra la tarjeta de aislamiento y adecuación de los pulsos de disparo, utilizada en las pruebas de la fuente monofásica de corriente para adecuar las señales. La tarjeta debe alimentarse con 5 [V] y 15 [V] como se observa a continuación en la figura.

Figura 37. Tarjeta Opto Acopladora.



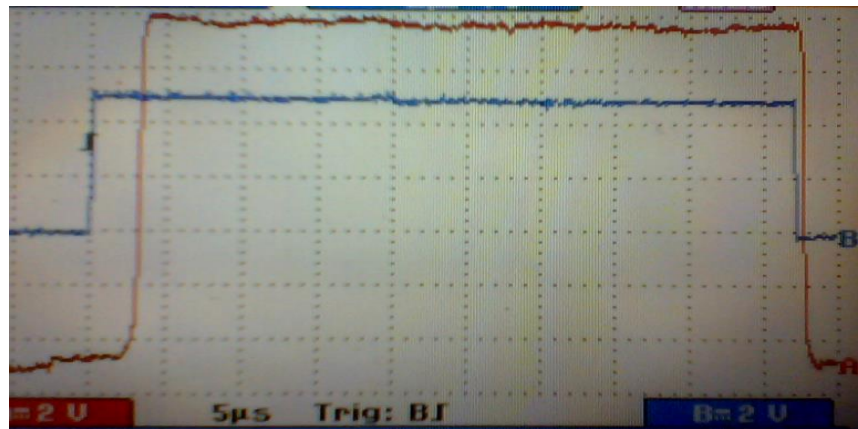
En la figura 39 se muestra la conexión física entre la dSPACE 1104, la etapa de aislamiento y adecuación y el módulo SEMITEACH IGBT de SEMIKRON.

Figura 38. Conexión física entre la DSPACE1104, tarjetas de sensado y adecuación y módulo SEMITEACH IGBT de SEMIKRON



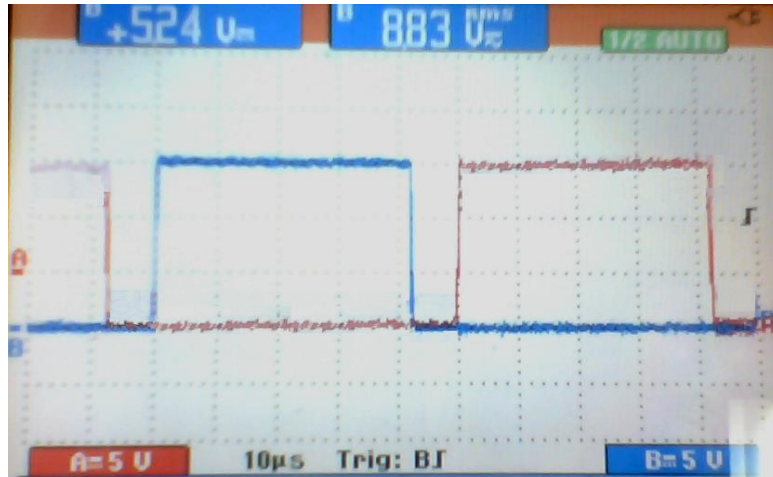
Para comprobar el correcto funcionamiento de la tarjeta de aislamiento y adecuación se utilizó el bloque DS1104SL\_DSSP\_PWM3 de la tarjeta dSPACE 1104. Este bloque genera una señal PWM 0/5V, señal que se conectó a la entrada de la tarjeta de los opto acopladores. La salida obtenida fue una señal PWM 0/15V con la misma frecuencia que la de la entrada tal como se puede observar en la figura 40, con lo cual se comprueba un adecuado funcionamiento de las tarjetas de sensado y adecuación [2,9].

Figura 39. Señal entrada y señal de salida del circuito de aislamiento y adecuación.



En la figura 41 se observan los pulsos de conmutación obtenidos a la salida de la tarjeta de aislamiento y adecuación (la señal PWM y su inversa). También se observa el tiempo muerto entre la señal PWM y su inverso, el cual fue programado previamente con un valor de 8 [µs] para prevenir que dos IGBT de una misma rama conduzcan simultáneamente causando un cortocircuito en la fuente de tensión continua [4,5].

Figura 40. Pulsos de conmutación obtenidos a la salida de un par de etapas de la tarjeta de aislamiento y adecuación.



### **Prueba de generación de una señal de tensión cuadrada utilizando el módulo SEMITEACH IGBT de SEMIKRON**

Se planteó y realizó una prueba previa a la implementación del prototipo completo con el objetivo de verificar el correcto acoplamiento entre la tarjeta controladora dSPACE 1104 y los drivers del módulo SEMITEACH IGBT de SEMIKRON, acoplamiento que se realizó a través de la tarjeta de aislamiento y adecuación [1,2,9].

La idea es controlar la conmutación de los IGBT de tal forma que se genere una señal de tensión cuadrada en la salida del inversor, y así verificar la correcta respuesta de los IGBT a los pulsos de control generados por la dSPACE 1104.

El proceso mediante el cual se obtuvo la señal de tensión cuadrada a la salida de los inversores fue el siguiente:

1. Se cargan los condensadores mediante el procedimiento descrito en la sección 4.2.

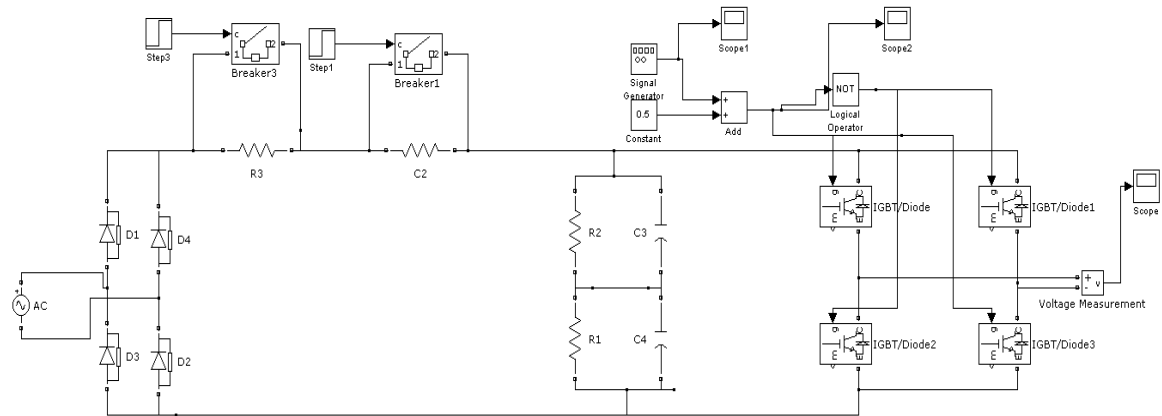
2. Con ayuda del computador y la dSPACE 1104 se diseñó e implemento el sistema de control de lazo abierto que genera los pulsos de conmutación de los IGBT.
3. Se activa el sistema de control de lazo abierto que emite las señales conmutan los IGBT de tal forma que a la salida del inversor se obtiene una señal de tensión cuadrada con un valor pico de 170 [V].

Para alimentar el circuito de potencia se utilizó como fuente de tensión continua el conjunto: fuente sinusoidal (la red), puente rectificador y condensadores de filtrado. La tarjeta de sensado y adecuación por su parte fue alimentada con fuentes de laboratorio de tensión continua a 5 [V] y 15 [V] según corresponde.

Tal como se mencionó en el capítulo 5 para emitir señales PWM con la tarjeta DSPACE 1104 se utiliza el bloque DS1104SL\_DSSP\_PWM3. La variable de entrada para el bloque es el porcentaje del ancho de pulso que se desea que tenga la señal PWM a emitir. El bloque DS1104SL\_DSSP\_PWM3 es un bloque trifásico, emite para cada fase dos señales PWM, la que cumple con el porcentaje de ancho de pulso establecido en su entrada, y su inversa. También es posible programar en el bloque el tiempo muerto que se desea tener entre la señal PWM y la señal PWM inversa. Para esta prueba se asignó un valor de 50% al ancho de pulso, una frecuencia de conmutación de 10 [kHz] y 5 [ $\mu$ s] al tiempo muerto [2,3].

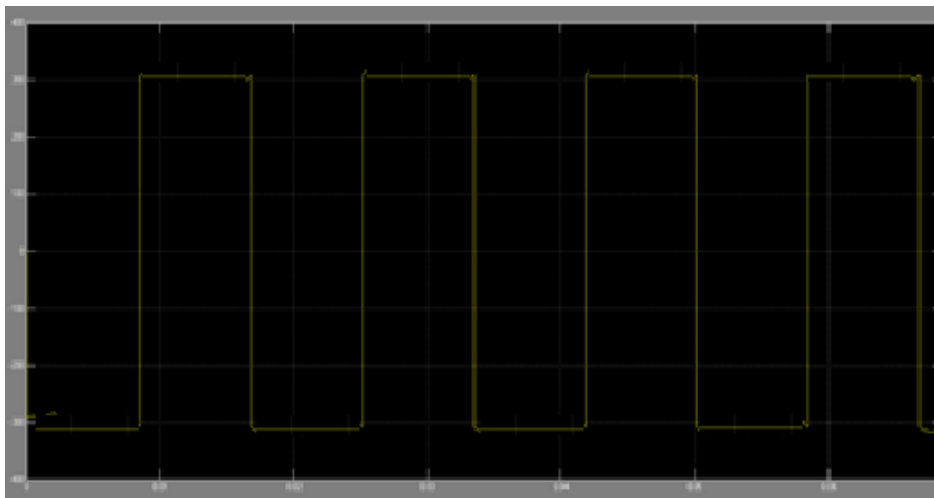
Antes de realizar la prueba, se realizó la simulación del sistema a implementar tal como se muestra en la siguiente figura.

Figura 41. Simulación del sistema a implementar para la prueba de la onda cuadrada.



Los resultados obtenidos de la simulación se presentan en la siguiente figura:

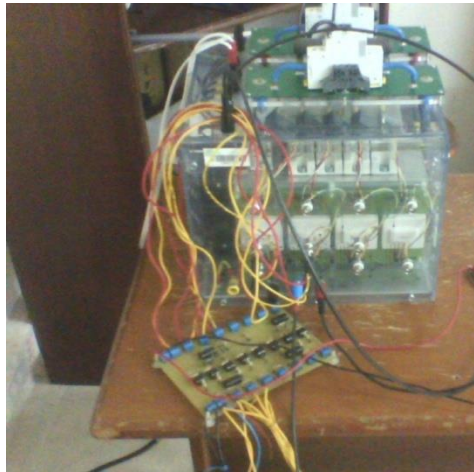
Figura 42. Resultados de la simulación (onda cuadrada).



Tal como se observa en la anterior figura los resultados obtenidos en la simulación fueron satisfactorios.

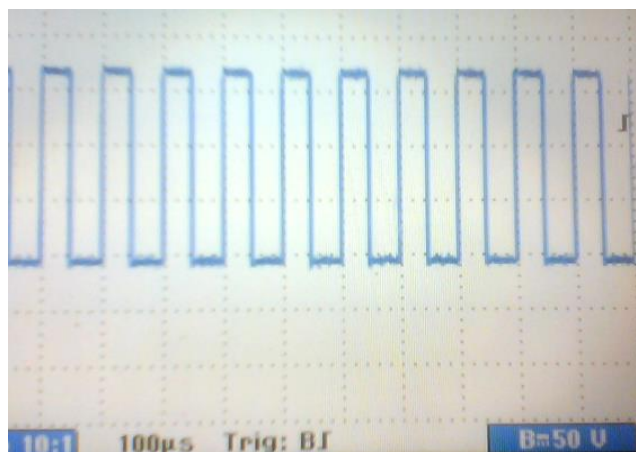
El punto a seguir fue la implementación del sistema, como se muestra en la siguiente figura.

Figura 43. Montaje físico para la prueba de la onda cuadrada



La onda de tensión obtenida en la salida del sistema se presenta en la siguiente figura:

Figura 44. Onda cuadrada a la salida del sistema.



Se obtiene una señal de tensión cuadrada con valor pico de 170 [V] y frecuencia 10 [KHz].

El sistema respondió de la manera esperada con lo que se comprobó un correcto funcionamiento.

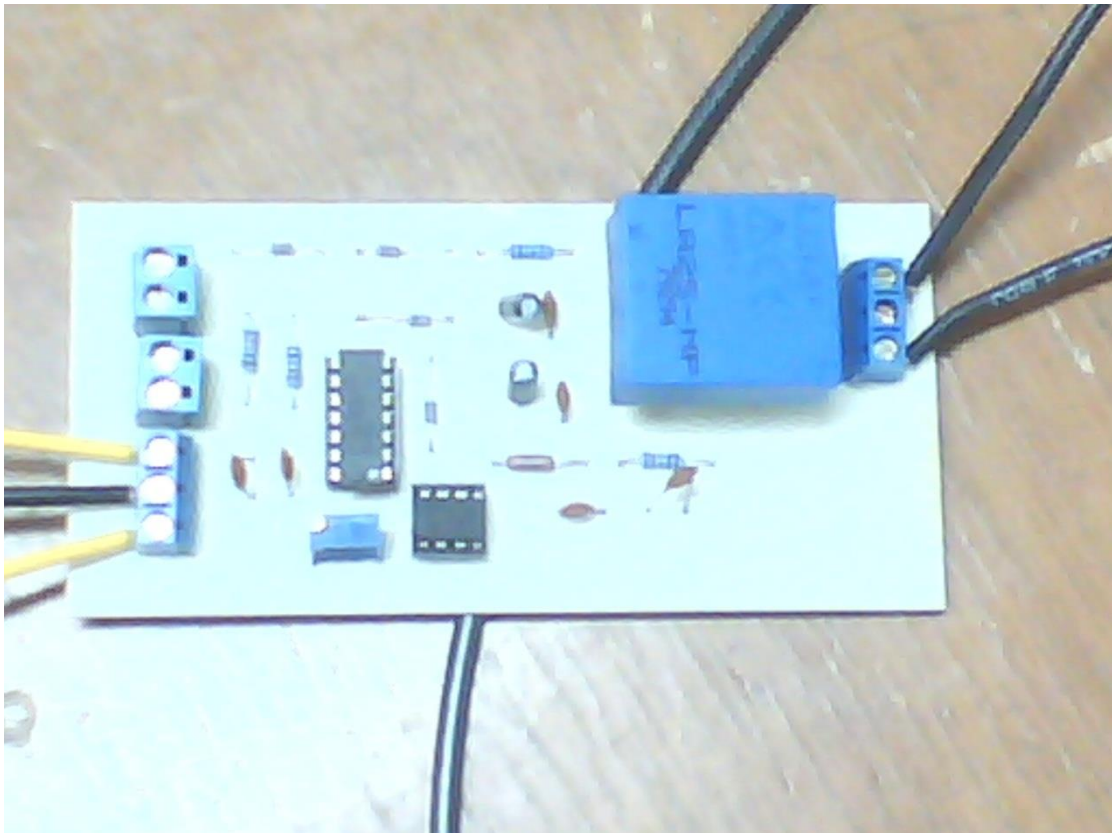
## 6 CIRCUITO DE SENSADO Y ADECUACION DE LA CORRIENTE.

El circuito de sensado y adecuación está compuesto por 2 etapas:

- Sensor de corriente LA-25 de efecto hall para la medición de la corriente en la carga
- Circuito de adecuación de la señal de tensión de salida del sensor de corriente según los niveles de tensión de entrada del puerto analógico digital de la dSPACE 1104

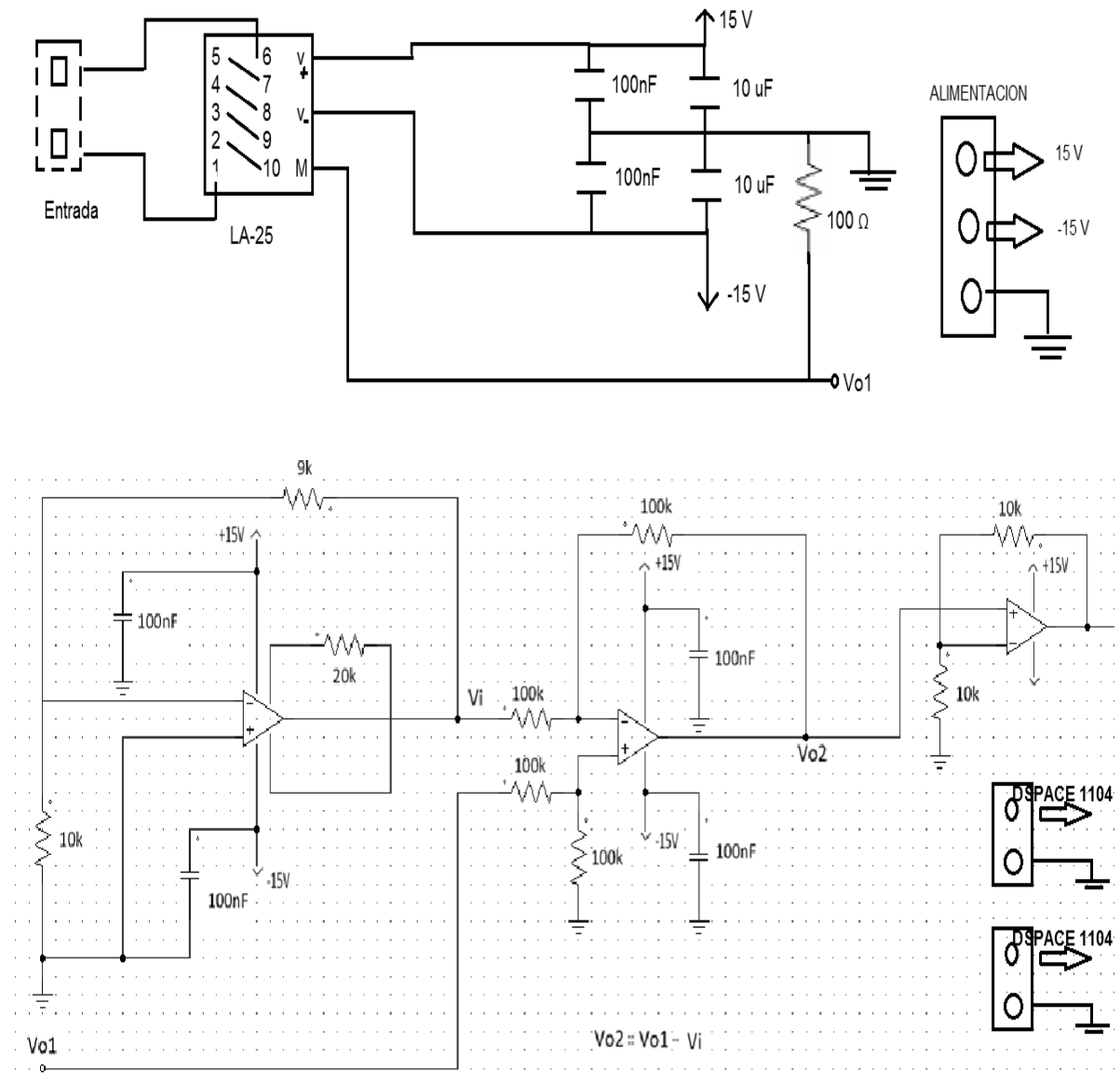
Esta etapa se alimenta por medio de una fuente dual de  $\pm 15$  [V]. En la figura 46 se presenta la tarjeta de sensado y adecuación de la corriente.

Figura 45. Circuito de sensado y adecuación de corriente.



En la figura 47 se muestra el esquemático del sensado y adecuación de la corriente.

Figura 46. Esquemático de sensado y adecuación de la corriente. (Configuración 5 [A]).



La relación entre la corriente de entrada y la tensión de salida del sensor ( $V_{o1}$ ) es de 1A:1 [V]. Posteriormente se utiliza una etapa de amplificadores operacionales configurada para obtener una relación de 1:2 de tal forma que la relación final

entre la entrada de corriente y tensión suministrada a la dSPACE es  $\pm 5 [A]; \pm 10 [V]$ [9].

El sensor LA-25 es utilizado para la medición electrónica de corrientes por medio del efecto hall. Este puede ser configurado en los rangos 5-6-8-12 y 25 [A]. En esta aplicación se configuró en el rango de 5 [A].

La tarjeta del sensor de corriente fue probada tanto para corriente continua como para corriente alterna. Para realizar la prueba del sensor con corriente continua se generaron corrientes desde -5 [A] hasta 5 [A]. Dicha corriente se generó a partir de una resistencia de 8.3 [ $\Omega$ ] y una fuente de laboratorio, que al variar la tensión se obtenían los valores de corrientes deseados.

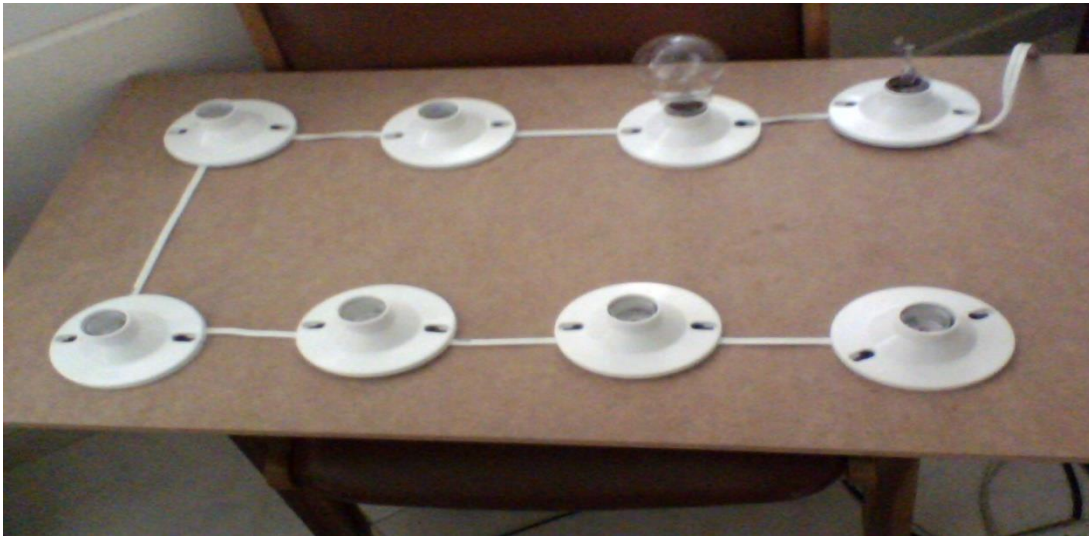
Con los datos de lectura arrojados al realizar la prueba se caracterizó el sensor de corriente como se puede observar en la siguiente tabla:

Tabla 2. Caracterización sensor y adecuación de la corriente.

<b>A</b>	<b>V</b>
<b>-3,03</b>	<b>-6,06</b>
<b>-2,015</b>	<b>-4,03</b>
<b>-1,08</b>	<b>-2,16</b>
<b>-0,5</b>	<b>-1</b>
<b>0</b>	<b>0</b>
<b>1</b>	<b>2</b>
<b>2</b>	<b>4</b>
<b>3,03</b>	<b>6,06</b>

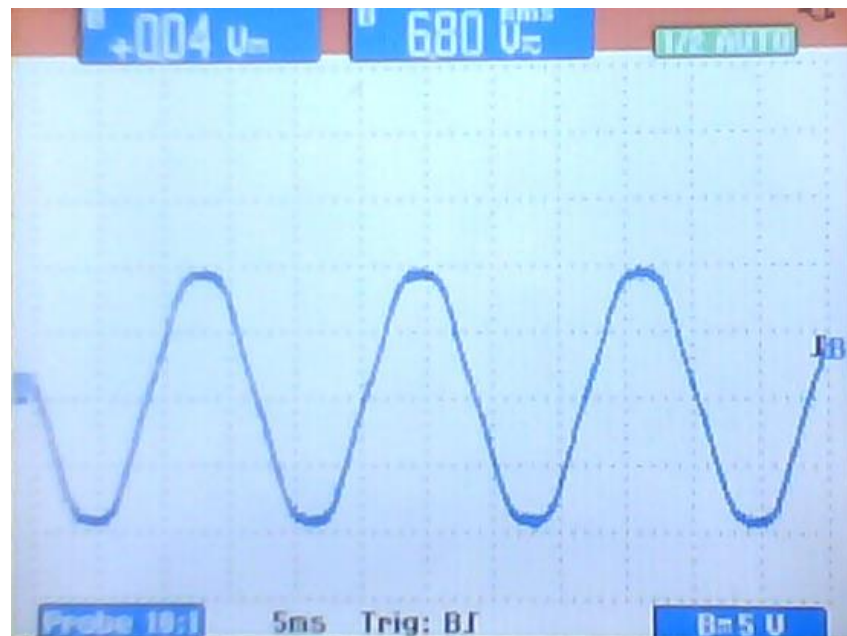
Para realizar la prueba del sensor con corriente alterna, se utilizaron bombillos alimentados por la red como se muestra en la figura 48. Cada bombillo permite tener un valor pico de 2.35 [A] teórico.

Figura 47. Bombillos alimentados con la red pública usados para comprobar el funcionamiento del sensor de corriente en corriente alterna.



Al circular dicha corriente por el sensor la lectura a la salida debe cumplir la relación 1:2 como se puede observar en la figura 49 al tomar la medición.

Figura 48. Grafica de la corriente a la salida del sensor.

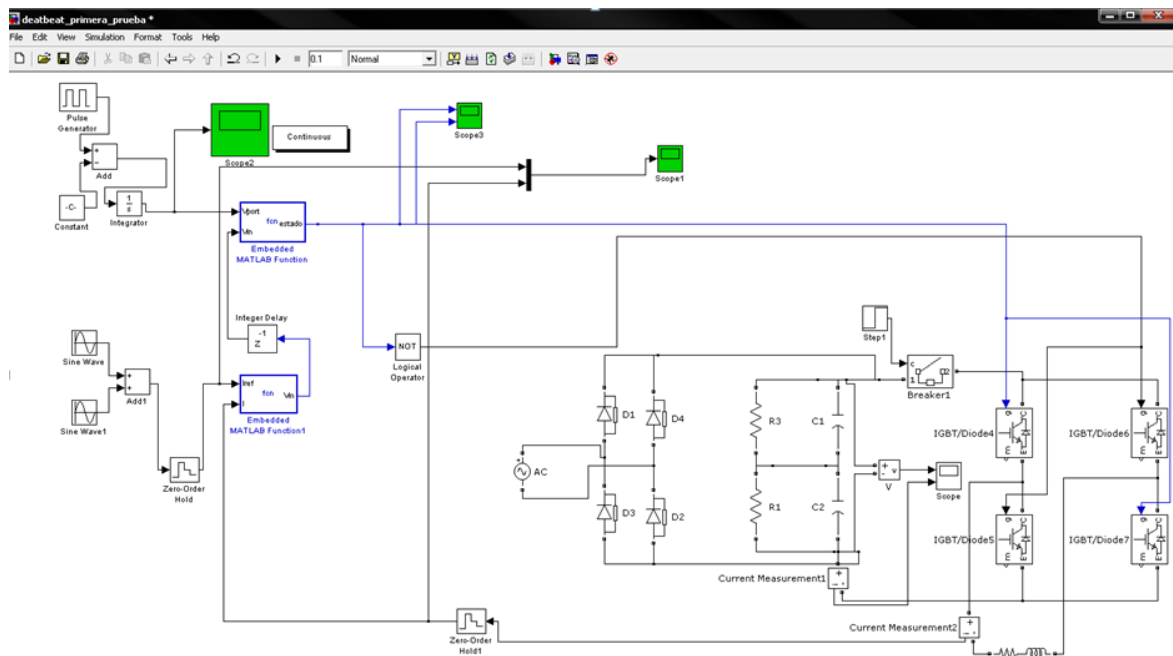


## 7 IMPLEMENTACION DEL PROTOTIPO DE FUENTE MONOFASICA PROGRAMABLE DE CORRIENTE Y ANÁLISIS DE RESULTADOS

### 7.1 Implementación final

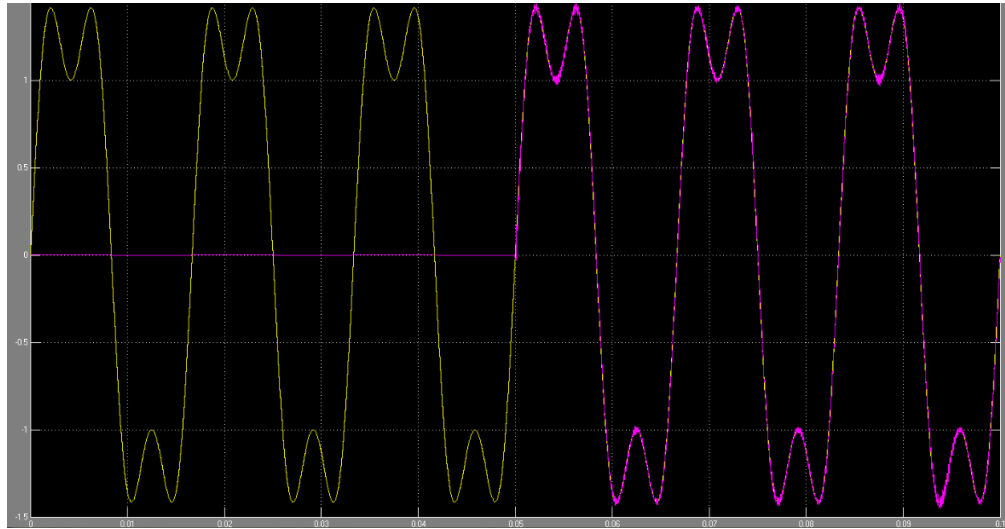
Una vez implementadas y probadas todas las etapas individuales que componen el prototipo, se procedió a realizar su implementación final. Sin embargo, antes de realizar esta prueba se simuló el sistema completo, se probaron diferentes valores para la resistencia y la bobina de carga; y se observó el comportamiento de tensiones y corrientes en las diferentes etapas del circuito, con el objetivo de prevenir cualquier inconveniente que se pudiera presentar al conectar la totalidad de las etapas [4,5]. En la figura 50 se presenta la simulación de la fuente monofásica programable de corriente.

Figura 49. Simulación del prototipo de fuente monofásica programable de corriente.



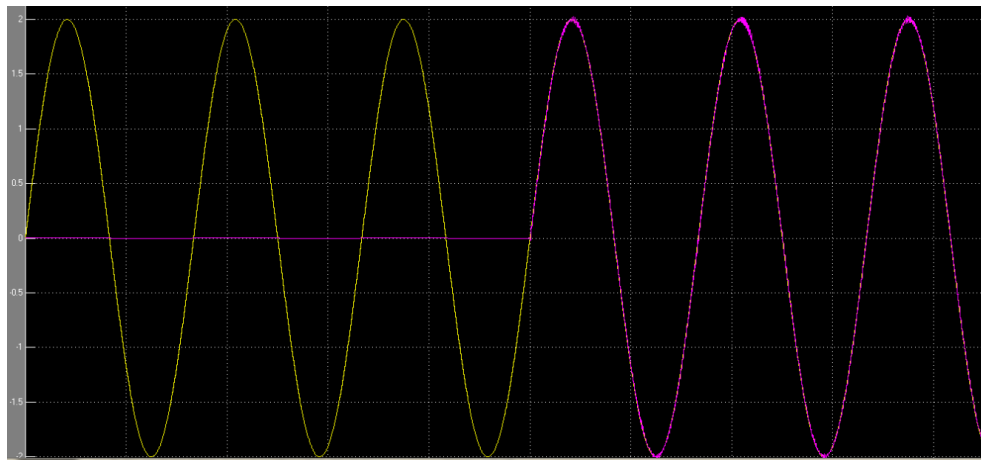
Con el sistema simulado, el control de la corriente se realiza de manera adecuada tal como se observa en la figura 51 (onda sinusoidal con armónicos según ecuación) y figura 52 (onda sinusoidal pura a 60 [Hz] según la ecuación).

Figura 50. Resultados de la simulación del prototipo de fuente monofásica de corriente con una onda sinusoidal con armónicos.



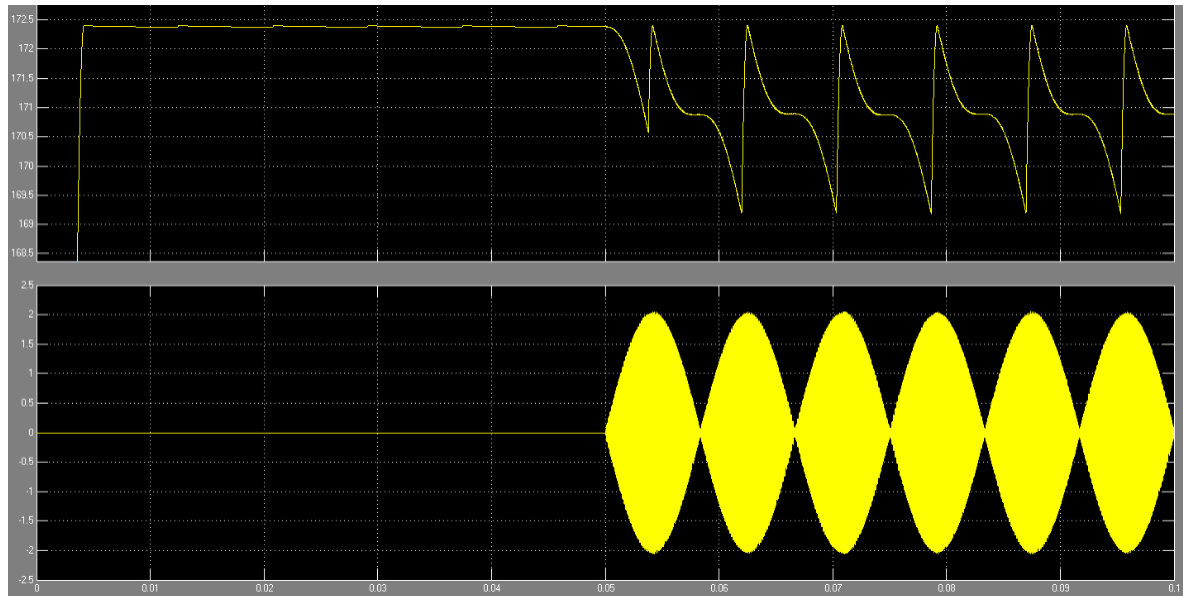
Fuente: los autores.

Figura 51. Resultados de la simulación del prototipo de fuente monofásica de corriente con una onda sinusoidal pura.



La corriente en la carga sigue la referencia correctamente. Estos resultados fueron obtenidos con una resistencia de carga de 41 [ $\Omega$ ] y una inductancia de 30 [mH]. En la siguiente figura se observa la corriente y la tensión en la rama del condensador durante el control.

Figura 52. Corriente y tensión en la rama del condensador durante el control



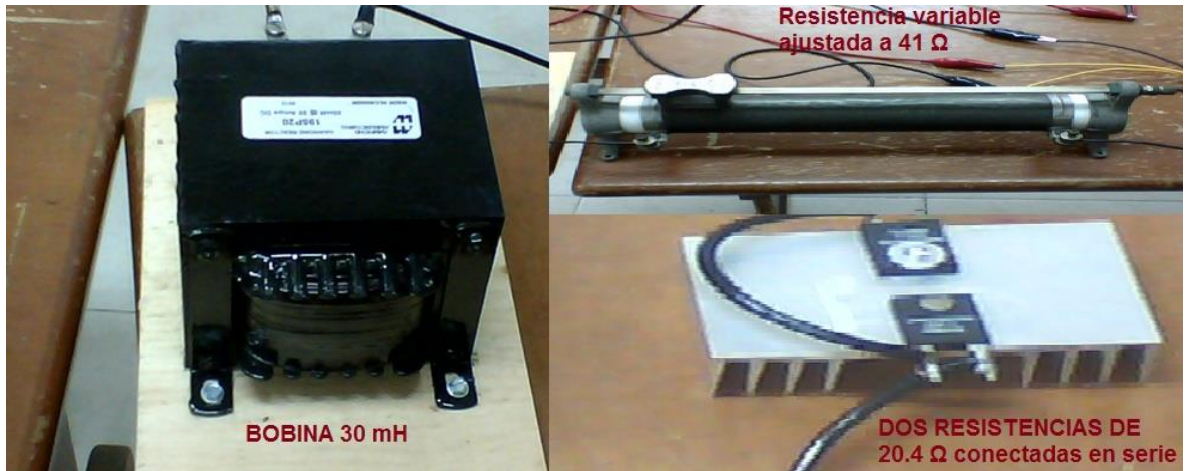
El condensador se descarga debido a la resistencia de carga (carga RL). Periódicamente dicho condensador se carga a través de la red y se descarga por la resistencia, tal como se observa en la figura53.

Una vez analizados los resultados de la simulación se concluye que se puede proceder a realizar la prueba final de manera segura. Para la implementación del prototipo de fuente monofásica programable de corriente se utilizó:

- Una bobina de 30 [mH] (20 [A])
- Dos resistencias de 20.4 [ $\Omega$ ] (100 [W]) conectadas en serie y ajustadas a un disipador de calor
- Una resistencia variable ajustada a 41 ohm (3 [A]).

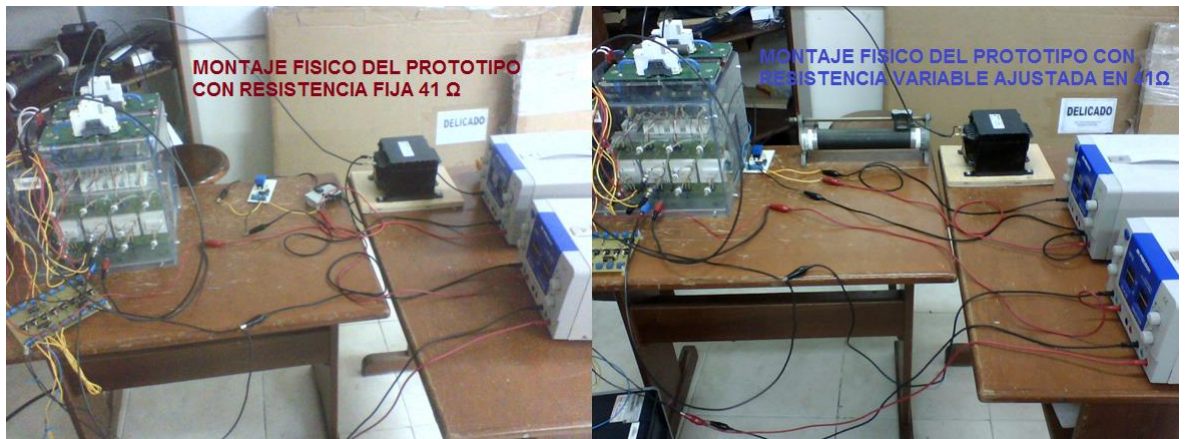
En la figura 54 se observa la carga física que se utilizó en la implementación del prototipo de fuente monofásica programable de corriente.

Figura 53. Carga RL del prototipo



Finalmente se conectaron las etapas y se implementó el sistema completo tal como se observa a continuación.

Figura 54. Montaje del sistema



## 7.2 Análisis de resultados

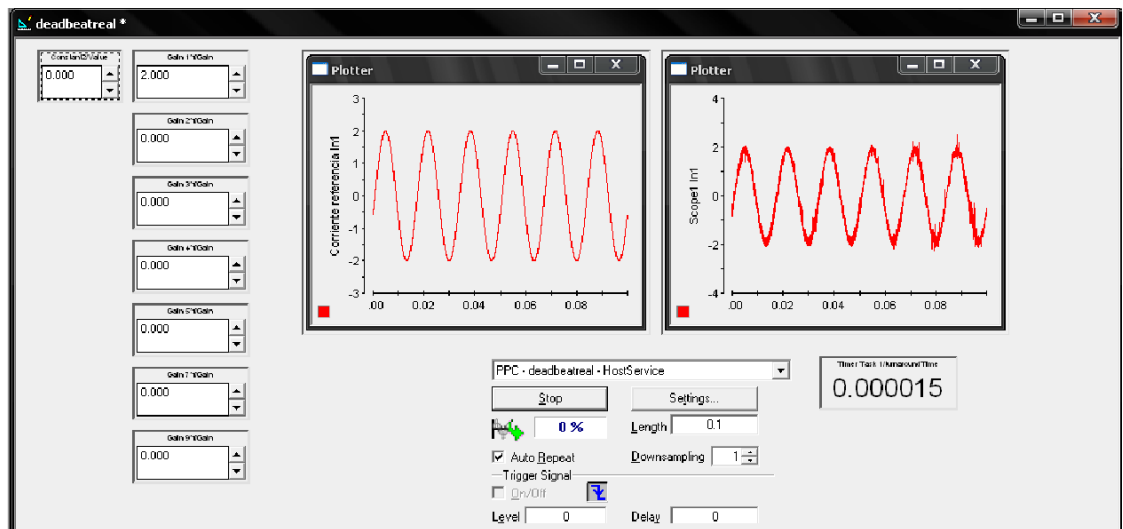
Se realizaron varios experimentos para comprobar el correcto funcionamiento de la fuente programable. De la figura 56 hasta la figura 62 se presentan los resultados de las pruebas realizadas, mediante los cuales se observó el

comportamiento del prototipo monofásico ante diferentes señales de referencia previamente establecidas.

En la figura 56 se observa los resultados al generar una corriente sinusoidal de amplitud 2 [A], según la ecuación 7.1:

$$i_{ref} = 2 \sin(120\pi t) [A] \quad (7.1).$$

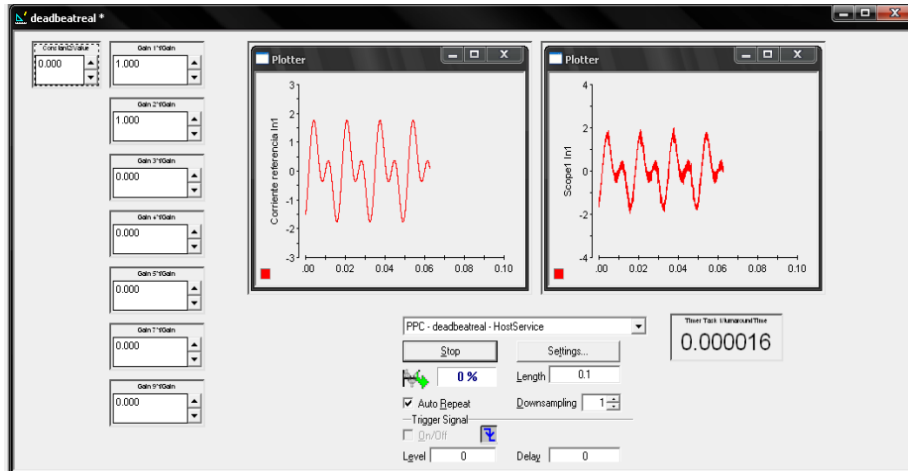
Figura 55. Inyección de una corriente con forma de onda sinusoidal pura.



En la figura 57 se muestran los resultados al generar una corriente con segundo armónico, donde la amplitud de la fundamental es de 1 [A] y de igual manera el segundo armónico tiene amplitud 1 [A], según la siguiente ecuación (7.2):

$$i_{ref} = \sin(120\pi t) + \sin(240\pi t) [A] \quad (7.2).$$

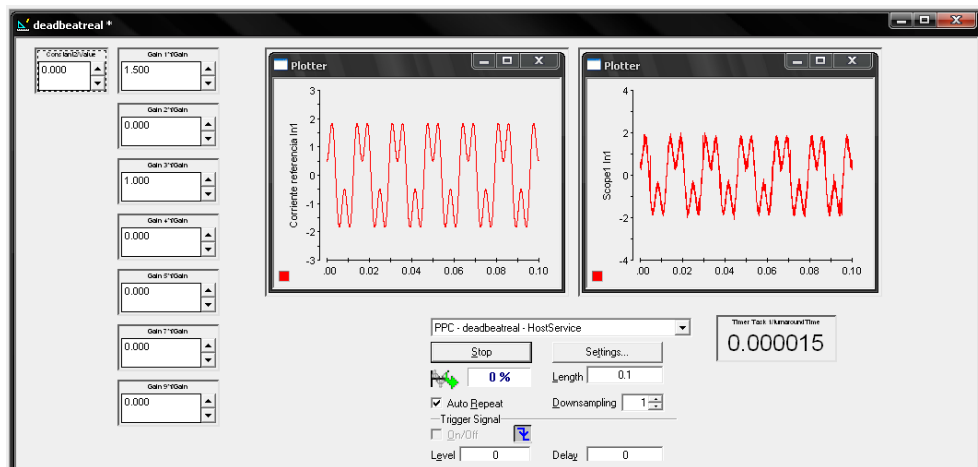
Figura 56. Inyección de una corriente con forma de onda sinusoidal con segundo armónico



En la figura 58 se muestran los resultados al generar una corriente con tercer armónico, la amplitud de la fundamental es de 1 [A] y la del tercero 1 [A], según la ecuación (7.3):

$$i_{ref} = \sin(120\pi t) + \sin(360\pi t) [A] \quad (7.3).$$

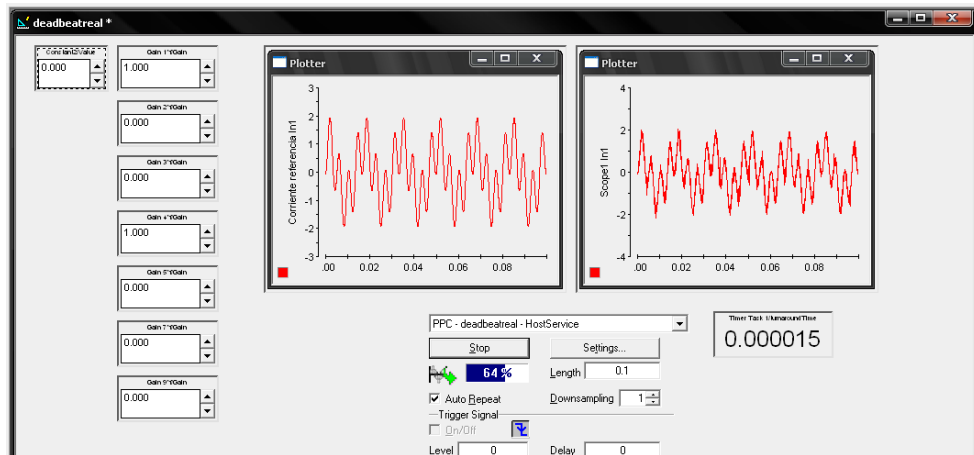
Figura 57. Inyección de una corriente con forma de onda sinusoidal con tercer armónico



En la figura 59 se muestran los resultados al generar una corriente con cuarto armónico, la amplitud de la fundamental es de 1 [A] y la del cuarto 1 [A], según la ecuación 7.4:

$$i_{ref} = \sin(120\pi t) + \sin(480\pi t) \text{ [A]} \quad (7.4).$$

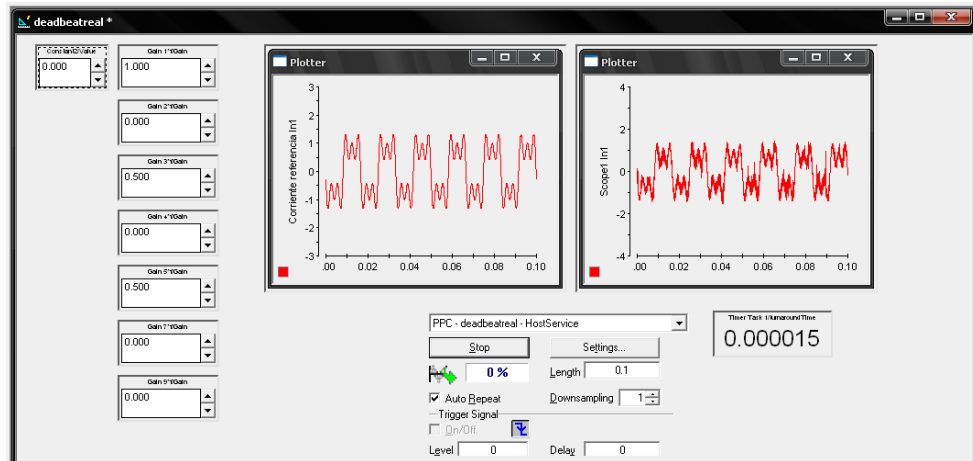
Figura 58. Inyección de una corriente con forma de onda sinusoidal con cuarto armónico.



En la figura 60 se muestran los resultados al generar una corriente con tercer y quinto armónico, la amplitud de la fundamental es de 1 [A], la del tercero 0.5 [A] y la del quinto 0.5 [A], según la ecuación 7.5:

$$i_{ref} = \sin(120\pi t) + \frac{1}{2}\sin(360\pi t) + \frac{1}{2}\sin(600\pi t) \text{ [A]} \quad (7.5).$$

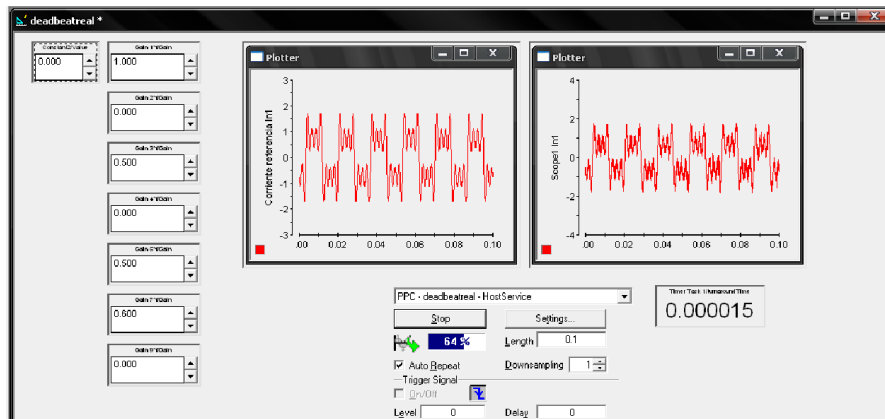
Figura 59. Inyección de una corriente con forma de onda sinusoidal con tercer y quinto armónico.



En la figura 61 se muestran los resultados al generar una corriente con tercer (0.5 [A] de amplitud), quinto (0.5 [A] de amplitud) y séptimo (0.6 [A] de amplitud) armónico, en la figura 61 se muestra el resultado de la corriente generada anteriormente descrita en la ecuación 7.6:

$$i_{ref} = \sin(120\pi t) + \frac{1}{2}\sin(360\pi t) + \frac{1}{2}\sin(600\pi t) + \frac{3}{5}\sin(840\pi t) [A] \quad (7.6)$$

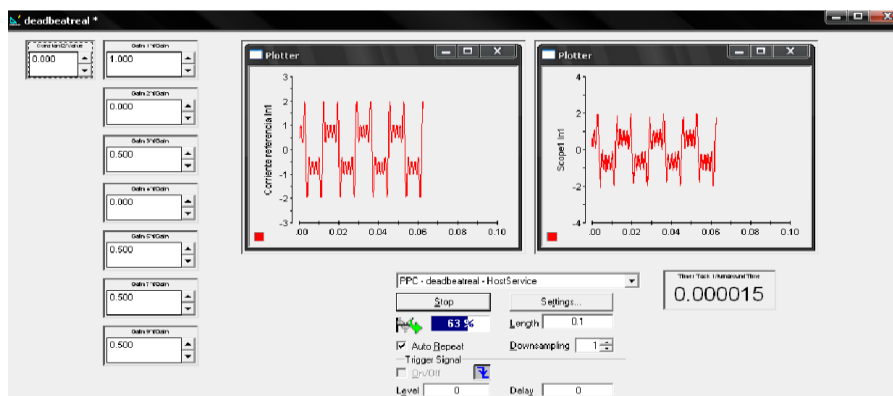
Figura 60. Inyección de una corriente con forma de onda sinusoidal con componente fundamental, tercero, quinto y séptimo armónicos.



En la figura 62 se muestran los resultados al generar una corriente con tercer, quinto, séptimo y noveno armónico, la amplitud de la componente fundamental es 1 [A] y la del resto de armónicos es 0.5 [A], como se describe en la siguiente ecuación (7.7).

$$i_{ref} = \sin(120\pi t) + \frac{1}{2}\sin(360\pi t) + \frac{1}{2}\sin(600\pi t) + \frac{1}{2}\sin(840\pi t) + \frac{1}{2}\sin(1080\pi t) \quad [A] \quad (7.7)$$

Figura 61. Inyección de una corriente con forma de onda sinusoidal con componentes fundamentales, terceros, quintos, séptimos y noveno armónicos



Tal como se observó en las anteriores figuras, el seguimiento de las corrientes de referencia se realizó de manera adecuada, tanto para señales sinusoidales puras, como para sinusoidales con armónicos. En las gráficas de la corriente inyectada, se observa un rizo entre 0.18 y 0.2 [A], el cual se puede deber a ruido transmitido por la bobina de carga. En algunas ocasiones se presentaron picos de corriente esporádicos, los cuales aumentaban cuando se conectaba algún dispositivo de medición al sensor de corriente diferente a la dSPACE 1104.

El seguimiento de la referencia es rápido y opera adecuadamente ante variaciones repentinas, tal como se observa en las figuras (61 y 62).

Para cada señal de referencia generada se calculó el error RMS entre la referencia y la corriente en la carga, tal como se presenta en la siguiente ecuación [4,5]:

$$E_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_1+T} [e(t)]^2 dt} \quad (7.8)$$

Los valores del error de seguimiento oscilaron entre 0.18 y 0.2 [A], lo cual corresponde a un error de seguimiento porcentual aproximado entre el 8% y el 10% para las señales generadas. Sin embargo, se observa que este error tiende a ser constante, es decir al aumentar o disminuir el valor de la corriente inyectada por la fuente el error de seguimiento mantiene su valor entre 0.18 y 0.2[A], esto se debe a que la causa más incidente del error de seguimiento es el rizado de la señal de corriente en la carga, el cual en promedio toma valores de  $\pm 0.2$  [A]

Este rango de valores para el error de seguimiento es aceptable, en consecuencia se concluye que el prototipo monofásico de fuente programable de corriente implementado cumple con los requerimientos de diseño y con los objetivos planteados para el presente proyecto.

## 8 CONCLUSIONES, RECOMENDACIONES Y FUTUROS PROYECTOS

### 8.1 Conclusiones

- En este proyecto se utilizó el módulo SEMITEACH IGBT de SEMIKRON para la implementación de un prototipo de fuente programable de corriente utilizando la tarjeta de control dSPACE 1104. Este proyecto es un primer paso en el grupo de investigación GISEL para futuras implementaciones en el campo del filtrado activo de potencia y de sistemas de conexión de energías renovables a la red eléctrica, en donde se requiere el seguimiento de corrientes de referencia controladas según la aplicación.
- Por medio de la implementación realizada, se pudo comprobar que al utilizar un sistema de control adecuado es posible obtener seguimiento de corrientes de referencia que requieran respuestas rápidas ante variaciones espontáneas.
- La tarjeta de control dSPACE 1104 es útil para la implementación de estrategias de control, permite de una forma sencilla programar la estrategia a utilizar en Simulink utilizando las herramientas disponibles en este software.
- En cuanto a los condensadores incorporados en el módulo, se observó que contribuyen en la correcta operación del sistema implementado, ya que éstos se comportan como una fuente de tensión continua con poco rizo durante la operación, permiten mantener la tensión de alimentación en un valor aproximadamente constante mejorando funcionamiento de la señal de corriente inyectada por la fuente programable.
- Al realizar el análisis de las estrategias de control planteadas para el proyecto, se observa que el control Deadbeat presenta un mejor comportamiento que el

control por histéresis, ya que la corriente inyectada mostró menos rizo y se evidenció un mejor seguimiento de la señal de referencia, lo cual lo hace una buena opción para la implementación de prototipos como el del presente proyecto.

## **8.2 Recomendaciones**

Los condensadores de filtrado tienen resistencias de compensación conectadas en paralelo, estas permiten que el condensador se descargue una vez se apaga el equipo. El tiempo de descarga es de aproximadamente 46 [sg], por lo tanto se recomienda que no se toquen los bornes de los condensadores antes de pasados por lo menos 2 minutos de la desconexión del equipo, esto con el fin de prevenir posibles accidentes

Se recomienda también que para aplicaciones en las cuales se vaya a trabajar con tensiones más altas de 170 [V], se conecten MOV (varistores de óxido metálico) que protejan el equipo contra posibles sobrepicos de tensión que superen los 750 [V] ya que esta tensión es la máxima que soportan los condensadores y el superarla no solo puede dañar los condensadores, ya que ante tensiones muy grandes existe riesgo de explosión.

Se recomienda conectar una bobina que trabaje con frecuencias de conmutación mayores y que introduzca el menor ruido posible en los circuitos de sensado y de control, de manera que el proceso de control pueda realizarse de una mejor manera y con un error menor

## REFERENCIAS BIBLIOGRAFÍAS

- [1] SEMIKRON, catalogo módulo SEMITEACH IGBT Septiembre de 2008, [www.semikron.com](http://www.semikron.com), Septiembre de 2013
- [2] DURASPACE, DSPACE 1104, [DS1103 PPC Controller Board](#), Noviembre de 2002.
- [3] PERAT BENAVIDES José, “Contribución al control de motores de reluctancia auto conmutados“, Tesis De Doctorado, Universidad Politécnica De Cataluña, España, 2006
- [4] PETIT Johann F., “Control de filtros activos de potencia para la mitigación de armónicos y mejora del factor de potencia en sistemas desequilibrados“, Tesis de Doctorado, Universidad Carlos III De Madrid, España 2007.
- [5] MANTILLA María A., “Modelado y simulación en tiempo real de un compensador estático de potencia para sistemas de distribución“, Tesis de Maestría, Universidad Industrial de Santander, Colombia, 2011.
- [6] VARGAS Guillermo y GELVEZ Julio, “Filtros activos de potencia: Análisis comparativo entre técnicas de control utilizadas en el convertidor de potencia“, Tesis de grado, Universidad Industrial De Santander, Colombia 2012.
- [7] CADAVID RODRÍGUEZ Julián y MARULANDA Jesser James, “Control por histéresis de la corriente en los filtros activos de potencia“, Universidad Tecnológica De Pereira, Colombia, 2008.
- [8] GARCÍA CARRASCO Joaquín Eloy, “Control directo de potencia de convertidores electrónicos conectados a la red” Tesis de Doctorado, Universidad Carlos III De Madrid, España 2007.
- [9] FAIRCHILD SEMICONDUCTOR, High Speed Transistor Optocouplers, Julio 2006, [www.fairchildsemi.com](http://www.fairchildsemi.com), Septiembre de 2013.
- [10] LEM, Current Transducer LA 25-NP, [www.LEM.com](http://www.LEM.com), Septiembre de 2013.

## BIBLIOGRAFIA

- CADAVID RODRÍGUEZ Julián y MARULANDA Jesser James, “Control por histéresis de la corriente en los filtros activos de potencia”, Universidad Tecnológica De Pereira, Colombia, 2008.
- DURASPACE, DSPACE 1104, DS1103 PPC Controller Board, Noviembre de 2002.
- FAIRCHILD SEMICONDUCTOR, High Speed Transistor Optocouplers, Julio 2006, [www.fairchildsemi.com](http://www.fairchildsemi.com), Septiembre de 2013.
- GARCÍA CARRASCO Joaquín Eloy, “Control directo de potencia de convertidores electrónicos conectados a la red” Tesis de Doctorado, Universidad Carlos III De Madrid, España 2007.
- LEM, Current Transducer LA 25-NP, [www.LEM.com](http://www.LEM.com), Septiembre de 2013.
- MANTILLA María A., “Modelado y simulación en tiempo real de un compensador estático de potencia para sistemas de distribución”, Tesis de Maestría, Universidad Industrial de Santander, Colombia, 2011.
- PERAT BENAVIDES José, “Contribución al control de motores de reluctancia auto conmutados”, Tesis De Doctorado, Universidad Politécnica De Cataluña, España, 2006
- PETIT Johann F., “Control de filtros activos de potencia para la mitigación de armónicos y mejora del factor de potencia en sistemas desequilibrados”, Tesis de Doctorado, Universidad Carlos III De Madrid, España 2007.
- SEMIKRON, catalogo módulo SEMITEACH IGBT Septiembre de 2008, [www.semikron.com](http://www.semikron.com), Septiembre de 2013
- VARGAS Guillermo y GELVEZ Julio, “Filtros activos de potencia: Análisis comparativo entre técnicas de control utilizadas en el convertidor de potencia”, Tesis de grado, Universidad Industrial De Santander, Colombia 2012.