

**SISTEMA DE ADQUISICIÓN Y ADECUACIÓN DE SEÑALES ELÉCTRICAS
PARA EL CONTROL Y MONITORIZACIÓN DEL MÓDULO SEMITEACH-IGBT
DE SEMIKRON.**

**VICTOR ELIAS MENESES AGRESOTH
JAIME ARMANDO ALMEYDA RUEDA**

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

2014

**SISTEMA DE ADQUISICIÓN Y ADECUACIÓN DE SEÑALES ELÉCTRICAS
PARA EL CONTROL Y MONITORIZACIÓN DEL MÓDULO SEMITEACH-IGBT
DE SEMIKRON.**

**VICTOR ELIAS MENESES AGRESOTH
JAIME ARMANDO ALMEYDA RUEDA**

Trabajo de grado presentado para obtener el título de Ingeniero Electricista

Director:

**MARÍA ALEJANDRA MANTILLA VILLALOBOS
Ingeniera Electrónica**

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

2014

DEDICATORIA

A mí Dios mil gracias por estar conmigo todos los días por acompañarme en todos y cada uno de los momentos cuando más lo necesitaba.

A mi familia por su apoyo, comprensión y paciencia que siempre me han demostrado, a quienes expreso mi cuantioso, abundante y excesivo amor.

A mi novia por su apoyo incondicional, por brindarme su cariño, paciencia y respaldo incondicional, por estar conmigo en buenos y malos momentos.

Gracias a todas las personas que directa o indirectamente me ayudaron a forjar este sueño, es muy gratificante para mí saber que estoy rodeado de tanto de tan inmensa calidad humana.

Victor Elías Meneses Agresoth

*Esta tesis la dedico con todo mi corazón:
A Dios en primer lugar, que me dio la oportunidad de vivir y me dio el regalo más grande en la vida que es mi familia.
Con mucho amor a mis padres quienes me apoyaron incondicionalmente en todo momento. Gracias por todo padre y madre gracias por darme la mejor herencia que es mi educación y una linda profesión, y aunque hemos pasado momentos difíciles siempre han estado apoyándome y brindándome todo su amor, por todo esto les agradezco de todo corazón el que estén conmigo y a mi lado siempre porque directa o indirectamente me impulsaron para seguir adelante, por la gran confianza que depositaron en mí y por ser las personas en las que veo reflejados mis presentes y futuros triunfos.
A mi hermano, gracias por estar conmigo y apoyarme siempre, por sus palabras de aliento y por todo lo que ustedes significan en mi vida.
A mi novia mujer por sus sabios consejos en los momentos difíciles quien con mucho amor me brindo su confianza, cariño y supo darme ánimos en todo momento y sobre todo por haber creído en mí.
A todos mis compañeros por estar conmigo en todo este tiempo donde he vivido momentos felices y tristes, gracias a todos ustedes y los llevare siempre en mi corazón.*

Jaime Armando Almeyda Rueda.

AGRADECIMIENTOS

Agradecemos a la UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER por darnos la oportunidad de estudiar y formarnos como profesionales íntegros. A nuestra directora de tesis, M.Sc María Alejandra Mantilla Villalobos por su paciencia y esfuerzo, quien con todo su conocimiento y motivación, han permitido lograr tan anhelado logro en nuestras vidas. Son muchas las personas a las cuales nos encantaría agradecerles su amistad, apoyo y compañía en los momentos más duros. Sin importar en donde estén queremos darles mil y mil gracias por todo lo que nos han dado y por sus bendiciones.

Para todos muchas gracias y que Dios los colme de bendiciones eternamente.

CONTENIDO

	Pág.
INTRODUCCIÓN	18
1. INVERSORES DE POTENCIA	20
1.1 MARCO TEÓRICO	20
1.2 MÓDULO SEMITEACH DE SEMIKRON	22
1.3 ESQUEMA GENERAL PARA EL CONTROL Y MONITORIZACIÓN DEL MÓDULO SEMITEACH	25
1.4 TARJETAS DE CONTROL	27
1.4.1 Tarjeta DS1104-dSPACE®	27
1.4.2 DSP TEXAS INSTRUMENTS	27
1.5 FUENTES AUXILIARES O INDEPENDIENTES	28
1.6 ETAPA DE SENSADO Y ADECUACION	29
1.7 ETAPA DE ADECUACIÓN, AISLAMIENTO DE LAS SEÑALES DE DISPARO.....	31
1.8 DISTRIBUCIÓN DEL DOCUMENTO	31
2. HARDWARE DEL SISTEMA	33
2.1 ESQUEMA DE CONEXIÓN DE LAS ETAPAS DE POTENCIA, SENSADO Y ADECUACIÓN DE LAS SEÑALES	33
2.2 ESPECIFICACIONES GENERALES DEL MONTAJE	36
2.1.1 PCB de la etapa de potencia	36
2.1.2 Diseño del sistema de medición de las señales.....	40
2.1.3 Circuito de adecuación y aislamiento de las señales de conmutación.....	53
3. SOFTWARE DEL SISTEMA	55
3.1 DESCRIPCIÓN DEL SOFTWARE	56
3.1.1 ARES	56
3.1.2 ISIS	56

3.1.3 El módulo VSM	57
3.2 FORMAS DE ENRUTAR O TRAZAR CAMINOS.....	57
3.2.1 Forma manual.....	57
3.2.2 Forma automática	57
3.3 PROCEDIMIENTO Y REALIZACIÓN DE LAS PCB´S CON PROTEUS.....	58
4. PRUEBAS Y RESULTADOS	65
4.1 ESQUEMAS FISICOS DE LOS CIRCUITOS IMPRESOS.....	65
4.2 PRUEBAS REALIZADAS A LAS PCB	69
4.2.1 Pruebas realizadas a la PCB de potencia.....	70
4.2.2 Pruebas realizadas a la PCB del LV 25-P	70
4.2.3 Pruebas realizadas a la pcb del LA25-NP	75
4.2.4 Pruebas realizadas a la pcb de la etapa de adecuación y aislamiento de las señales de disparo de los IGBT del módulo SEMITEACH.....	78
5. CONCLUSIONES	80
BIBLIOGRAFÍA	82
REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	84
ANEXOS	86

LISTA DE FIGURAS

	Pág.
Figura 1. Ondulador autónomo.	20
Figura 2. Módulo SEMITEACH generalidades.....	23
Figura 3. Esquema de control para el módulo SEMITEACH.	26
Figura 4. Esquema de Adquisición de datos.....	30
Figura 5. Esquema de conexión de las etapas de potencia, sensado y adecuación de señal.	35
Figura 6. Etapa de potencia.....	38
Figura 7. Etapa de potencia de los circuitos de disparo de los IGBT.....	40
Figura 8. Transductor de tensión LV 25-P.	42
Figura 9. Circuito de conexión del transductor de tensión LV 25-P.	42
Figura 10. Circuito de adquisición de señal del transductor LV 25-p.	43
Figura 11. Circuito de adecuación de la tarjeta DS1104-dSPACE.....	45
Figura 12. Amplificador no inversor.	46
Figura 13. Amplificador de diferencia.....	47
Figura 14. Amplificador no inversor para salida a la tarjeta DSPACE.....	47
Figura 15. Circuito de adecuación del DSP.	48
Figura 16. Amplificador inversor.	49
Figura 17. Amplificador mixto.....	50
Figura 18. Dispositivo transductor de corriente LA 25-NP.	52
Figura 19. Circuito de conexión del transductor LA 25-NP.	52
Figura 20. Circuito esquemático de la etapa de los optoacopladores.....	54
Figura 21. Ventana de Pick Devices ISIS.	58
Figura 22. Esquemático etapa de potencia del proyecto.	59
Figura 23. Ventana Design Explorer verifica conexiones.....	59
Figura 24. Entorno de trabajo ARES.....	60

Figura 25. Rutado de pistas.....	61
Figura 26 . PCB etapa de potencia.....	62
Figura 27. Segunda PCB fuente de alimentación.....	63
Figura 28. PCB etapa de sensado de tensión.....	63
Figura 29. PCB etapa de sensado de corriente.....	64
Figura 30. PCB etapa aislamiento y adecuación de las señales de disparo.....	64
Figura 31. PCB de la etapa de potencia.....	66
Figura 32. PCB para el sensado de tensión.....	66
Figura 33. PCB de sensado de corriente.....	67
Figura 34. PCB de la etapa de adecuación y aislamiento de las señales de conmutación del módulo SEMITEACH-IGBT.....	68
Figura 35. PCB de la etapa de potencia para la etapa de aislamiento y adecuación de las señales de conmutación.....	69
Figura 36. Detalle de las pistas de la PCB de la etapa de potencia para el circuito de aislamiento y adecuación de las señales de conmutación.....	69
Figura 37. Tensión a monitorear de la red.....	73
Figura 38. Tensión a la salida del transductor LV25-P.....	73
Figura 39. Tensión de la red medida después del circuito de acondicionamiento, tensión de entrada a la DSPACE.....	74
Figura 40. Tensión de la red medida después del circuito de acondicionamiento, tensión de entrada al DSP.....	74
Figura 41. Tensión a la salida del transductor LA25-P. 1 Bombilla.....	77
Figura 42. Tensión de la red medida después del circuito de acondicionamiento, corriente de entrada a la DSPACE.....	77
Figura 43. Tensión de la red medida después del circuito de acondicionamiento, corriente de entrada a la DSP.....	78
Figura 44. Onda de entrada contra la onda de salida.....	78
Figura 45. Tiempo de bajada de la señal de conmutación.....	79
Figura 46. Tiempo de subida de la señal de conmutación.....	79

LISTA DE TABLAS

	Pág.
Tabla 1. Conectores del módulo SEMITEACH.	23
Tabla 2. Rangos de tensión-corriente DSPACE Y DSP.....	53
Tabla 3. Caracterización del LV25-P.	71
Tabla 4. Caracterización del LA25-NP.....	75

LISTA DE ANEXOS

	Pág.
ANEXO A. DataSHEET del transductor de tensión LV25-P	86
ANEXO B. Data SHEET del transductor de corriente LA25-NP	89
ANEXO C. Data SHEET del regulador LM338K	91

RESUMEN

TÍTULO:SISTEMA DE ADECUACIÓN Y ADQUISICIÓN DE SEÑALES ELÉCTRICAS PARA EL CONTROL Y MONITORIZACIÓN DEL MÓDULO SEMITEACH-IGBT DE SEMIKRON*

AUTORES: MENESES AGRESOTH, Victor Elias**
ALMEYDA RUEDA, Jaime Armando

PALABRAS CLAVES: Módulo Semiteach-Igibt De Semikron, Inversor De Potencia, Adecuación Y Adquisición De Señales

DESCRIPCIÓN:

Este trabajo describe la implementación de un sistema de adquisición de señales eléctricas de tensión y corriente para las tarjetas de control Texas Instruments TMS320F2812 de punto fijo y la tarjeta DSPACE 1104; y a su vez el diseño de un sistema para la adecuación y aislamiento de las señales de control de los IGBT del módulo SEMITEACH-IGBT.

Durante este proceso se simularon y probaron individualmente todos los circuitos que integran las etapas de adquisición y sensado de los parámetros eléctricos. Por un lado se implementó una etapa correspondiente a las fuentes de alimentación de los sensores y el sistema de adecuación y aislamiento, utilizando topologías basadas en puentes rectificadores completos con diferentes reguladores según el tipo de tensión continua requerida a la salida. Asimismo se diseñaron las etapas de sensado y aislamiento para el control y monitorización del módulo SEMITEACH IGBT, contando cada una de estas con arreglos circuitales que permiten que desempeñen dicha función. Para el desarrollo de cada uno de estos módulos se contó con documentación obtenida de proyectos de grado anteriores, artículos y libros de texto especializados. Las pruebas individuales permitieron caracterizar cada circuito para encontrar los valores máximos de tensión y corriente soportados por cada uno de los dispositivos.

Luego de haber analizado el comportamiento y las limitaciones de cada uno de los circuitos, se procedió a implementar el circuito final: se diseñaron los circuitos impresos (PCB, *Printed Circuit Board*) tanto los que corresponden a los sensores de corriente, como los de tensión, así como para la etapa de adecuación y aislamiento y la etapa de alimentación, realizando las respectivas pruebas a cada circuito impreso bajo condiciones similares a las de operación real.

* Proyecto de Grado

** Facultad de Ingenierías Físico Mecánicas. Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones. Director: María Alejandra Mantilla Villalobos, Ingeniera Electrónica

ABSTRACT

TITLE: ADEQUACY AND ACQUISITION SYSTEM ELECTRICAL SIGNAL FOR THE CONTROL AND MONITORING MODULE SEMITEACH-IGBT OF SEMIKRON*

AUTHORS: MENESES AGRESOTH, Victor Elias
ALMEYDA RUEDA, Jaime Armando**

KEY WORDS: Semiteach-Igbt Module Semikron, Power Inverter, Inverter, Adequacy And Acquisition Of Signals

DESCRIPTION:

This work describes the implementation of a system for acquisition electrical signals for voltage and current control cards Texas Instruments TMS320F2812 of fixed point and DSPACE 1104 card; and in turn the design of the adequacy and isolation system for the control signals of the IGBTs SEMITEACH-IGBT.

During this process were simulated individually tested and all circuits comprising the steps of acquisition and sensing electrical parameters. On one side was implemented step corresponding to the power supplies of the sensors and the adequacy and isolation system using topologies with different full bridge rectifiers regulators depending on required DC voltage at the output. Sensing and isolation stages were designed for monitoring and protection control module SEMITEACH-IGBT. For the development of each circuit, information from previous project degrees, Internet and specialized text books were used. The individual test of each circuit allowed the characterization of each section to find the maximum reaches of voltage and current, supported by each device.

Once the behavior and limitations of each circuit module were analyzed, a final circuit was constructed: A printed circuit was designed boards (PCB's) corresponds a current and voltage sensor, thus uniting the power stage with the electronic stage necessary for measurement of electrical parameters.

*Degree Project

** Physics Mechanical Engineering Faculty. Electric, Electronic and Telecommunications Engineer School. Director: María Alejandra Mantilla Villalobos, Electronics engineer.

INTRODUCCIÓN

Un inversor de potencia es un circuito utilizado para convertir corriente continua en corriente alterna. La función de un inversor es cambiar una tensión de entrada de corriente directa a una tensión simétrica de salida de corriente alterna, con la magnitud y frecuencia deseada por el usuario o el diseñador [1].

En la actualidad son muchas las utilidades dadas a los inversores dentro de las cuales se destacan, la conversión de corriente continua generada por paneles solares en corriente alterna, controles de par, velocidad y posición de máquinas de CA, fuentes ininterrumpibles de tensión (UPS), filtros activos de potencia, automóviles solares, caldeo por inducción, balastos electrónicos, energía eólica, entre otras.

Hoy en día, son numerosos los convertidores de potencia conectados a redes eléctricas, comportándose estos como dispositivos no lineales. La implementación de estos convertidores depende de la aplicación, del nivel de potencia y de los dispositivos semiconductores empleados en estos [2]. Actualmente el grupo de investigación GISEL de la Universidad Industrial de Santander se encuentra trabajando en el control y la monitorización de un inversor de potencia utilizando el módulo SEMITEACH-IGBT de SEMIKRON, el cual será posteriormente utilizado en diferentes tipos de aplicaciones como las mencionadas anteriormente. Para la operación de este inversor, se hace necesario el diseño y montaje de los circuitos encargados de las etapas de adquisición y adecuación de las señales eléctricas (tensiones y corrientes) necesarias para el control y monitorización del módulo SEMITEACH-IGBT, así como la etapa de adecuación y aislamiento de las señales de disparo de los IGBT (*Insulated Gate Bipolar transistor* o Transistor Bipolar de Puerta Aislada) de este módulo.

Este trabajo de investigación pretende desarrollar los circuitos de adquisición y adecuación de las tensiones y corrientes, que serán utilizadas como entradas para las tarjetas de control Texas Instruments TMS320F2812 de punto fijo y la tarjeta DSPACE 1104 utilizadas para el control del inversor; así como también el circuito de adecuación de las señales de conmutación para controlar el módulo SEMITEACH-IGBT, a partir de las tarjetas de control mencionadas, considerando que este sistema será utilizado posteriormente en aplicaciones de filtrado activo de potencia y conexión de sistemas fotovoltaicos de baja potencia.

1. INVERSORES DE POTENCIA

1.1 MARCO TEÓRICO

La aparición de los transistores de potencia y los tiristores ha facilitado enormemente la generación de una tensión o intensidad alterna a partir de una fuente de continua, promoviendo la proliferación de muchos circuitos con buenas características que hubieran sido de difícil realización mediante las técnicas clásicas, el inversor es uno de estos. En la década de los 60's, con el afán de obtener nuevas tecnologías, proyectos vanguardistas y modernización aparecen los inversores como alternativa para cumplir con estas necesidades. En un comienzo los inversores se utilizaban para transformar la energía de corriente continua en alterna (ver figura 1) y debían estar conectados a una fuente alterna del exterior que imponía la frecuencia de funcionamiento, dándoles el nombre de inversores controlados y guiados; más adelante y con la necesidad en ocasiones de precisar inversores sin conexiones a fuentes de corriente alternas exteriores y que su frecuencia de funcionamiento fuese función de las características propias del sistema, se crearon los inversores autónomos.

Figura 11. Ondulador autónomo.



Fuente: los autores

Los inversores tienen como objetivo convertir corriente continua (DC) en corriente alterna (CA). Su principio de funcionamiento se basa en el empleo de transistores que actúan a modo de interruptores permitiendo interrumpir las corrientes e invertir su polaridad [3].

Los inversores más modernos empezaron a utilizar formas más avanzadas de transistores u otros dispositivos que cumplan la misma función, como los tiristores, los GTO (*Gate Turn-Off Thyristor*) y/o los IGBT [2]. Por su funcionamiento, pueden existir inversores de pulso único por semiciclo o inversores de pulso múltiple.

La tensión de salida en los inversores de pulso único por semiciclo presenta frecuencias constituidas por múltiplos enteros de la frecuencia fundamental, lo que dificulta el filtrado de armónicos. Por otro lado, los inversores de pulso múltiple, al emplear la modulación del ancho del pulso PWM, logran que la frecuencia fundamental esté lo bastante distante de la frecuencia portadora, para luego así realizar un filtrado de armónicos más óptimo. Actualmente, la modalidad de inversores de pulso múltiple es la que más uso tiene [2].

Los inversores de alta potencia, en lugar de *MOSFETS (Metal-oxide-semiconductor Field-effect transistor)* utilizan un dispositivo de conmutación llamado IGBT. Dos aplicaciones importantes donde se ve el uso de los inversores hoy en día, son los sistemas de alimentación ininterrumpida de C.A. y los sistemas de conversión de energía fotovoltaica [4].

En este proyecto se trabajará con el módulo SEMITEACH- IGBT el cual consta de un inversor a base de IGBT como su nombre lo indica, y puede ser utilizado para diversas aplicaciones según sea la necesidad.

Dado todo esto, en este proyecto de grado se busca implementar un sistema que permita obtener las señales de entrada: tensión y corriente, para con estas controlar y/o monitorizar el módulo SEMITEACH-IGBT de SEMIKRON, así como la realización de un circuito de adecuación y aislamiento de los pulsos de disparo enviados hacia el inversor.

1.2 MÓDULO SEMITEACH DE SEMIKRON

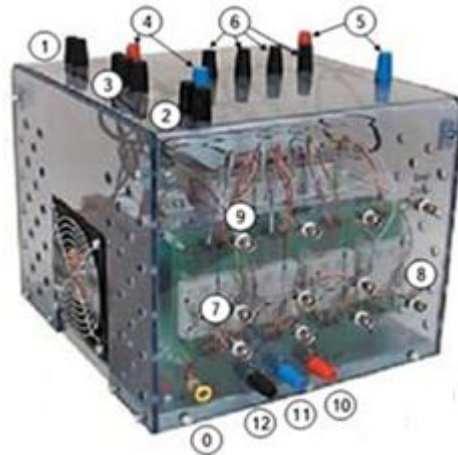
Este módulo SEMITEACH incluye un rectificador de 3 fases, 3-ramas inversor IGBT y un interruptor de frenado (Fig. 2b) [4]. Posee una caja transparente para permitir visualización de todas sus partes, protección IP2x¹ para minimizar riesgo de seguridad, conectores tipo banana / BNC externos para todos los dispositivos, unidad de accionamiento integrado que ofrece detección de cortocircuito / desconexión, detección de fallo en el suministro de energía, bloqueo de los IGBT mas aislamiento galvánico del usuario, y un disipador de calor refrigerado por aire forzado [5].

Esta configuración es muy común a la hora de construir motores de accionamiento, también se conoce como CIB (convertidor / inversor / freno), por sus siglas en ingles. Para controlar el inversor, se utilizan controladores SKHI 22R de medio puente. En el módulo SEMITEACH también se incluyen sensores de temperatura, un relé y un ventilador. En la Figura 2 y en la tabla 1, se muestra una descripción detallada de cada elemento.

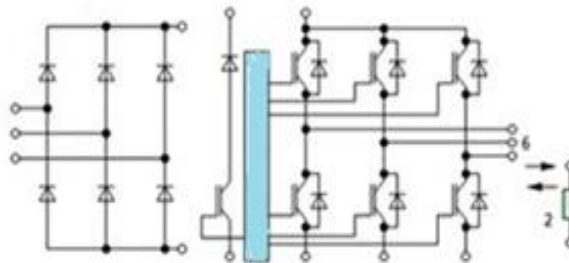
¹ Codificación internacional Estándar CEI EN 60529, protección proporcionada contra el acceso a partes peligrosas.

Figura 22. Módulo SEMITEACH generalidades.

a) Módulo SEMITEACH.



b) Diagrama esquemático del CIB.



Fuente: Sargos, F. "IGBT power electronics teaching system principle for sizing power converters", Application note AN-8005 SEMIKRON INTERNATIONAL GmbH, 2008. {En línea}. {Noviembre de 2013} disponible en (<http://www.semikron.com/>).

Tabla 11. Conectores del módulo SEMITEACH.

Nº (Fig. 1)	Tipo de conector	Cita	Tensión de trabajo:	Corriente máxima A
0	Terminal	Conexión a tierra	0	30 A
1	Terminal 4 mm	Potencia del ventilador	220V/50 Hz	1 A
2	Terminal 4 mm	Contacto térmico	15 V	5 A
3	Terminal 4 mm	Entrada rectificador	230/ 400V	30 A
4	Terminal 4 mm	Salidas DC del rectificador	600 VDC (rojo)	30 A

Nº (Fig. 1)	Tipo de conector	Cita	Tensión de trabajo:	Corriente máxima A
			+, azul-)	
5	Terminal 4 mm	IGBT inversor de entrada de CC	600 V DC (rojo +, azul-)	30 A
6	Terminal 4 mm	Salida AC del inversor y chopper	400VAC/600 VDC	30 A
7	Coaxial BNC, 50 ohmios	Entrada PWM del inversor	Lógica CMOS 0/15V	1 A
8	Coaxial BNC, 50 ohmios	Entrada de control del chopper	Lógica CMOS 0/15V	1 A
9	Coaxial BNC, 50 ohmios	La salida de la señal de error	Lógica CMOS 0/15V	1A
10	Terminal 4 mm	Conductor de alimentación 15 V	15 V	5 A
11	Terminal 4 mm	Conductor de alimentación 0 V	15V	5 A
12	Terminal 4 mm	Sensor de temperatura	0-5V	1 A

Fuente: Sargos, F. "IGBT power electronics teaching system principle for sizing power converters", Application note AN-8005 SEMIKRON INTERNATIONAL GmbH, 2008. {En línea}. {Noviembre de 2013} disponible en (<http://www.semikron.com/>).

El rectificador del SEMITEACH debe ser conectado a la red eléctrica a través de un interruptor de circuito. El diseño del montaje SEMITEACH proporciona las medidas de seguridad necesarias, todos los circuitos de alta tensión y la unidad están cerrados con una tapa de plástico. Sin embargo, se debe tener mucho cuidado a la hora de hacer la conexión de los cables de potencia y de instrumentación, debido a las altas tensiones presentes allí; esta conexión solo debe hacerse una vez comprobado que la fuente de alimentación del montaje se ha desconectado.

El convertidor es controlado por una tarjeta de control DS1104 y/o DSP (sigla en inglés de *digital signal processor*). La supresión de señales de alta frecuencia de ruido, así como el monitoreo de las condiciones de alarma que detectan sobrecorrientes y cortocircuitos apagando el modulo para su protección, hacen del SEMITEAH una herramienta robusta, además cuenta con aislamiento galvánico de los impulsos de control y circuitos de control de la puerta. El aislamiento galvánico es necesario para garantizar la seguridad, la fiabilidad y proteger el controlador de daños ocasionados por las etapas de potencia [6].

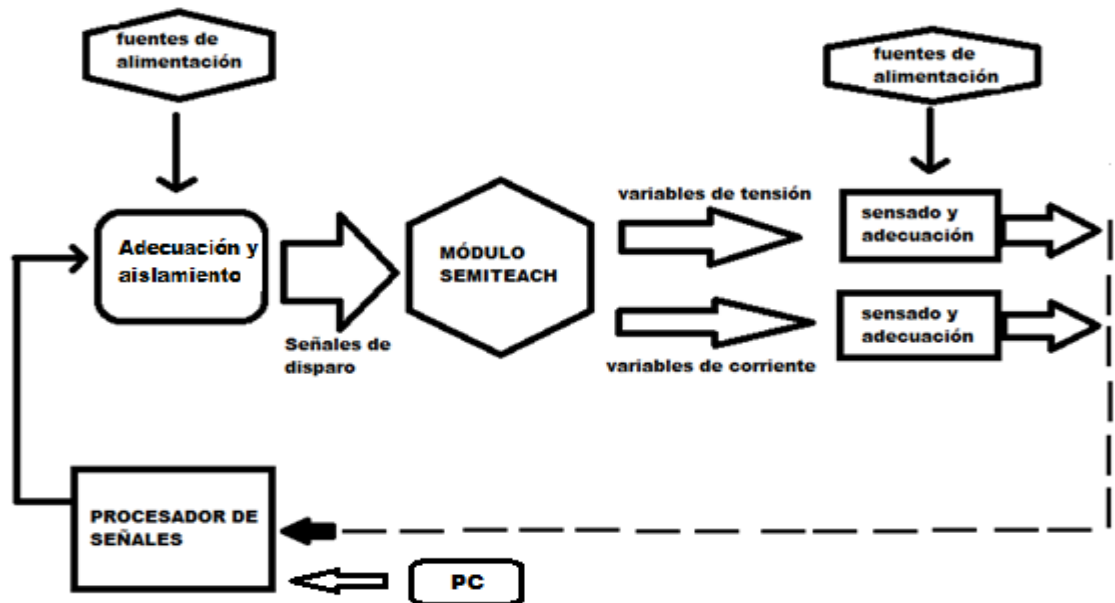
1.3 ESQUEMA GENERAL PARA EL CONTROL Y MONITORIZACIÓN DEL MÓDULO SEMITEACH

Para el control y/o la monitorización de este inversor, generalmente se requiere la utilización de procesadores de señales y de diferentes circuitos de adquisición y/o adecuación de señales. En lo que respecta a los circuitos de adecuación y adquisición, estos generalmente se enfocan en la manipulación de señales entrantes de tensión y/o corriente para llevarlas a niveles con los que se pueda trabajar, para lo cual se hará uso de sensores eléctricos. Un sensor es cualquier dispositivo que detecta una determinada acción externa [7].

Hoy en día, con la necesidad de emplear magnitudes medibles más exactas, los sensores electrónicos han ayudado no solo a medir con mayor exactitud las magnitudes, sino a poder operar con dichas medidas. Además, al hablar de sensores es importante mencionar los circuitos utilizados para el acondicionamiento de señal, ya que normalmente las señales de salida de los sensores deben ser adecuadas para luego procesarlas y así de esta forma trabajar con ellas [7].

A continuación, se presenta el esquema general para el control y/o monitorización del módulo SEMITEACH (figura 3), en la cual se aprecia como luego de ser adquiridas las señales de entrada en los respectivos circuitos de sensado de tensión y corriente, que sirven a su vez como aislamiento entre la etapa de potencia y la etapa de control, se procede a enviar dichas señales ya acondicionadas a un procesador de señales que puede ser un DSP (*Digital Signal Processor*), un microcontrolador y/o la DSPACE, dependiendo de la aplicación que desee darse a estas. Posteriormente, se plantea el circuito de adecuación y aislamiento de los pulsos de conmutación de los IGBT del módulo SEMITEACH, donde se acondiciona el nivel de tensión de las señales de disparo según las características de la etapa de control y del SEMITEACH. Esta etapa también hace de aislamiento entre las etapas de control y potencia. Finalmente, se contempla la etapa de fuentes de alimentación para alimentar tanto las etapas de sensado como la de adecuación.

Figura 33. Esquema de control para el módulo SEMITEACH.



Fuente: autores

1.4 TARJETAS DE CONTROL

1.4.1 Tarjeta DS1104-dSPACE®. La tarjeta controladora DS1104-dSPACE® con tecnología de desarrollo rápido de prototipos, es un sistema electrónico de altas prestaciones de hardware digital en tiempo real. Está diseñada para el rápido desarrollo de prototipos gracias a los recursos de hardware contenidos en ésta. La tarjeta controladora DS1104-dSPACE® se conecta eléctricamente en una ranura de expansión de recursos de hardware tipo PCI² de 32 bits de un computador. Con la DS1104-dSPACE® se pueden diseñar controladores digitales y simulación de estos en tiempo real [8].

Esta tarjeta tiene un procesador súper escala MPC 8240 de punto flotante de 64 bits en frecuencia de 250 MHz. Además tiene un procesador de señales digitales de 16 bits de punto fijo DSP TM S320F240 para propósito de intercambio de señales E/S y protocolos de comunicación como la generación de señales PWM. En lo que respecta a este proyecto, se consideran los módulos ADC (*analog-to-digital converter*) para la adquisición de las señales y el módulo PWM para generar las señales de disparo del SEMITEACH; el ADC posee 4 canales multiplexados, uno de 1x16 bit y 4 canales paralelos 4x12 bit, manejan una rango de tensión a la salida de $\pm 10V$ y un error de offset de $\pm 5mV$. Para el caso del PWM, posee 10 salidas tipo PWM con rangos de tensión entre 0-5V, una interfaz periférica serial y 4 capturas de entrada.

1.4.2 DSP TEXAS INSTRUMENTS. Un procesador digital de señales o DSP es un sistema basado en un microprocesador especializado que posee un conjunto de instrucciones, para procesar señales digitales en tiempo real. [9]

² Bus de ordenador estándar para conectar dispositivos periféricos directamente a su placa base. Acrónimo de *Peripheral Component Interconnect* (Interconexión de Componentes Periféricos).

Actualmente, dentro de los fabricantes se destaca Texas Instruments con las familias de microprocesadores TMS320C6000, TMS320C5000 y TMS320C64x cada uno con una arquitectura particular de acuerdo al uso y/o aplicación que se le dará finalmente. Dentro de las aplicaciones dadas a estos microprocesadores destacan: filtros digitales, síntesis y reconocimiento de voz, compresión/transmisión de imágenes, modelización de sistemas, servocontrol, tv y audio digitales, acondicionamiento de señales, posicionamiento global, sistemas de obtención y tratamiento de imágenes médicas, entre otras.

Para el desarrollo de este proyecto, se consideró un DSP de la familia TMS320F281x que tiene una frecuencia de hasta 150 MHz, ADC: 2 x 8 canales tiempo de conversión 80ns, 0 ~ 3V, dos sistemas independientes de bus: bus de programa y bus de datos, se pueden ejecutar la mayoría de las operaciones matemáticas debido a los registros internos que posee que son de 32 bits y además posee respuesta rápida a interrupciones de almacenando de registros críticos, 12 canales PWM y rendimiento hasta de 150 *MIPS (Microprocessor without Interlocked Pipeline Stages)*. Todas estas prestaciones, hacen de esta una unidad flexible que permite ejecutar un mayor número de instrucciones, reduciendo el tamaño del código e incrementando la eficiencia del compilador [10].

1.5 FUENTES AUXILIARES O INDEPENDIENTES

Junto con todos los dispositivos que forman parte del módulo SEMITEACH y del control del mismo, se hace necesaria la realización de las fuentes de alimentación indispensables para el funcionamiento de los siguientes dispositivos:

- ❖ **Los sensores de tensión:** Emplean una alimentación dual de entre ± 12 V y ± 15 V.
- ❖ **Los sensores de corriente:** Necesitan para su funcionamiento una tensión dual de ± 15 V.

❖ **Etapa de optoacopladores:** Requieren dos alimentaciones diferentes y aisladas entre sí, con tensiones de 15 V y 5 V. Cabe resaltar que la fuente de 15V, debe soportar corrientes de hasta 5A, ya que también será utilizada para energizar la etapa de manejadores (*drivers*) del módulo SEMITEACH-IGBT.

La selección de las fuentes fue realizada luego de hacer el cálculo de las potencias máximas consumidas por los dispositivos anteriormente mencionados.

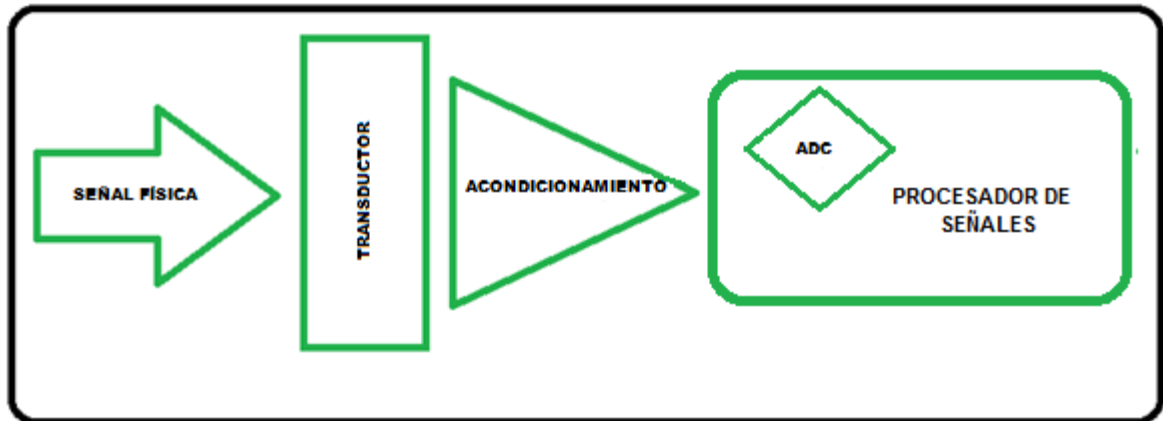
1.6 ETAPA DE SENSADO Y ADECUACION

Un sensor, es un dispositivo diseñado para recibir información de una magnitud externa y transformarla en otra magnitud, que comúnmente es eléctrica, la cual se puede cuantificar y manipular. Cuando se habla de un transductor, se entiende que es un dispositivo que convierte una señal de una forma de energía en otra señal de naturaleza diferente, tratándose incluso de señales no eléctricas [11]. En este caso las señales a medir corresponden a variables eléctricas (corrientes y tensiones).

La confiabilidad es una de las características importantes en los sensores y transductores, ya que muestra de forma precisa la capacidad que tienen para trabajar bajo ciertas condiciones, por lo cual y como los transductores utilizados en este proyecto estarán conectados a red y pueden durar funcionando un tiempo prolongado, la robustez de estos dispositivos, dará fiabilidad y seguridad a las medidas hechas para llevar a cabo el monitoreo del módulo SEMITEACH [12].

Para la medición de determinada magnitud física, se hace necesario un sistema para adquirir y adecuar los datos que se desea controlar, debido a que en muchas ocasiones no cumplen con las especificaciones del dispositivo que les dará a estos la aplicación deseada. En la siguiente figura, se ven las etapas que componen un sistema de adquisición de datos:

Figura 44. Esquema de Adquisición de datos.



Fuente: los autores

Como se puede observar en la anterior figura, existen una serie de procesos los cuales deben realizarse para la obtención de los datos correspondientes a las tensiones y corrientes del módulo SEMITEACH.

En primer lugar, se utiliza un transductor que convierte la magnitud física que se desea medir en una señal de salida que pueda ser procesada por el sistema. Por esta razón, se requiere que el transductor altere lo menos posible la medida realizada [11].

En segundo lugar, la parte del acondicionamiento de la señal es la encargada de adecuar la señal que sale del transductor a la entrada del convertidor analógico / digital. Principalmente lo que se hace es, adaptar el rango de las tensiones y/o corrientes que salen del sensor con las de entrada al convertidor, para finalmente acoplar la impedancia de salida de uno con la de entrada del otro.

En el sistema del convertidor A/D, luego de obtener la señal digital de salida, se realizan las funciones de cuantificación y codificación. En el proceso de cuantificación se pierden datos, debido a que para valores infinitos en la entrada, en la salida solo se puede existir una cantidad determinada de valores. En el caso

de la codificación lo que se hace es dar un código binario a la señal digital que más adelante pueda ser reconocido por otros dispositivos [13].

1.7 ETAPA DE ADECUACIÓN, AISLAMIENTO DE LAS SEÑALES DE DISPARO

La disposición de todos los dispositivos en esta etapa debe garantizar el aislamiento y acondicionamiento de las señales de conmutación del IGBT SEMITEACH de SEMIKRON, las cuales son generadas a partir la tarjeta DS1104-dSPACE® o el DSP TMS320F2812. En este sentido, esta etapa se encarga de aislar el sistema de control de la etapa de potencia y así mismo acondicionar las señales de tensión de entrada a los *drivers* de los IGBT del SEMITEACH.

1.8 DISTRIBUCIÓN DEL DOCUMENTO

Para el desarrollo de este trabajo se ha realizado la documentación de cada una de las etapas implementadas para la construcción de los circuitos utilizados en la adquisición y adecuación de las señales eléctricas para el control y/o monitorización del módulo SEMITEACH-IGBT de SEMIKRON, exponiendo las especificaciones y los criterios utilizados para la selección de los diferentes elementos que constituyen cada circuito. A continuación se muestra una visión general de la estructura de este documento.

En el presente capítulo, se ha recopilado la información de los principales temas concernientes a los inversores de potencia, sensores y módulo SEMITEACH-SEMIKROM, dando a conocer sus características y utilidades en la actualidad. De igual forma se han mostrado las principales especificaciones de la tarjeta DS1104-dSPACE® y el DSP de Texas Instruments TMS320F2812 utilizados para el desarrollo de este proyecto.

En el capítulo 2 se presentan las diferentes etapas de hardware de los circuitos y los criterios de diseño tenidos en cuenta para su construcción. El hardware consta principalmente de una etapa de potencia donde están las fuentes de alimentación de todos los bloques, las etapas de sensado y la etapa de adecuación y asilamiento de los pulsos de disparo. Se describen y detallan todos los circuitos utilizados, dando sus características de funcionamiento e implementación.

El capítulo 3 hace referencia a todo lo relacionado con el software empleado en este proyecto. La aplicación más importante dada al software, está en el diseño de los circuitos impresos utilizados en la adquisición y adecuación de las señales eléctricas encargadas de monitorear el módulo SEMITEACH-SEMIKROM, para lo cual se utilizó el demo del software PROTEUS Lite versión 8³, versión gratuita que permite la realización de estos circuitos.

En el capítulo 4 se exponen los resultados alcanzados, donde se valida el desempeño de los circuitos realizados.

Finalmente, en el capítulo 5 se concluye de acuerdo a los resultados obtenidos y se presentan las recomendaciones hechas por los autores.

Para terminar, se agrega una sección de anexos que da a conocer información adicional utilizada en la realización de este proyecto con el fin de complementar todo lo documentado en esta tesis de grado.

³ Disponible en <http://www.labcenter.com/index.cfm>

2. HARDWARE DEL SISTEMA

En éste capítulo se describe el proceso de montaje de los componentes circuitales que han sido necesarios para la creación de los circuitos encargados de la adquisición y adecuación de las señales eléctricas para la monitorización del módulo SEMITEACH-IGBT de SEMIKRON. En lo referente a este tema, existen tres partes relevantes. Por un lado, se encuentra todos los circuitos utilizados en la etapa de potencia requerida para la alimentación de las etapas de sensado y adecuación de las señales. Por otra parte, la etapa dedicada al sensado de las principales señales analógicas, necesarias a la hora de supervisar el funcionamiento del módulo SEMITEACH-IGBT de SEMIKRON. Asimismo, se presenta la descripción de una tercera etapa encargada de aislar y adecuar las señales de disparo de los IGBT.

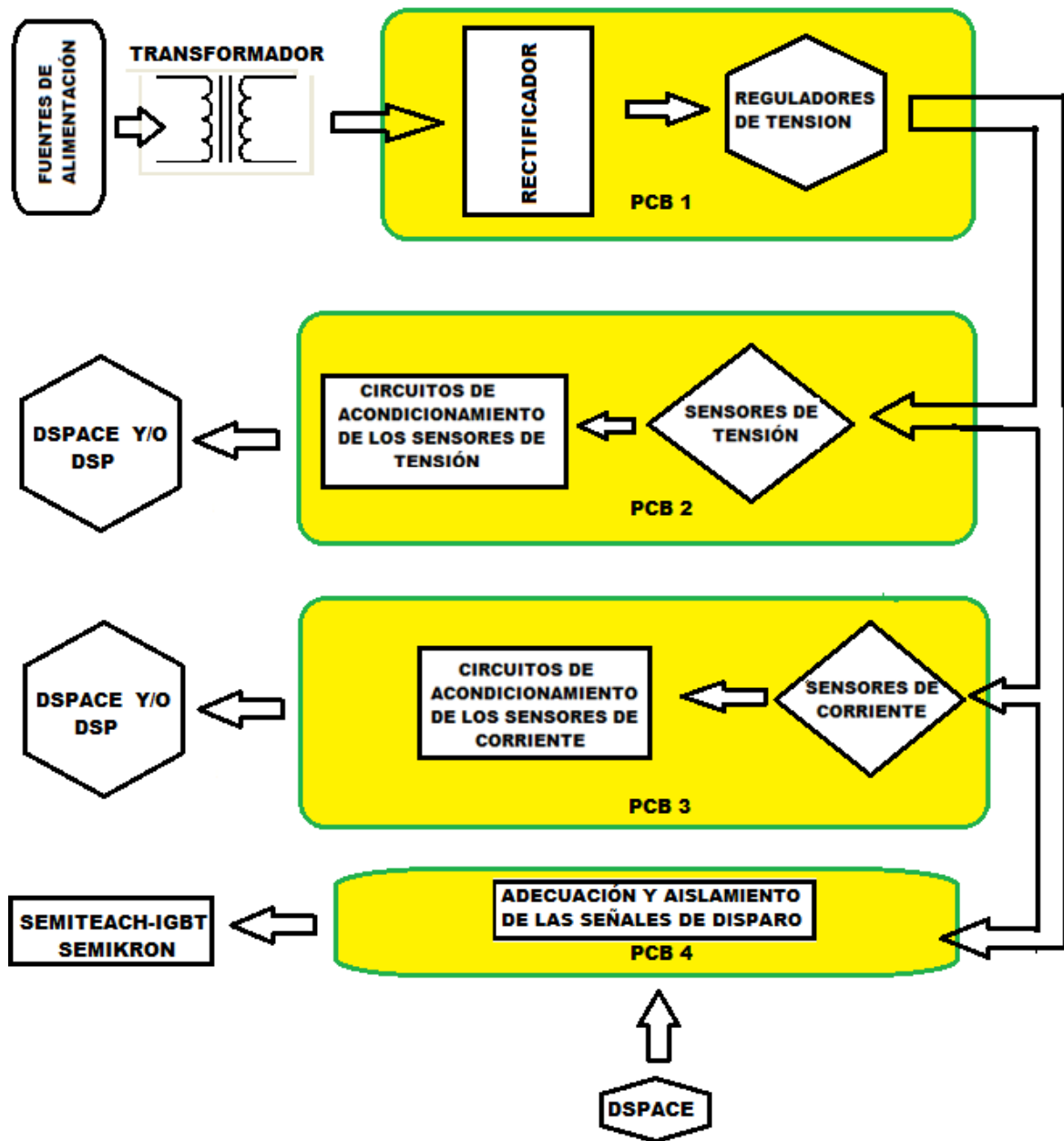
2.1 ESQUEMA DE CONEXIÓN DE LAS ETAPAS DE POTENCIA, SENSADO Y ADECUACIÓN DE LAS SEÑALES

Para la realización de estos circuitos se comenzó por la selección de los componentes de la etapa de potencia teniendo en cuenta un montaje previo proporcionado por la tesis "*Control de filtros activos de potencia para la mitigación de armónicos y mejora del factor de potencia en sistemas desequilibrados*" realizada por el Dr Johann Farith Petit Suárez, para la obtención del título de doctor, así como también los dispositivos de sensado y circuitos de adecuación de las señales medidas. En la figura 5, se muestra la forma de conexión y los bloques físicos en los que se dividió la construcción de estos circuitos, además de un esquema del diseño de todo lo referente a la implementación de los circuitos de sensado y el acondicionamiento utilizados en el desarrollo de esta tesis. Tal como se observa en el diagrama, se considera el diseño y construcción de cuatro

tarjetas de circuito impreso (PCB, *Printed Circuit Board*) cuya funcionalidad se describe a continuación:

- ❖ En la PCB1, se incluyen los puentes rectificadores junto con los reguladores de tensión que proveen la alimentación a los circuitos de sensado y acondicionamiento de las señales de tensión y corriente y al circuito de adecuación y asilamiento de los pulsos de disparo de los IGBT.
- ❖ La PCB2 está conformada por el circuito de sensado y adecuación de la señal de tensión proveniente de todos los dispositivos a monitorear.
- ❖ Para la PCB3, se encuentra el circuito de medición relacionado con los sensores de corriente.
- ❖ Por último, la PCB4 donde están los búfer y los optoacopladores que adecuan las señales de disparo de los IGBT, acoplan impedancias y a su vez funcionan como elementos de aislamiento para separar elementos del circuito que operan con niveles de tensión y corriente diferentes.

Figura 55. Esquema de conexión de las etapas de potencia, sensado y adecuación de señal.



Fuente: los autores

2.2 ESPECIFICACIONES GENERALES DEL MONTAJE

En este proyecto se ha realizado el diseño de los circuitos impresos que incluye los elementos correspondientes a la etapa de potencia, los dispositivos utilizados en el sensado de los parámetros eléctricos como lo son la tensión y corriente y finalmente se realizó una etapa encargada de adecuar las señales de disparo para cada rama del inversor, conocidos como también como *drivers*.

La consideración más importante tenida en cuenta a la hora de realizar este diseño ha sido el identificar las corrientes que circularan por las PCB, para con ello emplear planos de masa adecuados y en este caso muy diferentes uno del otro. También se tuvo en cuenta que algunas de las PCB necesitaban tierras aisladas y de una buena disposición en cuanto a la ubicación de cada uno de sus elementos, para evitar calentamiento de los mismos.

2.1.1 PCB de la etapa de potencia. Esta etapa es utilizada para alimentar todos los bloques, tanto los encargados del sensado de las señales como el bloque de la adecuación de las señales de disparo. Para lo anterior, la etapa de potencia debe proporcionar las siguientes tensiones:

- Fuente de alimentación de DC de ± 15 V a 1 A, para las etapas de sensado.
- Fuente de alimentación de DC de 5 V a 1 A, para las etapas de sensado.
- Fuente de alimentación de DC de 15V a 1 A, tierra *drivers* SEMITEACH-IGBT.

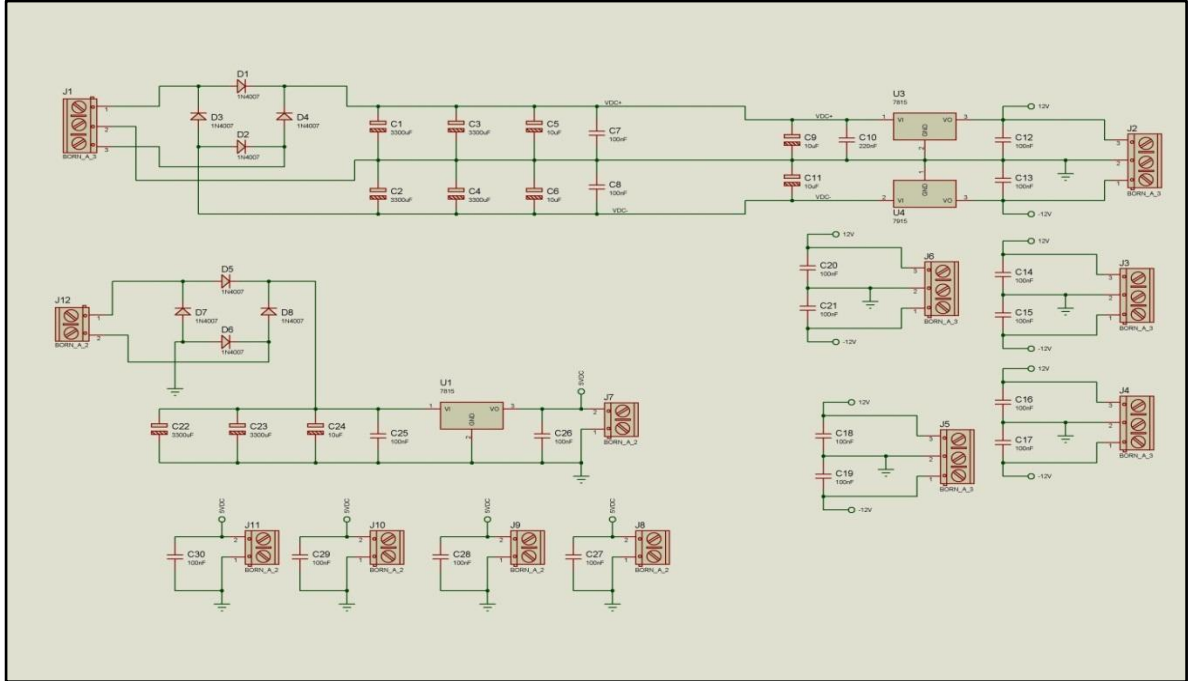
Partiendo de lo anterior, se diseñaron dos PCB de potencia para que cumpliera con estas especificaciones. La primera PCB es utilizada para generar las fuentes de ± 15 V y 5 V con referencia tierra de control y la segunda PCB utilizada para generar la fuente de 15V con referencia tierra *drivers* SEMITEACH-IGBT.

Para la elaboración de la primera PCB de potencia (ver figura 6a), se considera en primera instancia que ésta es alimentada a partir un transformador (ver figura 6b) con una bobina en el primario (127 V a 60 Hz) y tres en el secundario: una de 8 V y dos de 18 V, que soportan una corriente de 1 A. Los devanados del secundario del transformador son conectados a la PCB por medio de borneras de circuito impreso, que establecen la conexión con los demás componentes electrónicos. Se consideran dos rectificadores monofásicos en puente completo que constan de diodos 1N4007 para rectificar la onda sinusoidal de entrada.

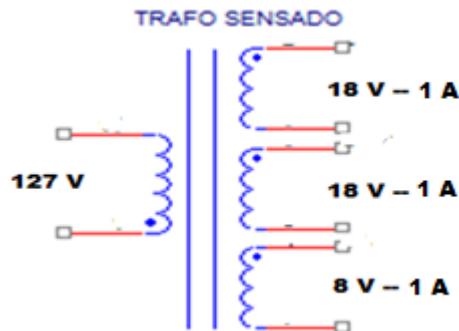
A la salida de estos rectificadores se conectan filtros de capacitores de 3300 μF a 35 V, 10 μF a 50 V y 100 nF que disminuyen el rizo de la onda rectificada. Para finalizar esta etapa, se cuenta con los reguladores LM7815C, LM7915C y LM7805 junto a sus correspondientes circuitos de trabajo para obtener unas salidas de +15 V, -15 V y de 5 V respectivamente, todos estos dispositivos fueron tomados de un montaje previo proporcionado por la tesis "*Control de filtros activos de potencia para la mitigación de armónicos y mejora del factor de potencia en sistemas desequilibrados*" realizada por el Dr Johann Farith Petit Suárez, para la obtención del título de doctor.

Figura 66. Etapa de potencia.

a) Circuito esquemático de la etapa de potencia.



b) Transformador para las etapas de potencia.



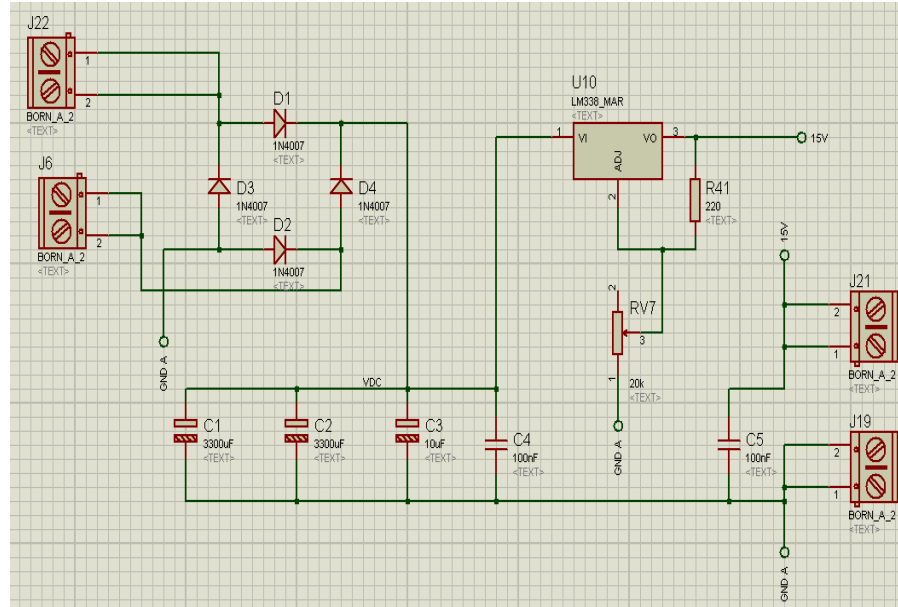
Fuente: los autores

En el caso de la segunda PCB, realizada para alimentación de DC de 15V a 1 A, para los *drivers* SEMITEACH-IGBT (ver figura 7a), se decidió hacer una PCB independiente para evitar que estas corrientes ocasionaran daños en otros equipos, a la hora de hacer la conmutación de los IGBT del SEMITEACH. La

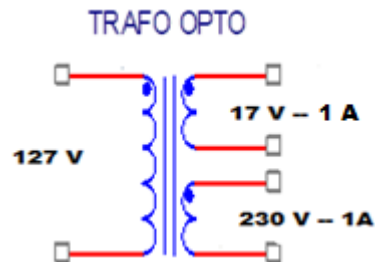
alimentación de esta PCB se hace a través de un transformador (ver figura 7b) con un bobinado en el primario (127 V a 60 Hz), y dos bobinados en el secundario, uno de 17 V y otro de 230 V, con capacidad de corriente en cada bobinado 1 A cada uno. El bobinado de 230 V es utilizado para alimentar independientemente el ventilador del módulo SEMITEACH-IGBT. Por su lado, el bobinado de 17 V es conectado a la PCB y esta onda sinusoidal luego se rectifica con una estructura de puente rectificador monofásico, en donde se utilizaron diodos 10A10MIC con capacidad de 10 A, a la salida de este, se conectan filtros de capacitores de 3300 μ F a 35 V, 10 μ F a 50 V y 100 nF que disminuyen el rizo de la onda rectificada. Seguidamente se colocó el regulador ajustable de tensión LM338K, que cumple con las condiciones de corriente necesitadas; además por medio del circuito de trabajo proporcionado en la hoja de datos del regulador (ver anexo C), se adecuó la tensión de salida a los niveles deseados, todos los dispositivos utilizados proporcionados por la tesis *“Control de filtros activos de potencia para la mitigación de armónicos y mejora del factor de potencia en sistemas desequilibrados”* realizada por el Dr Johann Farith Petit Suárez, para la obtención del título de doctor.

Figura 77. Etapa de potencia de los circuitos de disparo de los IGBT.

a) Circuito esquemático de la etapa de potencia para los *drivers*.



b) Transformador para la etapa de potencia de los *drivers*.



Fuente: los autores

2.1.2 Diseño del sistema de medición de las señales. Para el correcto funcionamiento del módulo SEMITEACH-IGBT de SEMIKRON utilizado en este proyecto, se requiere del empleo de circuitos de sensado para la medición de las principales magnitudes eléctricas (tensión y corriente) del sistema.

2.1.2.1 Módulo de sensado y acondicionamiento: La etapa de sensado está constituida por una serie de arreglos circuitales que junto con los transductores permiten captar los parámetros eléctricos como lo son tensión y corriente. Cada transductor de medida lleva consigo un circuito de adecuación de señal que se encarga de tratar la señal analógica obtenida del sensor y adecuarla de tal forma que, los rangos de salida estén entre 0 y 3 V y ± 10 V, esta limitación viene impuesta por el DSP y la tarjeta DS1104-dSPACE respectivamente, que solo puede convertir señales que se encuentren entre estos límites.

2.1.2.2 Sensores de tensión: Para el monitoreo y/o control del módulo SEMITEACH-IGBT de SEMIKRON, se requiere de la medición de ciertos parámetros eléctricos, la tensión de la red es uno de ellos. El dispositivo utilizado para la medición es un transductor de tensión modelo LV 25-P (ver figura 8), basado en sensor de corriente de efecto hall. Este dispositivo dispone de aislamiento galvánico y es capaz de medir tensiones nominales de entre 10 y 500 V. El principio de funcionamiento de este sensor es el siguiente: se comporta como un transformador que genera una corriente del lado secundario proporcional a la del lado primario [1].

Entre sus características principales se tienen las siguientes:

- Rango máximo de tensión 500V
- Rango máximo de corriente ± 14 A
- Corriente nominal rms 10mA
- Tensión de alimentación ± 15 Vcd
- Rango de conversión 2500 / 1000
- Tiempo de respuesta 40 μ s
- Temperatura de operación -25 + 85 °C
- Ancho de banda 0-150 kHz

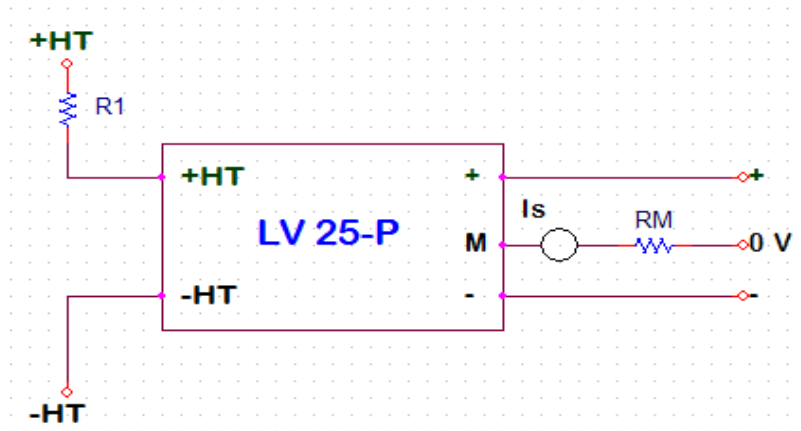
Figura 88. Transductor de tensión LV 25-P.



Fuente: <http://www.digikey.com/product-detail/en/LV%2025-P/398-1019-D/409832>.

Este elemento de medida requiere de un circuito de conexión mostrado en la figura 99, que consiste en dos elementos resistivos situados a la entrada y a la salida del sensor. La resistencia R1 tiene como función transformar la tensión que se quiere medir en una corriente ($i_{primario}$). La resistencia de medida R_M , situada a la salida del sensor, permite adaptar la corriente de salida que proporciona el sensor, a los valores de tensión de salida según los requerimientos del diseño. Para más especificaciones ver ANEXO A.

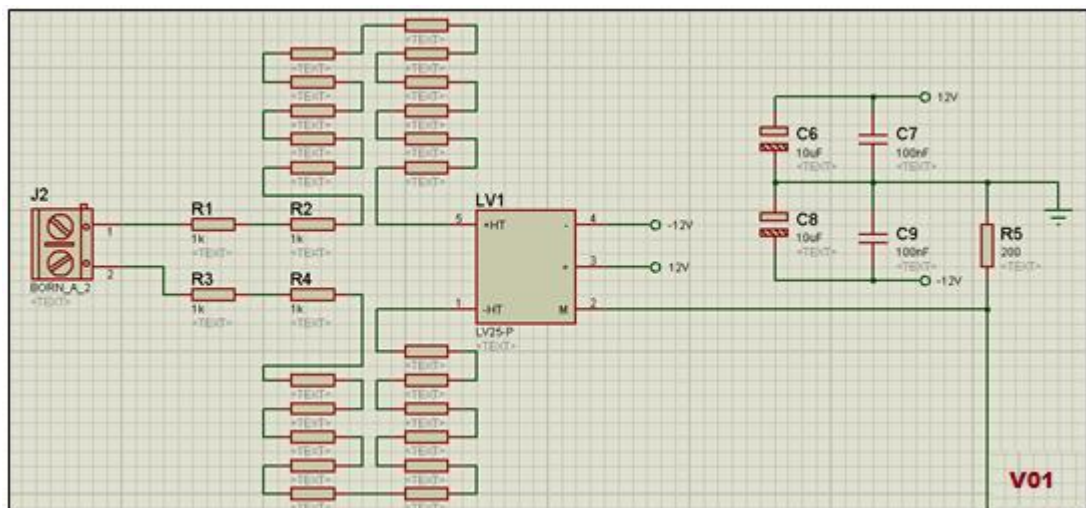
Figura 99. Circuito de conexión del transductor de tensión LV 25-P.



Fuente: Los autores

Para realizar la medida de tensión de red, se tienen en cuenta las características de la red eléctrica en Colombia, se trabajó con una tensión de 127 Vrms a una frecuencia de 60 Hz. De este modo, el valor máximo que se medirá en el sensor es de 180 V pico. Revisando las hojas de datos dadas por el fabricante para este transductor, se observa que la corriente por el primario debe ser a lo máximo 10mA. El valor de la resistencia R1 utilizado para estas condiciones es de 25k Ω , con el fin de dar una utilidad modular a esta PCB, petición ella por el director de proyecto. Además, cabe resaltar que para obtener este valor de R1 en este proyecto se dispone de un arreglo de 25 resistencias de precisión, cuyo valor es de 1k Ω para cada una (ver figura 10) conectadas de tal forma que se pueden retirar y dar otro valor a R1, para de esta manera poder trabajar con tensiones más elevadas hasta los 500 V, sin olvidar la limitación de la corriente de entrada del transductor. Otro aspecto a tener en cuenta para la elección de esta resistencia, es que la potencia máxima disipada será el producto de la tensión eficaz de red por la corriente que circula por esa resistencia, es decir, $P_{R1} = 127 * 7.2 * 10^{-3} = 0.9114 W$, potencia máxima que se disipará en la resistencia.

Figura 1010. Circuito de adquisición de señal del transductor LV 25-p.



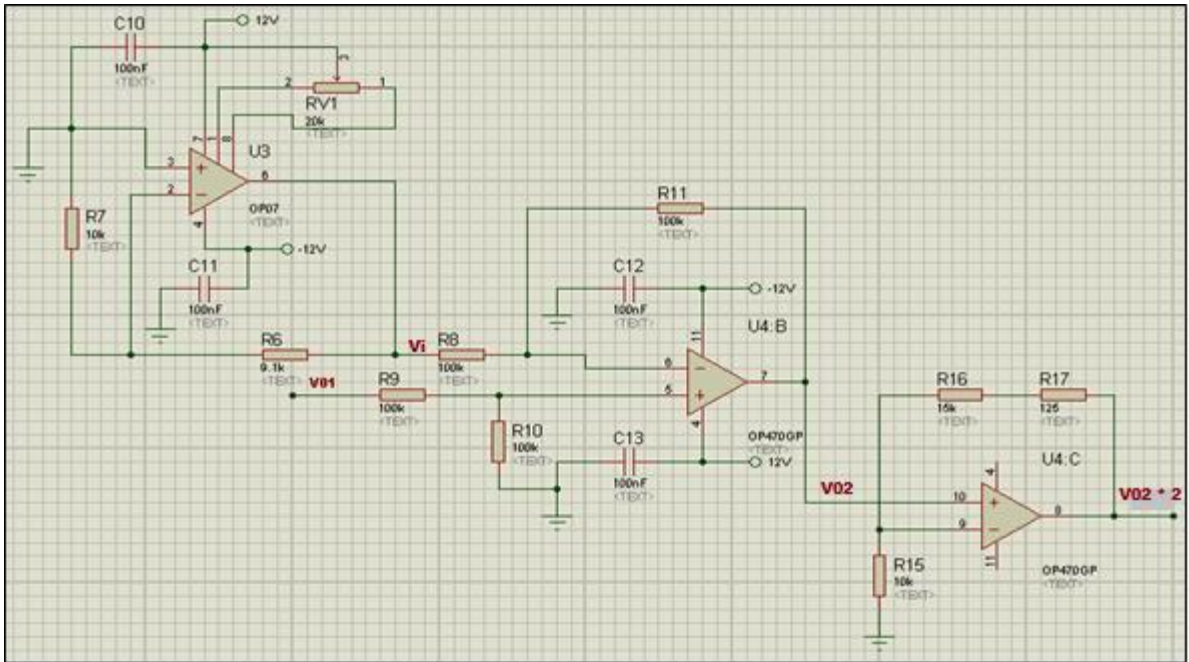
Fuente: los autores

Para el cálculo de RM se debe tener presente que según las hojas de catálogo, ésta debe estar entre 100 y 350 Ω para la tensión de alimentación de ± 15 V, que es la empleada en este caso. Para este proyecto se introdujo una RM de 200 Ω con la finalidad de obtener a la salida del sensor una tensión máxima de 5 V, con la corriente máxima en el secundario del transductor que son 25mA. A partir de allí, colocando un circuito de adecuación para dicho valor de salida, se logra que la tensión de salida se encuentre dentro de unos límites aceptables para el DSP y/o la tarjeta DS1104-dSPACE.

2.1.2.3 Circuito de acondicionamiento de la tensión sensada: Debido a que las señales para monitorear el módulo IGBT de SEMIKRON deben ser digitales, las señales analógicas de los sensores, ya sean de tensión o de corriente, tienen que ser convertidas a valores digitales. Para realizar esta transformación se emplean convertidores A/D integrados tanto en el DSP como en la tarjeta DS1104-dSPACE, cuyo valor de entrada debe estar comprendido en los rangos de 0 a 3 V y de -10 a 10 V, respectivamente. Sin embargo, las tensiones a la salida de los sensores son bipolares y de rangos distintos a los permitidos tanto por el DSP como por la tarjeta DS1104-dSPACE, motivo por el cual se precisa de un circuito de acondicionamiento que adapte esta señal a los rangos admitidos por dichos dispositivos.

La primera parte del circuito de acondicionamiento del sensor de tensión se puede observar en la figura 11, donde se ajustan los valores para obtener los rangos permisibles por la tarjeta DS1104-dSPACE, que son tensiones de ± 10 V. Estos circuitos constan de disposiciones con amplificadores operacionales, para con ellos llevar a cabo la adecuación que se necesita.

Figura 1111. Circuito de adecuación de la tarjeta DS1104-dSPACE.



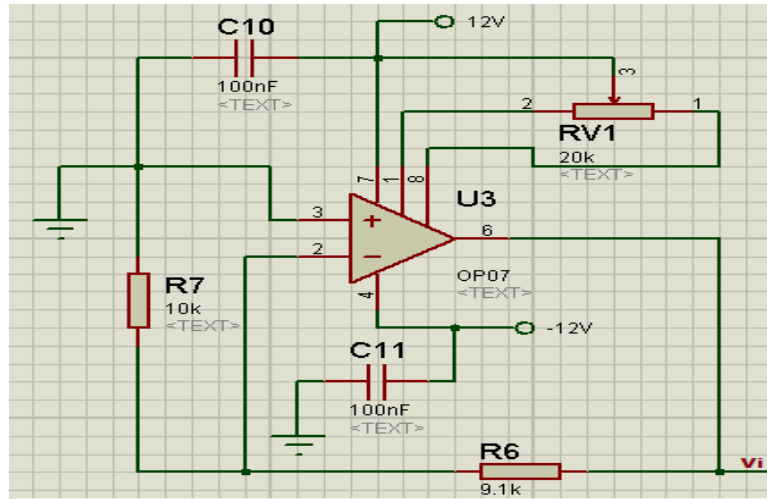
Fuente: los autores

En primera instancia, aparece un circuito cuya configuración es la de un amplificador no inversor (ver figura 12), cuya tensión en la entrada es de 0 V, lo cual obliga que la tensión de salida sea 0 V también. La expresión que relaciona la tensión de entrada con la de salida para esta configuración es la siguiente:

$$V_i = 1 + \frac{R_6}{R_7} V_{ent}$$

Donde se ve claramente que si la tensión de entrada es nula, la tensión de salida tendrá cero por valor, sin importar los demás parámetros de la expresión. A esta tensión de salida se le da el nombre de V_i .

Figura 1212. Amplificador no inversor.



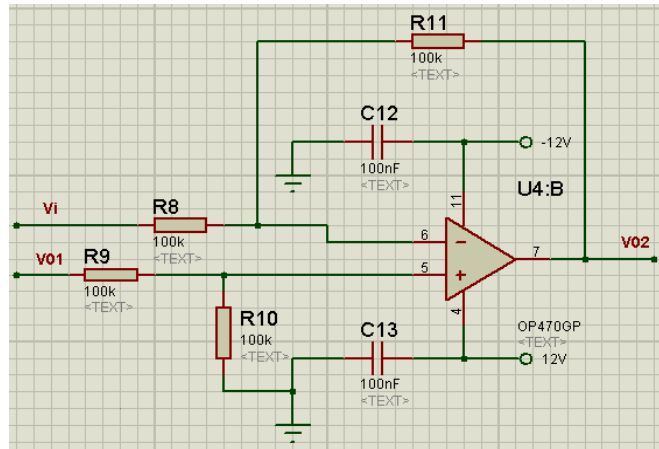
Fuente: los autores

Posteriormente se encuentra una configuración de nombre amplificador de diferencia (ver figura 13). La expresión que relaciona tensiones de salida y entrada en esta última configuración es:

$$V_{02} = \frac{R_{11}}{R_8} V_{01} - V_i$$

Para este caso, se le ha dado el nombre V_{01} a la tensión de salida del transductor, V_i es la salida de la configuración anterior, R_{11} y R_8 tienen valores de $100\text{k}\Omega$ cada una, logrando así, que la tensión de salida sea igual a V_{01} . La tensión de salida en esta configuración ha sido llamada V_{02} .

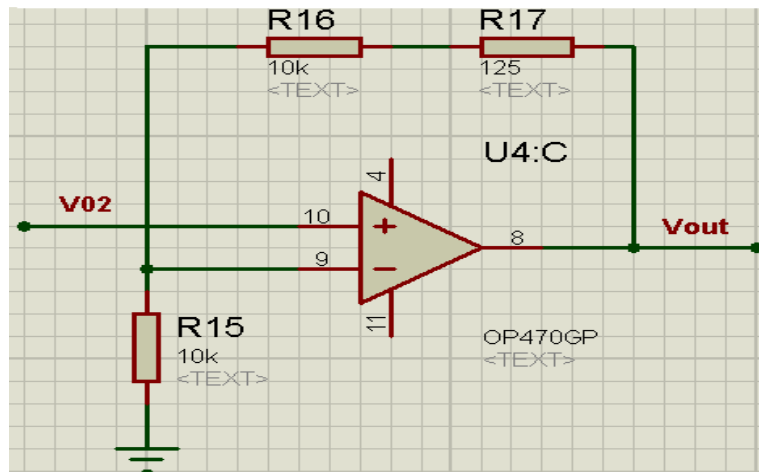
Figura 1313. Amplificador de diferencia.



Fuente: los autores

Finalmente, luego de hacer todos estos acondicionamientos se hace una configuración amplificador no inversor (ver figura 14), de resistencias de igual valor para lograr con ello que la tensión se duplique y alcance los rangos necesarios para que funcione la tarjeta DS1104-dSPACE.

Figura 1414. Amplificador no inversor para salida a la tarjeta DSPACE.



Fuente: los autores

La expresión para cálculo del valor de la tensión de salida a la DSPACE está dada por:

$$V_{out} = 1 + \frac{R_{16}}{R_{15}} V_{02}$$

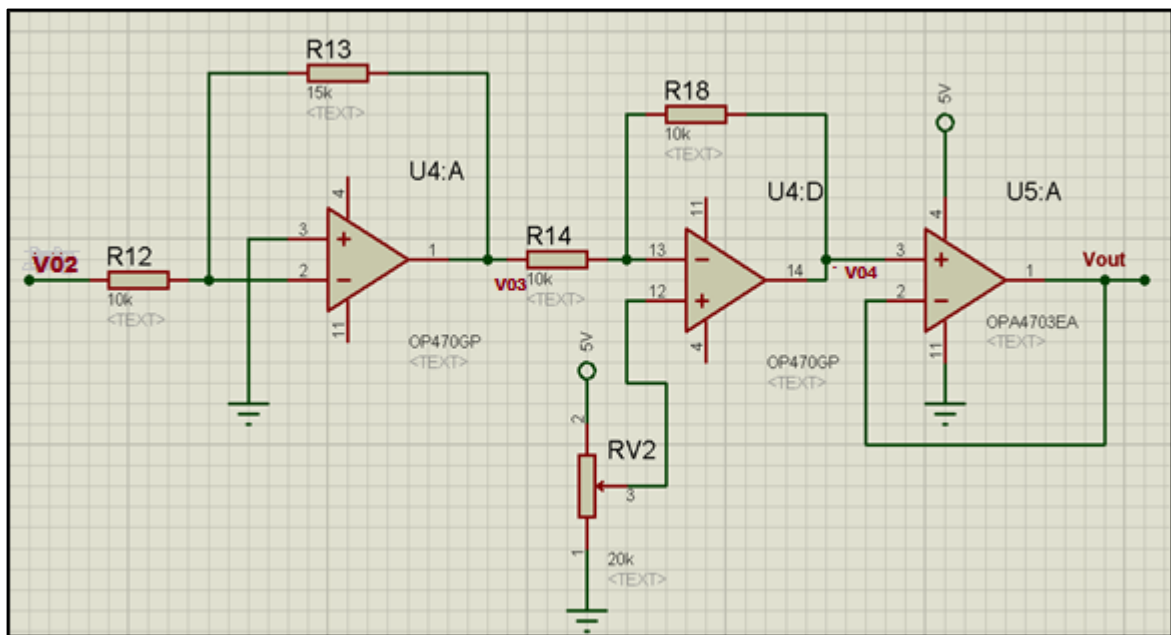
De donde se obtiene, dado que las resistencias R_{16} y R_{15} son iguales:

$$V_{out} = 2V_{02}$$

Debido a que V_{02} es una tensión que puede variar entre ± 5 V, con estos arreglos dados por las configuraciones de los operacionales su amplitud se amplificará por un factor de dos, logrando así el rango que necesita la DSPACE a utilizar que son ± 10 V.

La segunda parte del circuito de acondicionamiento del sensor de tensión se puede observar en la figura 15, el cual sirve para obtener la entrada de tensión necesaria en el DSP.

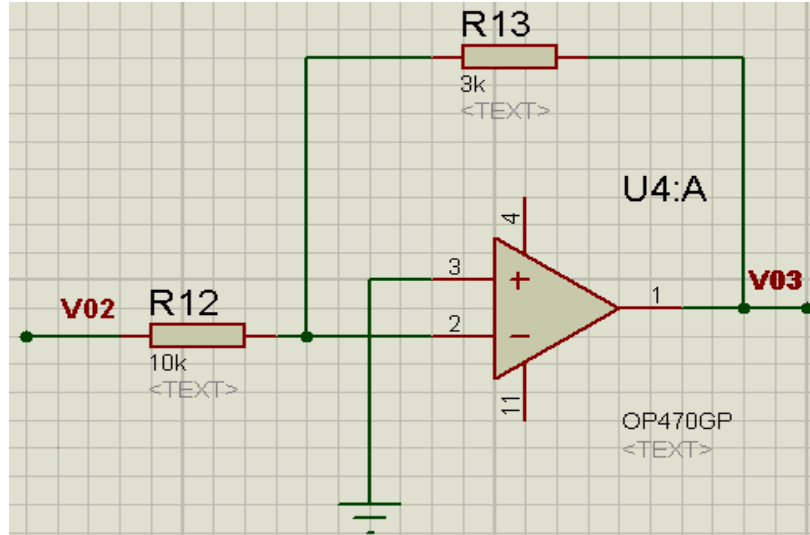
Figura 1515. Circuito de adecuación del DSP.



Fuente: los autores

Para el caso del DSP, se hacen arreglos de operacionales a partir de la tensión V_{02} , comenzando por un amplificador inversor (ver figura 16), cuyo objetivo es convertir la tensión V_{02} que puede variar entre $\pm 5 V$, a una en el rango entre $-1.5 V$ y $1.5 V$.

Figura 1616. Amplificador inversor.



Fuente: los autores

Para esto, se escogieron los valores de resistencia $R_{13} = 3k\Omega$ y $R_{12} = 10k\Omega$ debido a que la relación tensión entrada/salida que da esta configuración es la siguiente:

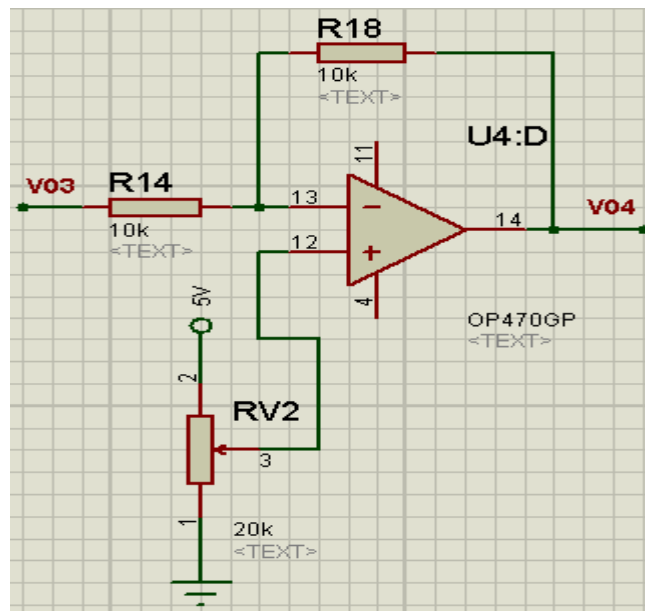
$$V_{03} = -\frac{R_{13}}{R_{12}}V_{02}$$

Así de esta manera se obtiene:

$$V_{03} = -0,3V_{02}$$

Con lo anterior, solo faltaría agregar los 1.5 V e invertir la señal resultante, para alcanzar la tensión en el rango de 0 a 3 V que se necesita. Para tal tarea, se dispuso de una configuración que combina las características de un amplificador inversor y un amplificador no inversor (ver figura 17), con la cual se obtiene la tensión de entrada al DSP.

Figura 1717. Amplificador mixto.



Fuente: los autores

La tensión de salida para este circuito está dada por:

$$V_{04} = -\frac{R_{18}}{R_{14}}V_{03} + V_+ \frac{R_{18}}{R_{14}} + 1$$

Donde los valores de R_{18} y R_{14} se seleccionaron iguales a 10KΩ. La tensión V_+ corresponde a una fuente de 5V que se ajusta con un potenciómetro de precisión de 5 KΩ hasta alcanzar 750mV, lo que agrega un valor de continua a la salida haciendo que el minino valor de tensión sea cero. Luego de remplazar los valores en la ecuación anterior se tiene:

$$V_{04} = -\frac{10}{10}V_{03} + 0.75 \frac{10}{10} + 1$$

$$V_{04} = -V_{03} + 0.75 \cdot 2$$

$$V_{04} = -V_{03} + 1.5$$

$$V_{04} = -V_{03} + 1.5$$

Como se sabe que $V_{03} = -0,3V_{02}$, se obtiene:

$$V_{04} = 0,3V_{02} + 1.5$$

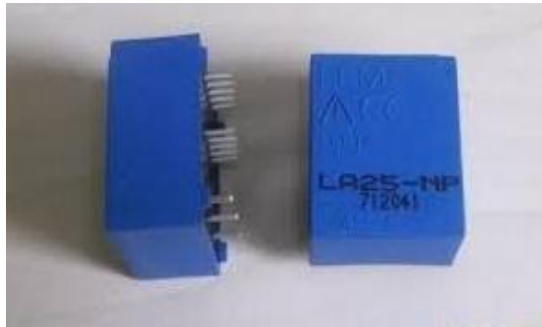
Con todo esto, y como se sabe que la tensión V_{02} es una onda sinusoidal que se encuentra entre -5 V y 5 V, se logrará una tensión V_{04} entre 0 y 3 V, que es el rango de operación del DSP. Por último, y a manera de aislamiento se coloca un seguidor de tensión con el fin de dar protección extra al DSP, para este seguidor se utiliza el OPA4743 EA por el tamaño y fiabilidad, todo esto debido al alto costo del DSP.

2.1.2.4 Sensores de corriente: El sensado de este parámetro se realiza con un dispositivo transductor de corriente de efecto Hall de referencia LA 25-NP (ver Figura 18). Este sensor de corriente fabricado por LEM *components*, posee como características principales las siguientes:

- Rango máximo de corriente ± 36 A
- Corriente nominal rms 25 A
- Tensión de alimentación ± 15 Vcd
- Rango de conversión [1-2-3-4-5] / 1000
- Tiempo de respuesta $< 1\mu\text{s}$

- Temperatura de operación $-25 + 85\text{ }^{\circ}\text{C}$
- Resistencia de aislamiento @ $500\text{ V}, T_A = 25\text{ }^{\circ}\text{C} > 1500\text{ M}\Omega$
- Ancho de banda $0\text{-}150\text{ kHz}$

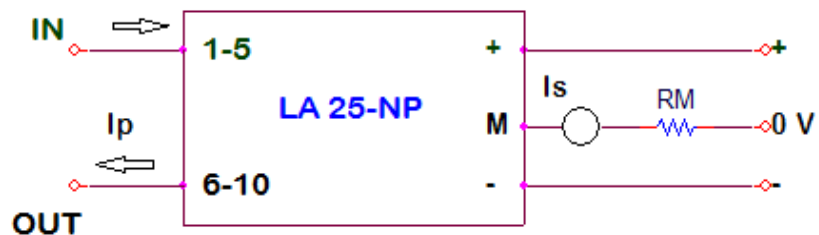
Figura 1818. Dispositivo transductor de corriente LA 25-NP.



Fuente: los autores

Este tipo de transductores garantizan una elevada exactitud y linealidad ya que en el secundario abra una salida de tensión proporcional a la corriente, con una relación que depende de la interconexión de sus terminales. El rango escogido para la realización de las pruebas de estos sensores es el mayor, correspondiente a 25A que posee una relación de transformación de 1/1000. A continuación se muestra el circuito de conexión de este transductor. Para más especificaciones de este dispositivo ver ANEXO B.

Figura 1919. Circuito de conexión del transductor LA 25-NP.



Fuente: los autores

2.1.2.5 Circuito de acondicionamiento de la corriente sensada: De la misma forma que con el sensor de tensión, se necesita hacer un circuito acondicionamiento para la señal de salida del transductor de corriente. El DSP y/o la tarjeta DS1104-dSPACE® fijan los límites que deben tener las señales y estos son los mismos que en el caso del transductor de tensión, por esta razón se realizó el mismo circuito de acondicionamiento; que consta básicamente de un cambio de escala y de la adición de un offset a la medida dada el sensor; todo esto hecho a partir de arreglos de amplificadores operacionales muy conocidos y usados comúnmente.

2.1.3 Circuito de adecuación y aislamiento de las señales de conmutación.

Esta etapa es utilizada para realizar el aislamiento entre la etapa de los *drivers* SKHI 22R de módulo SEMITEACH-IGBT y la etapa de control realizada ya sea por la DSPACE1104 o el DSP de Texas Instruments. Además, en esta etapa se considera la adecuación de los niveles de corriente y tensión de las señales de disparo generadas por la tarjeta de control, con el fin de cumplir con las características de corriente y tensión requeridas por los *drivers* SKHI 22R.

Los rangos de salida de las señales de disparo en las tarjetas DSPACE1104 y el DSP TMS320F2812 están dados en la Tabla 2.

Tabla 22. Rangos de tensión-corriente DSPACE Y DSP.

Tarjeta de control	Rango de tensión de salida	Corriente máxima de salida
DSPACE1104	0 a 5 V	13 mA
DSP TMS320F2812	0 a 3.3 V	4 mA

Fuente: los autores

El circuito de aislamiento y adecuación se presenta en la Figura 20. Tal como se observa, en primera instancia se considera el búfer CD4050 alimentado a 5V (tierra de control), utilizado para garantizar una corriente de aproximadamente 20

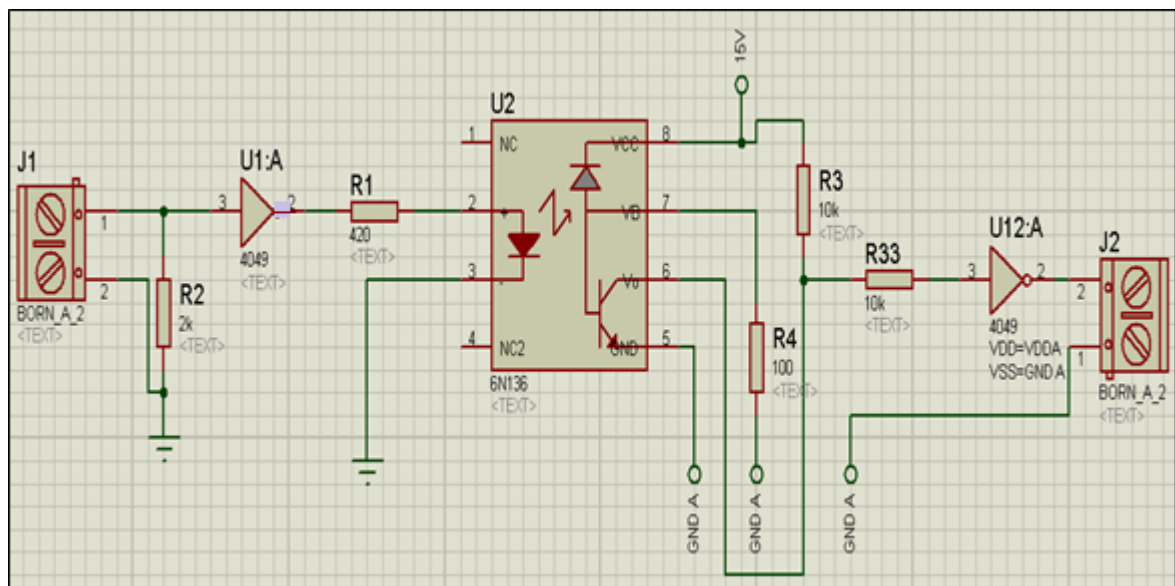
mA a la entrada del optoacoplador y limitar la corriente de salida de la etapa de control.

Posterior al búfer CD4050, es empleado el optoacoplador de alta velocidad 6N136, utilizado para proporcionar aislamiento entre la etapa de control y la etapa de los *drivers* del SEMITEACH-IGBT. Este elemento es también utilizado para adecuar la señal de disparo a un valor entre 0 y 15 V (tierra *drivers* módulo SEMITEACH).

Tal como se observa en la Figura 20, el optoacoplador está configurado en modo inversor, por lo que finalmente se utiliza el búfer inversor CD4049. Este búfer es también utilizado para acople de impedancias entre el optoacoplador y los *drivers* del módulo SEMITEACH.

Finalmente, las señales de disparo entregadas al módulo SEMITEACH-IGBT se encuentran en el rango entre 0 y 15 V.

Figura 20. Circuito esquemático de la etapa de los optoacopladores.



Fuente: los autores

3. SOFTWARE DEL SISTEMA

La aplicación de software utilizada en este proyecto encargada de todo lo que tiene que ver con el diseño de las tarjetas impresas, fue producida por Labcenter Electronics Ltd y tiene por nombre PROTEUS. Luego de su lanzamiento y su gran desarrollo, esta herramienta de diseño se convirtió en uno de los paquetes EDA (*Electronic Design Automation*) más rentables y completos del mercado [12].

Actualmente, existen muchos programas dedicados al diseño asistido por computadora o CAD (*Computer Aided Design*) para diferentes áreas de desarrollo, incluyendo la rama de la electrónica de potencia y sus afines. Los programas tipo CAD enfocados en la electrónica poseen características importantes como lo son: dibujo de diagramas de circuitos, simulación de circuitos electrónicos y diseño de circuitos impresos (PCB). Una de las razones por la que se utilizó PROTEUS, además de la facilidad de manipularlo, es que cumplía con todas las características antes mencionadas.

PROTEUS cuenta con un sistema de modelado virtual, permite modelar en la computadora prácticamente cualquier circuito electrónico. La característica principal PROTEUS es que permite la simulación de circuitos que incluyen microprocesadores o micro controladores; así como de sistemas de diseño electrónico basado en la simulación analógica, digital o mixta de circuitos, además brinda la posibilidad de interacción con muchos de los elementos que integran el circuito, incluyendo componentes animados para la visualización de su comportamiento en tiempo real y un completo sistema de generación y análisis de señales complementado con un módulo para el diseño de circuitos impresos.

Para la ejecución del proyecto, se tomó una versión demo de PROTEUS DESIGN SUITE 8, es decir, una versión gratuita muy completa, con la cual se busca mejorar la calidad, la eficiencia y flexibilidad de todo el proceso de diseño.

Requerimientos mínimos para uso del software:

Procesador: 1Ghz

RAM: 256MB

Gráficos: 64 MB

Disco Duro y Sistema operativo: 300 MB y Win 98/ME/2000/XP/Vista.

3.1 DESCRIPCIÓN DEL SOFTWARE

PROTEUS es una compilación de programas de diseño y simulación electrónica, y consta principalmente de dos programas principales: Ares e Isis y los módulos VSM y Electra [17].

3.1.1 ARES. ARES, o Advanced Routing and Editing Software (*Software de Edición y Ruteo Avanzado*) es la herramienta encargada de enrutar, editar y ubicar los componentes utilizados en la fabricación de las PCB, permitiendo editar generalmente las capas superficial (*Top Copper*) y de soldadura (*Bottom Copper*) [17].

3.1.2 ISIS. El Programa ISIS, Intelligent Schematic Input System (*Sistema de Enrutado de Esquemas Inteligente*) permite diseñar los esquemáticos de los circuitos eléctricos a realizar con sus diversos componentes, desde resistencias, hasta algunos microprocesadores o micro controladores. Todos los diseños realizados en el módulo ISIS pueden ser simulados en tiempo real, a través del módulo VSM, directamente integrado que da una mayor robustez al programa [17].

3.1.3 El módulo VSM. Este asistente de PROTEUS, integrado con ISIS, llamado VSM, por su nombre en inglés Virtual System Modeling (*Sistema Virtual de Modelado*), sirve para simular en tiempo real y con rapidez; todas las características de varias familias de micro controladores, simulando las tareas que queramos que lleve a cabo con el programa. También se pueden simular circuitos con micro controladores conectados a otros dispositivos, como motores, teclados en matriz, etc. Incluye, entre otras, las familias de PIC, PIC10, PIC12, PIC16, PIC18, PIC24 y dsPIC33. Gracias a esta aplicación se mezclan la capacidad de poder controlar el aspecto final de los dibujos, con los diseños de gran potencia que en este se realizan [17]. Dentro de este módulo se encuentra contenido el módulo Electra, que da la opción de un enrutado automático muy eficiente.

3.2 FORMAS DE ENRUTAR O TRAZAR CAMINOS

Como anteriormente se había mencionado, el modulo ARES es donde se pueden enrutar o realizar los caminos de las PCB creadas en PROTEUS, para tal tarea existen varias formas de realizarla como lo son: la forma manual y la forma automática.

3.2.1 Forma manual. Para realizarlo de esta forma se debe ejecutar ARES directamente, y ubicar cada componente en el circuito; teniendo cuidado claro está, con el verificador de reglas de diseño o DRC (*Design Rules Checker*), que nos da las pautas para elaborar cada diseño.

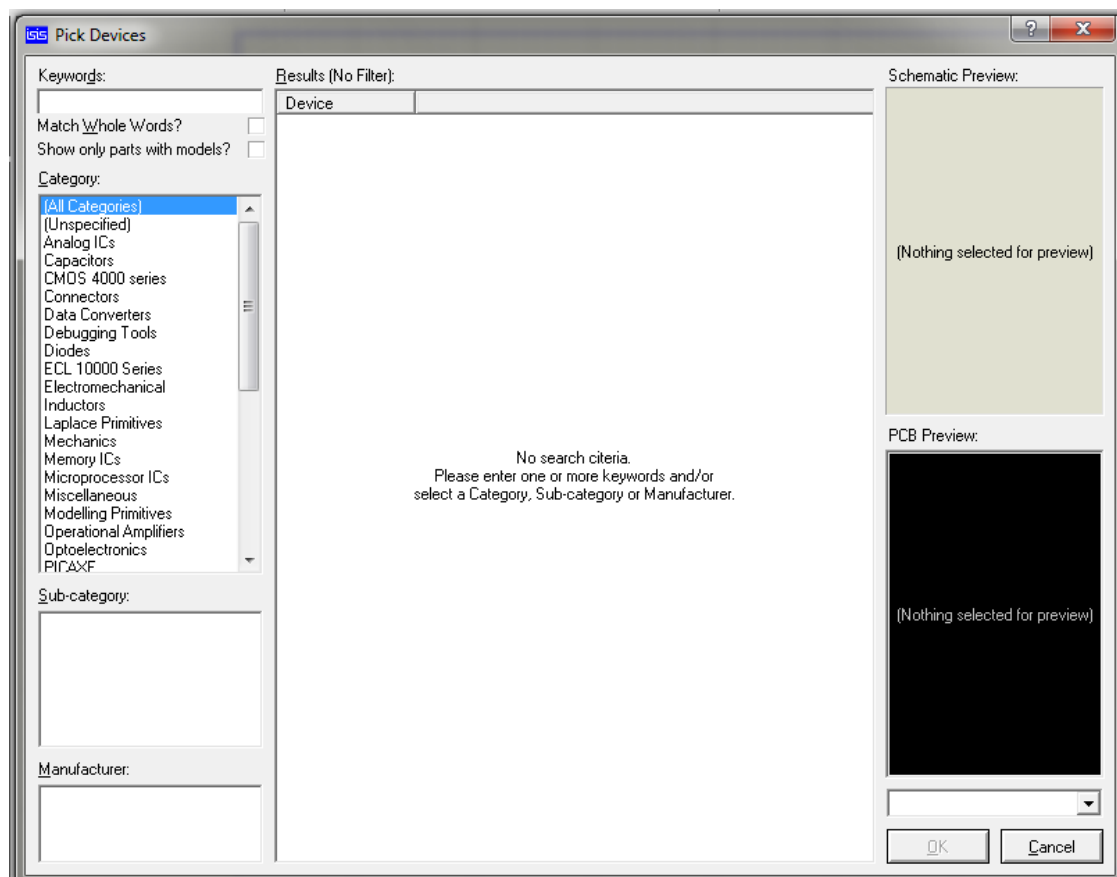
3.2.2 Forma automática. Para realizar los caminos de forma automática, debe estar guardado el circuito en ISIS con anterioridad y dando clic en el icono de ARES, y el programa crea la lista de conexiones; se puede utilizar el autorouter o el electra autorouter, en el caso de la primera opción, se deben colocar solo componentes en la placa base, especificar a su vez el área de la placa y dar clic en autorouter; para realizar el enrutado por medio del módulo electra autorouter,

basta con colocarlos componentes y este hará las pistas automáticamente optimizando el resultado [17].

3.3 PROCEDIMIENTO Y REALIZACIÓN DE LAS PCB'S CON PROTEUS

Para diseñar una PCB con Proteus y obtener los ficheros en formato GERBER con los cuales se realizaran los fotolitos, primero se debe diseñar un esquemático en ISIS. Para editar este esquema, se debe buscar en las librerías todos los componentes y los encapsulados a utilizar, para ello se hace clic en **“Pick Devices”**. Para seguidamente hacer las conexiones de todos los componentes y formar el esquema del circuito a realizar.

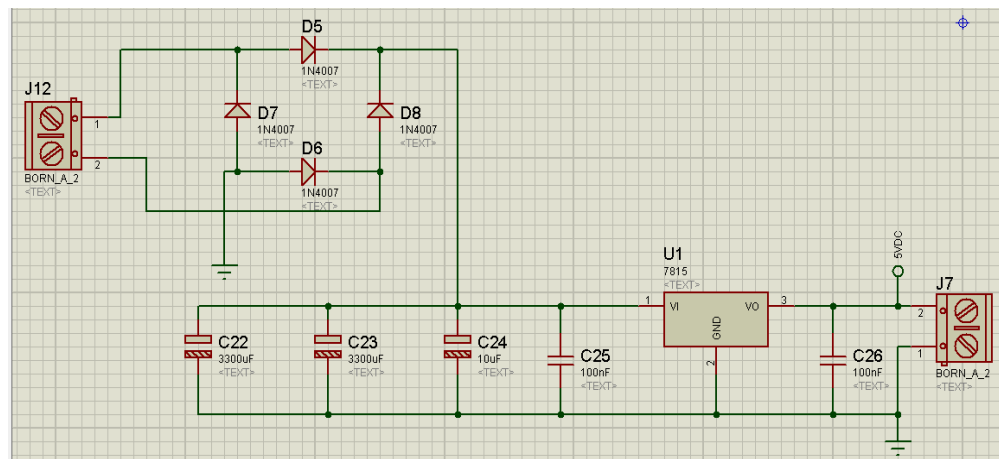
Figura 21.21 Ventana de Pick Devices ISIS.



Fuente: los autores

Una vez terminado el diseño, se debe verificar que la lista de uniones es la correcta, para lo cual se usa la opción “**Design Explorer**”, que se encuentra en el menú “**Design**”, una vez realizado esto encontraremos todos los componentes y sus respectivas conexiones. Donde hay que tener en cuenta que los dispositivos que estén conectados con GND o con VCC, tengan la misma denominación. A continuación se muestra el circuito esquemático de la etapa de potencia realizada para este proyecto, seguidamente la imagen ventana *Design Explorer*, que nos permite ver todos los elementos y conexiones del esquemático mencionado.

Figura 2222. Esquemático etapa de potencia del proyecto.



Fuente: los autores

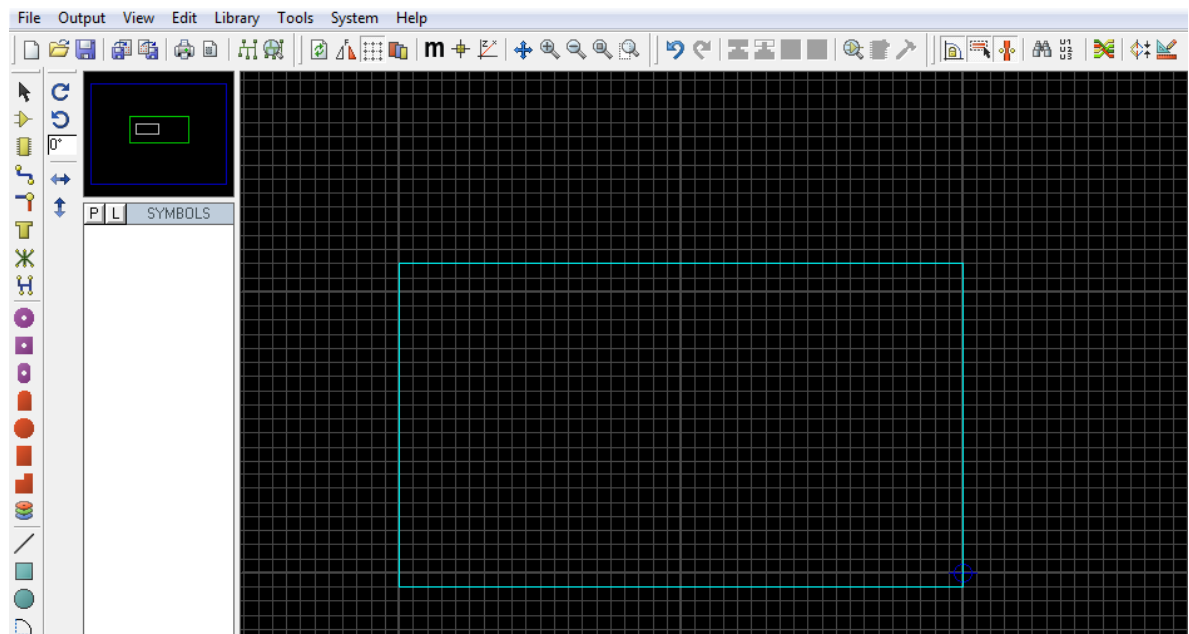
Figura 2323. Ventana Design Explorer verifica conexiones.

Reference	Type	Value	Circuit/Package
C1	CAP-ELEC	3300uF	ELEC-RAD30
C2	CAP-ELEC	3300uF	ELEC-RAD30
C3	CAP-ELEC	3300uF	ELEC-RAD30
C4	CAP-ELEC	3300uF	ELEC-RAD30
C5	CAP-ELEC	10uF	ELEC-RAD10
C6	CAP-ELEC	10uF	ELEC-RAD10
C7	CAP	100nF	CAP10
C8	CAP	100nF	CAP10
C9	CAP-ELEC	10uF	ELEC-RAD10
C10	CAP	220nF	CAP20
C11	CAP-ELEC	10uF	ELEC-RAD10
C12	CAP	100nF	CAP10
C13	CAP	100nF	CAP10
C14	CAP	100nF	CAP10
C15	CAP	100nF	CAP10
C16	CAP	100nF	CAP10
C17	CAP	100nF	CAP10
C18	CAP	100nF	CAP10
C19	CAP	100nF	CAP10
C20	CAP	100nF	CAP10
C21	CAP	100nF	CAP10
C22	CAP-ELEC	3300uF	ELEC-RAD30
C23	CAP-ELEC	3300uF	ELEC-RAD30
C24	CAP-ELEC	10uF	ELEC-RAD10
C25	CAP	100nF	CAP10

Fuente: los autores

Una vez comprobado todo lo anterior y luego de revisar que no existan errores se procede al diseño de la PCB, exportando el circuito esquemático al entorno de ARES(ver figura 24), para ello se da clic en la opción **“Netlist transfer To ARES”**, y se procede a crear el área de trabajo de la PCB con la herramienta **“2D Graphics Box”**, para hacer el borde de la PCB y comenzar a posicionar los componentes ya sea de forma automática con la herramienta **“Auto Placer”** o de forma manual desplazando uno a uno cada elemento.

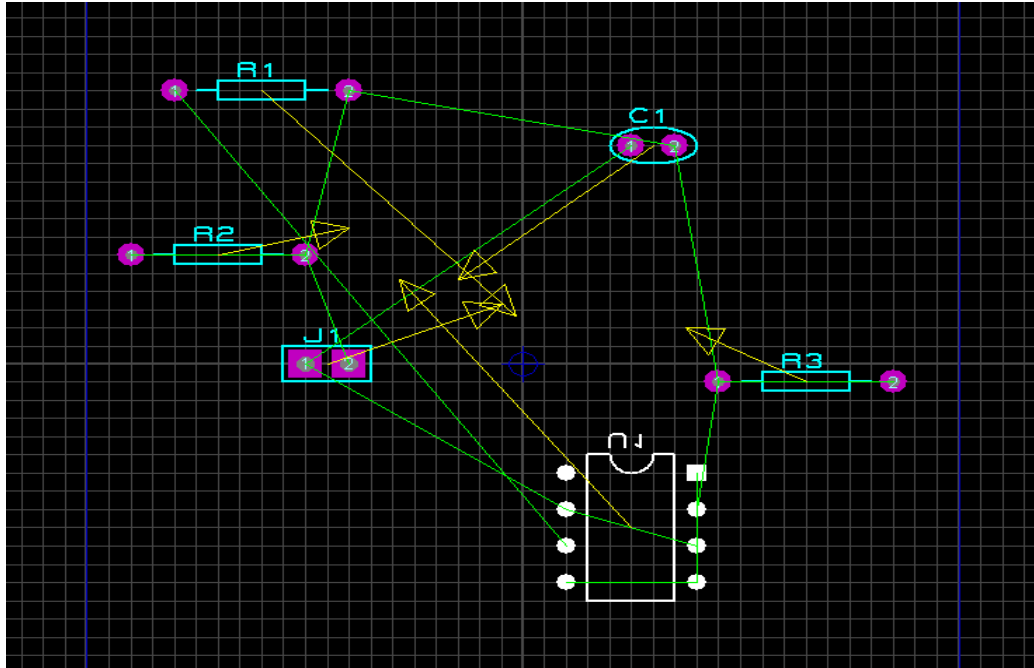
Figura 2424. Entorno de trabajo ARES.



Fuente: los autores

Con todos los componentes puestos en la posición deseada, se procede a enrutar las pistas, sin olvidar que las líneas verdes que aparecen en el esquema indican todas las uniones que hay entre los elementos o sea que va conectado con qué en la PCB a diseñar. Seguidamente se muestra una imagen de cómo se ven los elementos de un circuito previos a ser enrutados en el entorno ARES.

Figura 2525. Rutado de pistas.



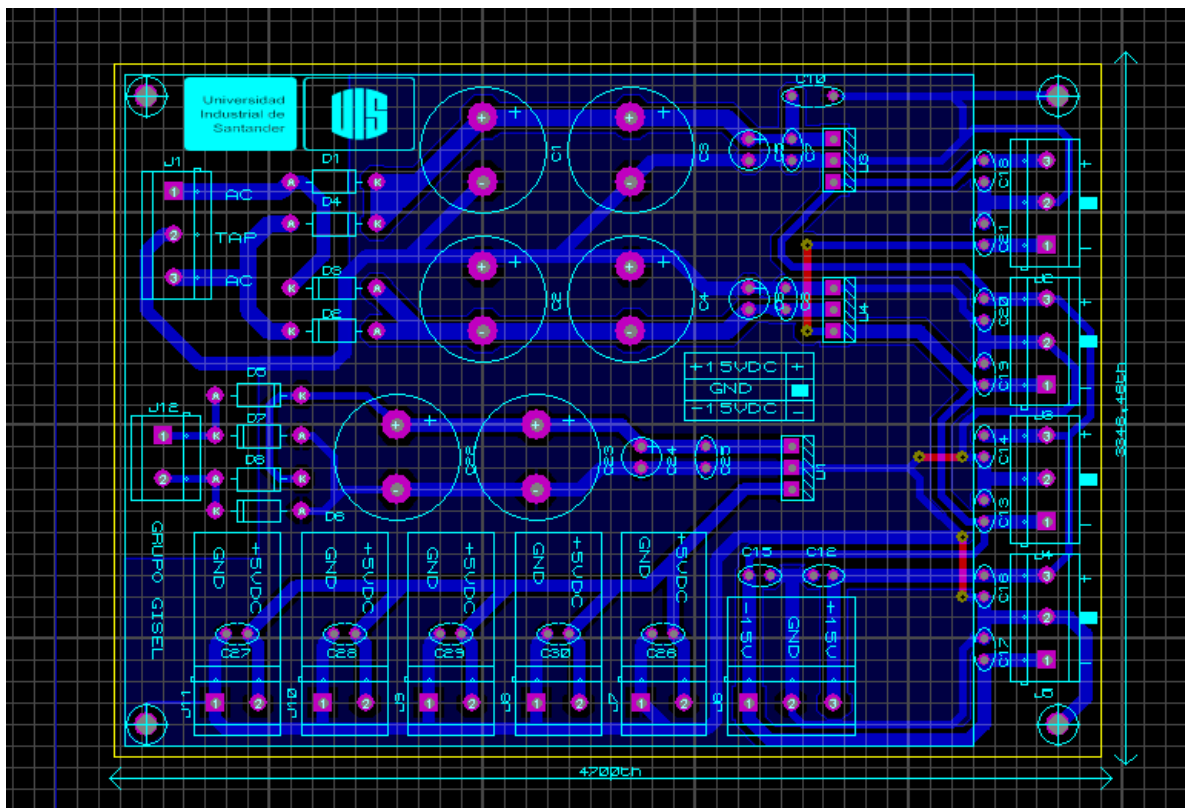
Fuente: los autores

En la realización del rutado de las pistas se dispone de dos opciones: el rutado automático mediante la herramienta **“Auto Router”** o el rutado manual seleccionando en la barra de herramientas en el icono **“Track mode”** uniendo uno a uno los elementos utilizados en el diseño.

Se puede escoger un rutado del número de capas que se quiera, seleccionado el icono **“Design Rule Manager”**, la anchura de las pistas también se puede manipular pero se recomienda usar la misma, salvo se necesiten para conectar dispositivos de potencia; para modificar la pista se selecciona esta y con el botón derecho de mouse se escoge la opción **“Change Trace Style”**. Luego de realizado esto, se procede a establecer el ancho de los pines, seleccionando cada uno de ellos con el botón derecho del mouse y buscando la opción **“edit pin”** el cual puede ser redondo, cuadrado o elíptico según se necesite.

Finalmente se realiza una conexión a tierra para evitar ruidos, para realizar esto nos vamos a menú **“Tools”**, la herramienta **“Power Plane Generator”** y allí buscamos la opción **“Bottom Copper”**, establecemos un tamaño en pulgadas y esta lista la PCB para ser impresa. La figura 26, muestra la imagen de la PCB de la etapa de potencia de este proyecto, terminada y lista para ser impresa luego de ser previamente diseñada y revisada en PROTEUS.

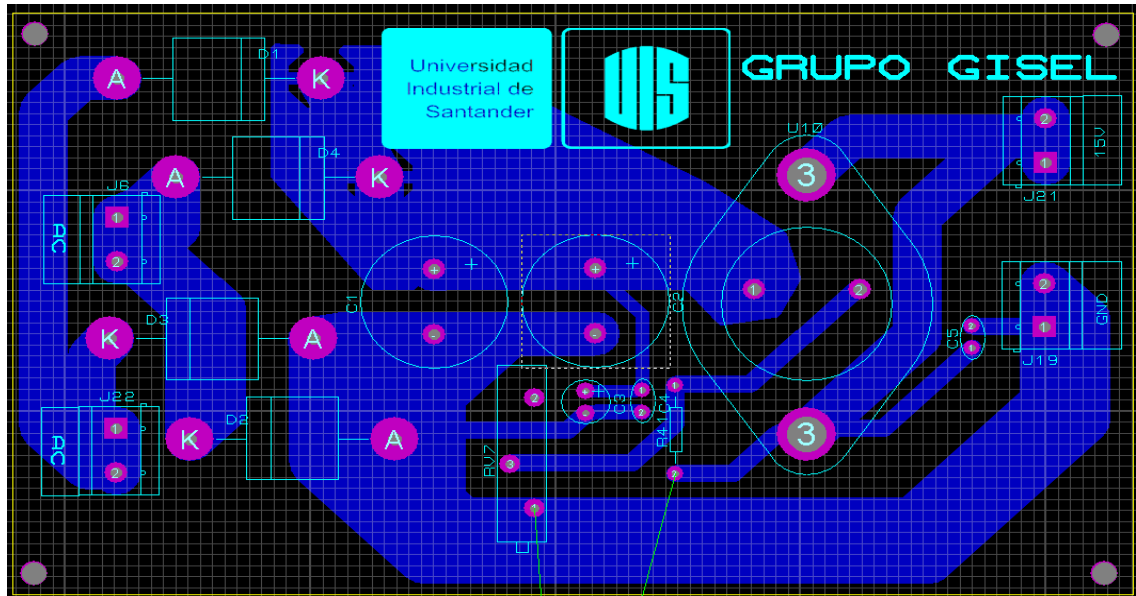
Figura 26 26. PCB etapa de potencia.



Fuente: los autores

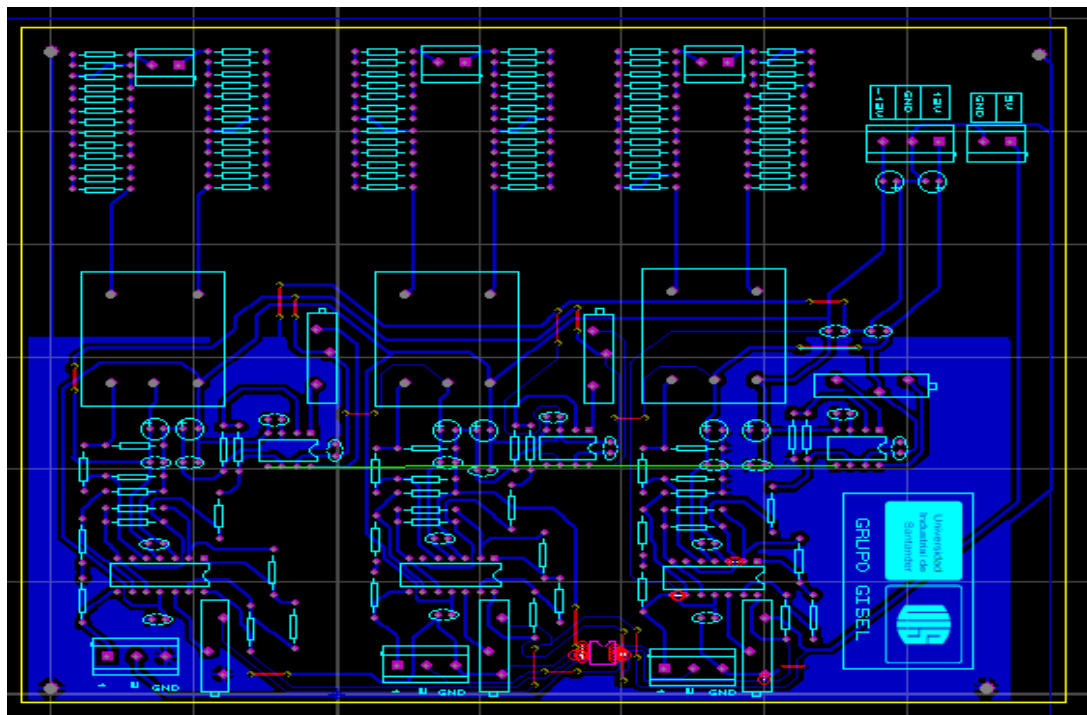
Todo este procedimiento se realizó para la creación de cada una de las PCB que se necesitaban en este proyecto, seguidamente, se mostraran los archivos de extensión .LYT del resto de circuitos que se crearon, donde se muestran todas las PCB terminadas a falta solo del proceso de impresión.

Figura 2727. Segunda PCB fuente de alimentación.



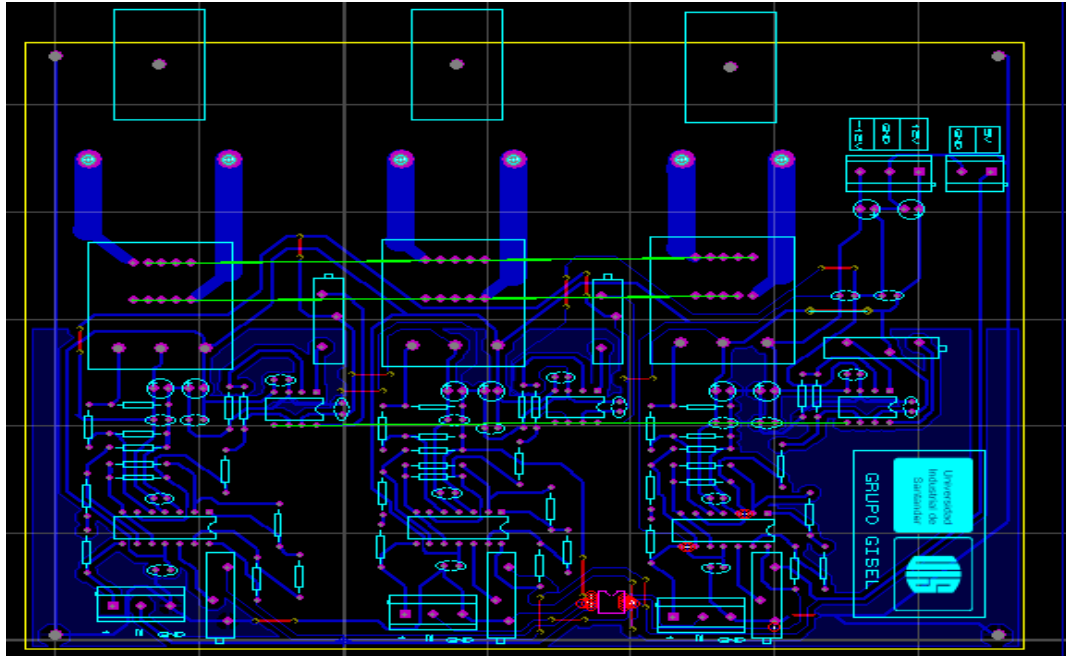
Fuente: los autores

Figura 2828. PCB etapa de sensado de tensión.



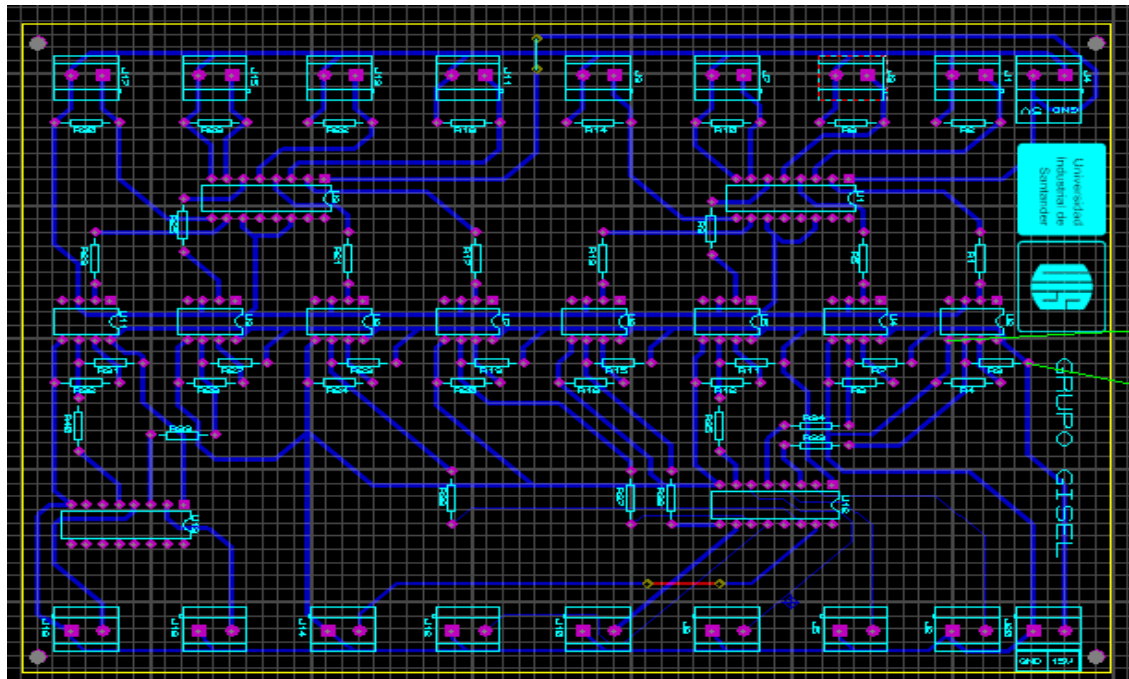
Fuente: los autores

Figura 2929. PCB etapa de sensado de corriente.



Fuente: los autores

Figura 3030. PCB etapa aislamiento y adecuación de las señales de disparo.



Fuente: los autores

4. PRUEBAS Y RESULTADOS

4.1 ESQUEMAS FISICOS DE LOS CIRCUITOS IMPRESOS

Una vez implementadas todas las PCB, luego de haber seguido el proceso previo de diseño y construcción, se realizaron las pruebas de funcionamiento. Para la realización de estas pruebas, se ha comenzado por la etapa de potencia, seguidamente de las etapas de sensado y por último, la etapa correspondiente a las señales de disparo de los IGBT del módulo SEMITEACH.

Las tarjetas de circuitos impresos que se realizaron son:

1. PCB de la etapa de potencia (ver figura 31).
2. PCB de la etapa de medición de la señal de tensión, mediante la lectura del transductor LV25-p (ver figura 32).
3. PCB de la etapa de medición de la señal de corriente, mediante la lectura del transductor LA25-np (ver figura 33).
4. PCB etapa de adecuación y aislamiento de las señales de disparo de los IGBT del módulo SEMITEACH (ver figura 34).
5. PCB de la etapa de potencia para los driver del IGBT del SEMITEACH (Ver figura 35).

La PCB de potencia presentada en la figura 31, está compuesta por dos rectificadores monofásicos en puente completo junto con los reguladores de tensión que proveen la alimentación a los circuitos de adquisición y acondicionamiento de las señales de tensión y corriente, y a los búfer de referencia CD4050 de la etapa de adecuación de las señales de disparo. Esta PCB suministra la corriente necesaria para mantener en funcionamiento todo lo que a las etapas de sensado y adecuación se refiere.

La PCB utilizada para el sensado de tensión se muestra en la figura 32. Esta PCB está conformada por tres transductores de tensión y los circuitos de acondicionamiento de las señales. La PCB fue diseñada para permitir la medición de tres tensiones, lo cual es útil al momento de considerar la medición de tensiones trifásicas en la red eléctrica.

Figura 3131. PCB de la etapa de potencia.



Fuente: los autores

Figura 3232. PCB para el sensado de tensión.



Fuente: los autores

En el caso de la PCB de sensado de corriente, esta considera tres conectores en la entrada que soportan hasta 60 A como valor máximo ya que comercialmente no fue posible encontrar conectores con valores inferiores a este, seguido de tres transductores de corriente y un circuito de adecuación igual al que se usa para el transductor de tensión. Esta tarjeta permite la medición de corrientes con rangos correspondientes entre $0 \leq I_{\text{int}} \leq 25 \text{ A}$.

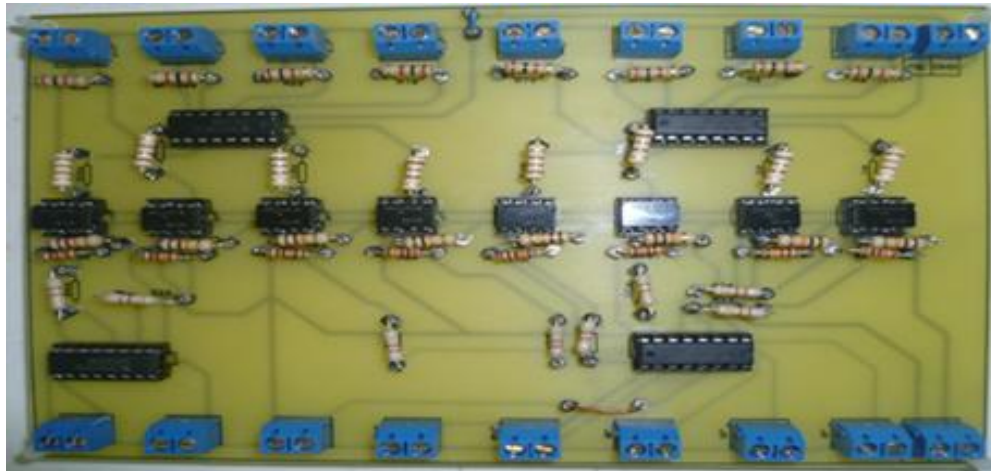
Figura 3333. PCB de sensado de corriente.



Fuente: los autores

Seguidamente se desarrolló la PCB referente a etapa de adecuación y aislamiento de las señales de disparo de los IGBT del módulo SEMITEACH. Para esta PCB se requiere una alimentación independiente con el fin de aislar la etapa de control de la etapa de los *drivers* del módulo SEMITEACH-IGBT.

Figura 3434. PCB de la etapa de adecuación y aislamiento de las señales de conmutación del módulo SEMITEACH-IGBT.



Fuente: los autores

Para finalizar, la PCB de alimentación de la etapa de adecuación y aislamiento de las señales de disparo de los IGBT del módulo SEMITEACH (ver figura 35), que consta de un rectificador monofásico en puente completo junto con el regulador de tensión calculados específicamente para soportar corrientes hasta los 5A. Para ello, se adecuaron las pistas (ver figura 36) dándoles un ancho tal, que permita la circulación de corrientes de esta magnitud, para ello se sabe que la densidad de corriente por pista para los hilos de cobre se puede adoptar hasta 5 A/mm^2 . El espesor del cobre de la placa del circuito impreso realizada es de unos 0,3 mm entonces $1 \text{ mm}^2 / 0,3 \text{ mm} = 30 \text{ mm}$ de ancho.

Figura 3535. PCB de la etapa de potencia para la etapa de aislamiento y adecuación de las señales de conmutación.



Fuente: los autores.

Figura 3636. Detalle de las pistas de la PCB de la etapa de potencia para el circuito de aislamiento y adecuación de las señales de conmutación.



Fuente: los autores

4.2 PRUEBAS REALIZADAS A LAS PCB

A continuación se presentaran las pruebas hechas a todas las PCB realizadas en este proyecto, para analizar así su comportamiento y verificar su correcto funcionamiento.

4.2.1 Pruebas realizadas a la PCB de potencia. Para el caso de la PCB de potencia, ésta se diseñó para que alimentara las diferentes etapas de medición y adecuación de este proyecto, teniendo en cuenta claro está, las características de corriente y tensión de cada elemento que iría a integrar los circuitos de adquisición y adecuación de las señales del módulo SEMITEACH-IGBT de SEMIKRON.

Una vez diseñada la PCB de potencia, se procedió a conectarla a través del transformador y a verificar sus tensiones de salida tanto, las de 5V como las de $\pm 15V$; donde se obtuvo como resultado lo siguiente:

- ❖ Las tensión que debía ser de -15V, en realidad fue de -15.03V dando un error aproximado del 0.2%, mientras las otras tensiones la de 5V y 15V se obtuvieron sin ningún inconveniente.

El error que se obtuvo para la tensión negativa se adjudicó al regulador utilizado para dicha tarea LM7915C, que incluso sin tener ningún dispositivo seguía dando tensiones inferiores a la deseada. Como este error está dentro de los rangos aceptables por los dispositivos que conforman las otras etapas no se presentaron problemas a la hora de hacer las pruebas con las demás PCB que necesitaban de dicha alimentación.

Para el caso de la PCB de potencia de alimentación de la etapa de adecuación y aislamiento de las señales de disparo de los IGBT del módulo SEMITEACH, se conectó a través del transformador de potencia descrito en el capítulo 2 para este fin y se midió a la salida la tensión a la salida corroborando que el valor era de 15V como se había dispuesto anteriormente.

4.2.2 Pruebas realizadas a la PCB del LV 25-P. El objetivo de realizar este ensayo en la PCB de medición de tensión, es en primer lugar verificar la relación de transformación que trae consigo el LV25-P, para así de esta manera

caracterizar dicho transductor. Para esto se prueba dicho transductor con diferentes niveles de tensión en la entrada y se tabula los datos de salida obtenidos. Otro de los motivos, por los cuales se realizaron las pruebas fue verificar el funcionamiento del circuito de adecuación creado para acondicionar las señales de salida del LV25-P, y llevarlas a los niveles admitidos por el DSP y/o la tarjeta DS1104-dSPACE®.

Con la finalidad de caracterizar este transductor, se realizaron pruebas con tensiones DC utilizando la fuente *BK PRECISION 1672* que presenta dos salidas de tensión, cada una de 0-32V con corrientes desde 0 a 3A; las dos salidas de tensión se colocaron en serie de tal forma que se lograron rangos de tensión de hasta 60V.

Según la hoja de fabricación del LV25-P con la tensión del lado primario de $V_{pn} = 250\text{ V}$, una resistencia de entrada $R_1 = 25\text{ K}\Omega$, se tendrá una corriente de $I_{pn} = 10\text{ mA}$ en el lado primario y como la relación de transformación de corrientes que trae este dispositivo es de 2500/1000, en el lado secundario se obtendría una corriente de $I_{sn} = 25\text{ mA}$. Para este proyecto se escogió una $R_m = 200\Omega$ con el fin de obtener 5V a la salida del transductor.

Las pruebas realizadas en el transductor dieron los siguientes resultados:

Tabla 33. Caracterización del LV25-P.

V_{pn}	V_{out}			Ganancia LV25-P	Ganancia DSP	Ganancia DSPACE
	V_{Rm}	V_{DSP}	V_{DSPACE}			
10 V	0.216 V	1.55 V	0.43 V	0.0216	0.005	0.043
20 V	0.423 V	1.614 V	0.862 V	0.0211	0.0057	0.0431
30 V	0.626 V	1.677 V	1.285 V	0.0208	0.0059	0.0428
40 V	0.822 V	1.751 V	1.706 V	0.0205	0.0062	0.0426
50 V	1.03 V	1.818 V	2.13 V	0.0206	0.0063	0.0364

V_{pn}	V_{OUT}			Ganancia	Ganancia	Ganancia
	V_{Rm}	V_{DSP}	V_{DSPACE}	LV25-P	DSP	DSPACE
60 V	1.237 V	1.87 V	2.56 V	0.0206	0.0061	0.0426

Fuente: los autores

Los valores de salida V_{DSP} , V_{DSPACE} hacen referencia a las tensiones de operación del DSP y/o la tarjeta DSPACE cuyos rangos fueron mencionados en el segundo capítulo.

Para calcular las ganancias se tiene: $\frac{V_{OUT}}{V_{PN}} = Ganancia.$

Con este comportamiento se calcula la ganancia promedio, que da como resultado para el LV25-P: 0.208 arrojando un error de $Error_{lv} = \frac{0.02-0.208}{0.02} * 100\% = 4\%$ el cual causa inexactitud en los valores medidos haciendo más evidente a medida que se aumenta los rangos de tensión. Las ganancias del DSP y la DSPACE promedio fueron 0.0058 y 0.041 respectivamente, lo errores para estos fueron

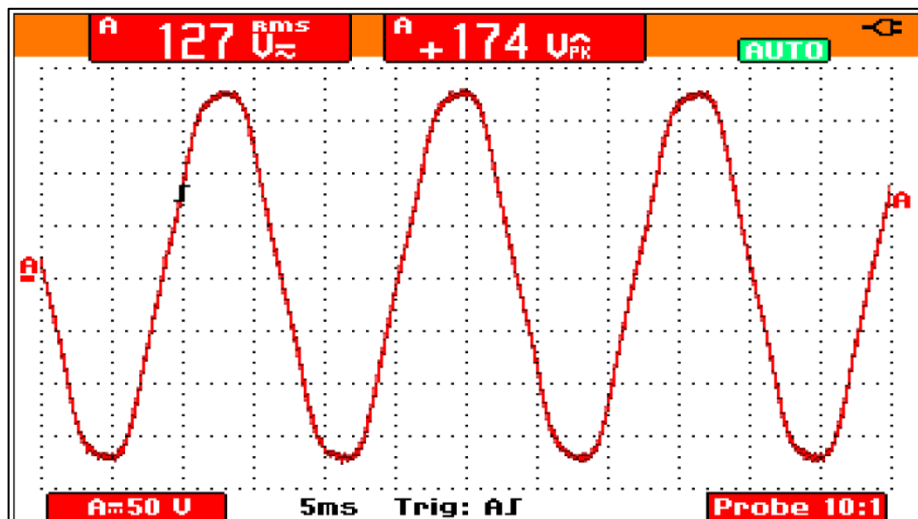
$$Error_{DSP} = \frac{0.006-0.0058}{0.006} * 100\% = 3.33\% \quad Error_{DSPACE} = \frac{0.04-0.041}{0.04} * 100\% = 2,5\% .$$

Estos errores son debidos en gran medida a que la tensión V_{Rm} utilizada para obtener los valores impuestos por el DSP y / o DSPACE trae consigo una inexactitud en la medición.

Seguidamente, se realizó esta misma prueba a la PCB de sensado de tensión, pero alimentando la entrada del transductor con la tensión de la red que para este caso son 127Vrms (ver figura 37), el divisor resistivo que hay en la entrada del LV25-P tiene como función condicionar los niveles de corriente que entran a este limitándola a máximo 10mA. Luego de esto, se tomaron las gráficas de las señales a la salida del transductor (ver figura 38), así como también las gráficas luego del circuito de acondicionamiento para verificar el funcionamiento de la PCB en mención; estas graficas fueron tomadas a través de un osciloscopio portátil de

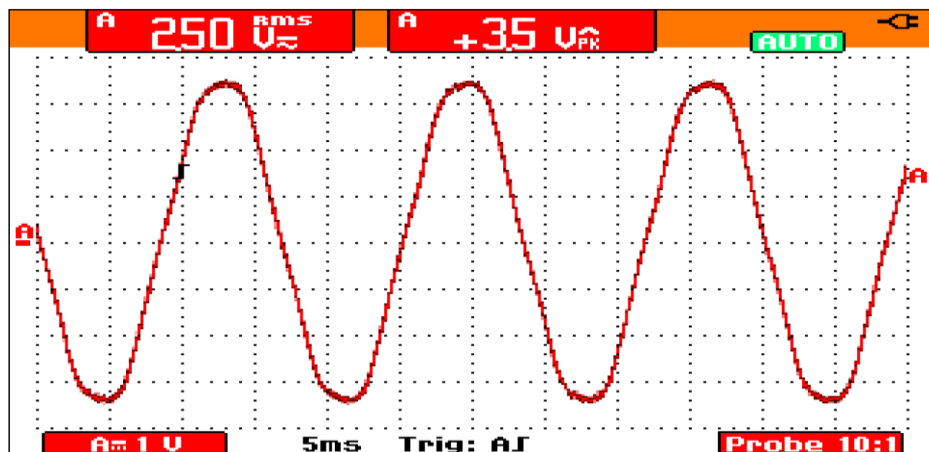
mano *ScopeMeter FLUKE 199C* que posee pantalla de alta resolución y a color, elevado ancho de banda de 200Mhz y con la capacidad de medir y analizar la calidad de las señales en un rango de tensiones de hasta 600V.

Figura 3737. Tensión a monitorear de la red.



Fuente: los autores

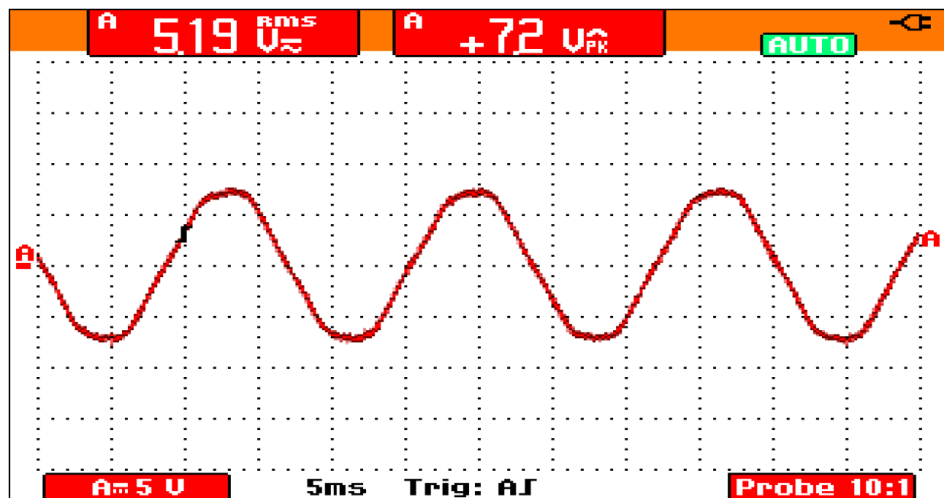
Figura 3838. Tensión a la salida del transductor LV25-P.



Fuente: los autores

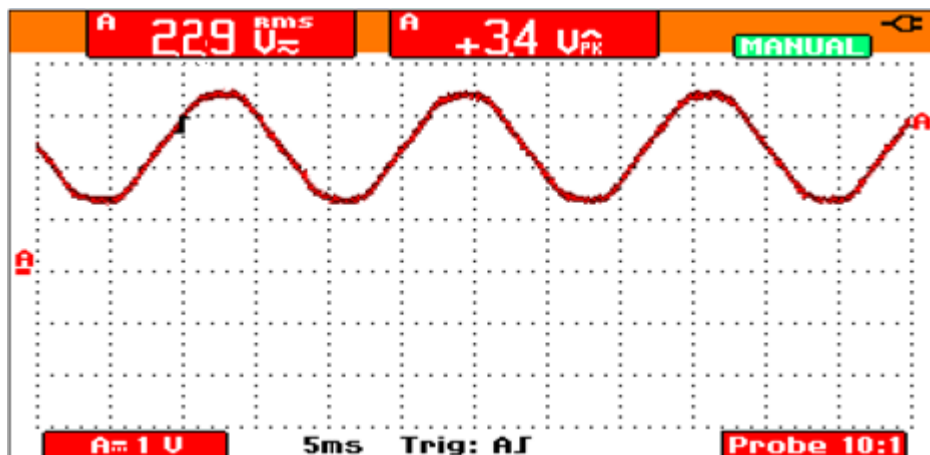
A continuación se muestran las gráficas capturadas por el osciloscopio luego del circuito de adecuación de las señales, una representa la señal de entrada a la DSPACE (ver figura 39) y la otra hace referencia a la señal de entrada al DSP (ver figura 40).

Figura 3939. Tensión de la red medida después del circuito de acondicionamiento, tensión de entrada a la DSPACE.



Fuente: los autores

Figura 4040. Tensión de la red medida después del circuito de acondicionamiento, tensión de entrada al DSP.



Fuente: los autores

4.2.3 Pruebas realizadas a la pcb del LA25-NP. El objetivo de realizar este ensayo en la PCB del transductor de corriente, es comprobar la relación de transformación que trae consigo el transductor LA25-NP, junto con el desempeño de los circuitos de acondicionamiento realizados para adecuar las señales de entrada al DSP y/o la tarjeta DS1104-dSPACE.

Para este fin, se procedió a caracterizar este transductor utilizando un banco de 8 bombillas de 200W y 1.75A cada una aproximadamente; donde al tener todas las bombillas del banco encendidas se obtenía una corriente aproximada de 14A.

Para este transductor, se escogió la conexión que permite una corriente nominal en el primario del transductor de 25A y según la hoja de datos del LA25-NP da una relación de transformación de 1/1000. A su vez, se colocó a la salida del transductor una $R_m = 200\Omega$, la misma del caso del LV25-P.

Todas las pruebas se realizaron con corriente alterna, estos transductores de corriente se conectaron a la etapa de alimentación para luego a través del banco de bombillos, generar la corriente a sensar por el LA25-NP, con intensidades que van desde 1.75A hasta 14 A aproximadamente. La corriente a la salida del transductor estará representada por una tensión, más exactamente la tensión de $R_m = 200\Omega$ que se puede convertir en corriente, dividiendo por dicho valor.

Las pruebas realizadas dieron los siguientes resultados:

Tabla 44. Caracterización del LA25-NP

Nº DE BOMBILLAS	I_{pn}	V_{OUT}			Ganancia		
		V_{Rm}	V_{DSP}	V_{DSPACE}	LA25-NP	DSP	DSPACE
1	1.75 A	356 mV	1.618 V	709 mV	0.203	0.067	0.405
2	3.51 A	732m V	1.722 V	1.554 V	0.208	0.063	0.44
3	5.31 A	1.094 V	1.835V	2.34 V	0.206	0.063	0.44

Nº DE BOMBILLAS	I _{pn}	V _{OUT}			Ganancia		
		V _{Rm}	V _{DSP}	V _{DSPACE}	LA25-NP	DSP	DSPACE
4	6.97 A	1.397 V	1.911 V	2.794 V	0.201	0.059	0.4
5	8.72A	1.748V	2.04V	3.498V	0.2	0.061	0.401
6	10.37A	2.082V	2.131V	4.17V	0.2	0.06	0.402

Fuente los autores

De la anterior tabla se calcula la ganancia que es:

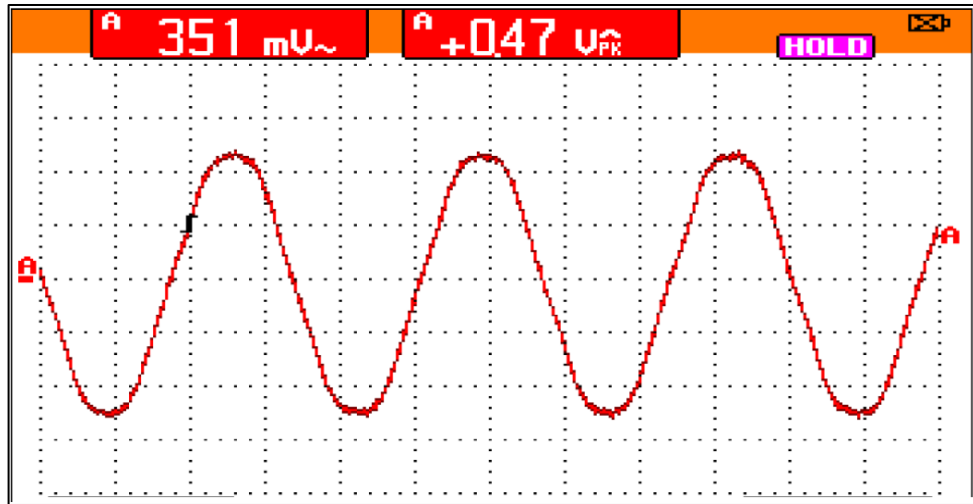
$$\frac{V_{out}}{I_{in}} = Ganancia$$

Luego se calcula la ganancia para cada uno de los valores de tensión medidos a la salida del LA25-NP y después del circuito de adecuación, de donde se obtiene un valor promedio de esta en cada caso. Para el caso del LA25-NP el resultado fue 0.203 arrojando un error de $Error_{LA} = \frac{0.2-0.203}{0.203} * 100\% = 1.47\%$ el cual causa inexactitud en los valores medidos haciendo más evidente a medida que se aumenta los rangos de corriente. Para el DSP la ganancia promedio fue 0.062 y para la DSPACE 0.414, los errores para estos fueron:

$$Error_{DSP} = \frac{0.06-0.062}{0.06} * 100\% = 3.33\% \quad Error_{DSPACE} = \frac{0.4-0.414}{0.414} * 100\% = 3.38\%$$

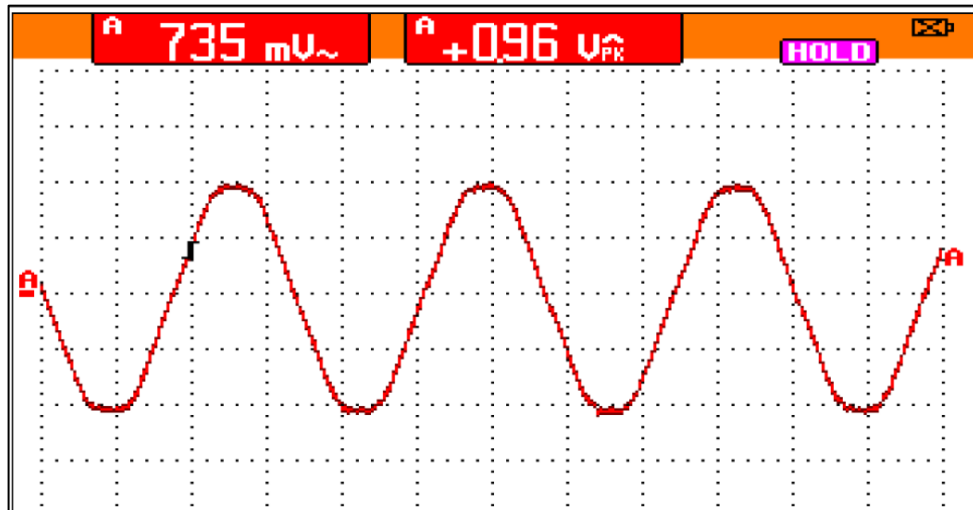
A continuación se muestran las gráficas correspondientes a la corriente de entrada del sensor cuando se enciende una bombilla o sea 1.75A, fueron tomadas a través de un osciloscopio portátil de mano *ScopeMeter FLUKE 199C*.

Figura 4141. Tensión a la salida del transductor LA25-P. 1 Bombilla



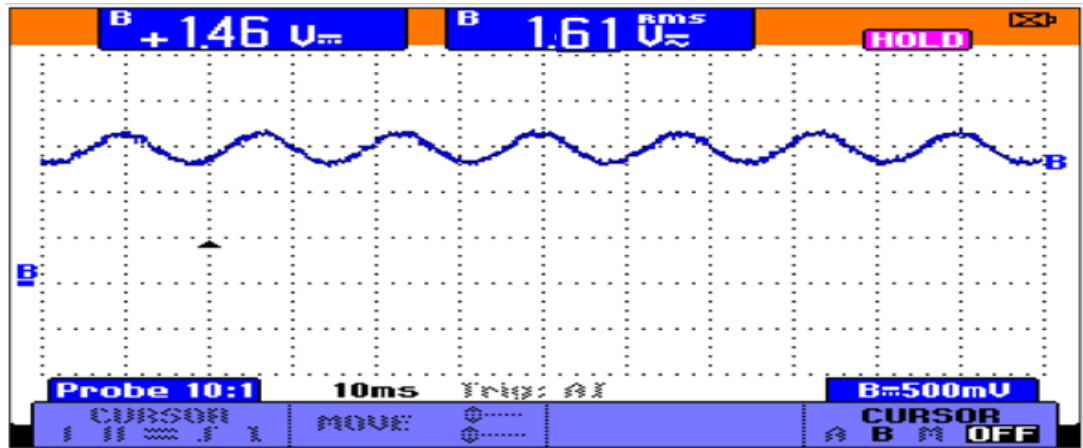
Fuente: los autores

Figura 4242. Tensión de la red medida después del circuito de acondicionamiento, corriente de entrada a la DSPACE.



Fuente: los autores

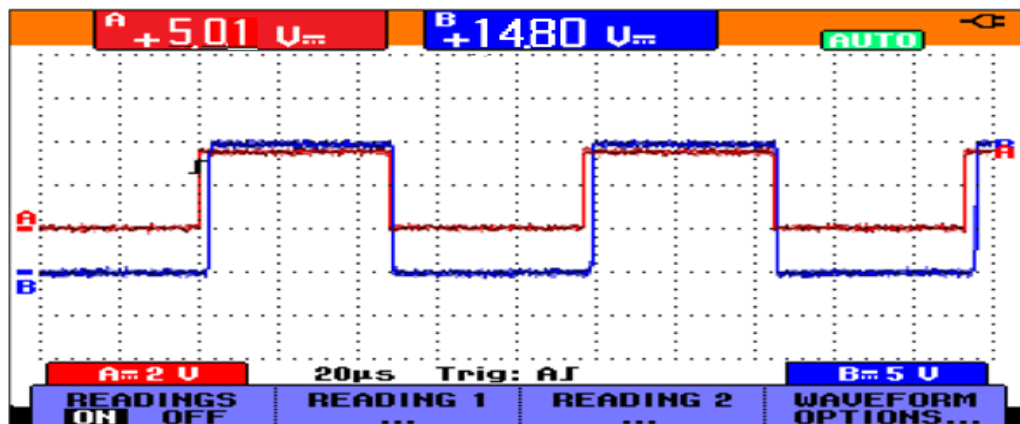
Figura 4343. Tensión de la red medida después del circuito de acondicionamiento, corriente de entrada a la DSP.



Fuente: los autores

4.2.4 Pruebas realizadas a la pcb de la etapa de adecuación y aislamiento de las señales de disparo de los IGBT del módulo SEMITEACH. Para comprobar el funcionamiento de esta etapa, se procedió a conectar en la entrada de esta etapa una onda cuadrada con niveles de 0 y 5V, tal como se observa en la Figura 44. A la salida se observó una señal cuadrada entre 0 y 15 V, mostrada en la Figura 44, logrando los rangos de tensión necesarios para el disparo de los IGBT del SEMITEACH.

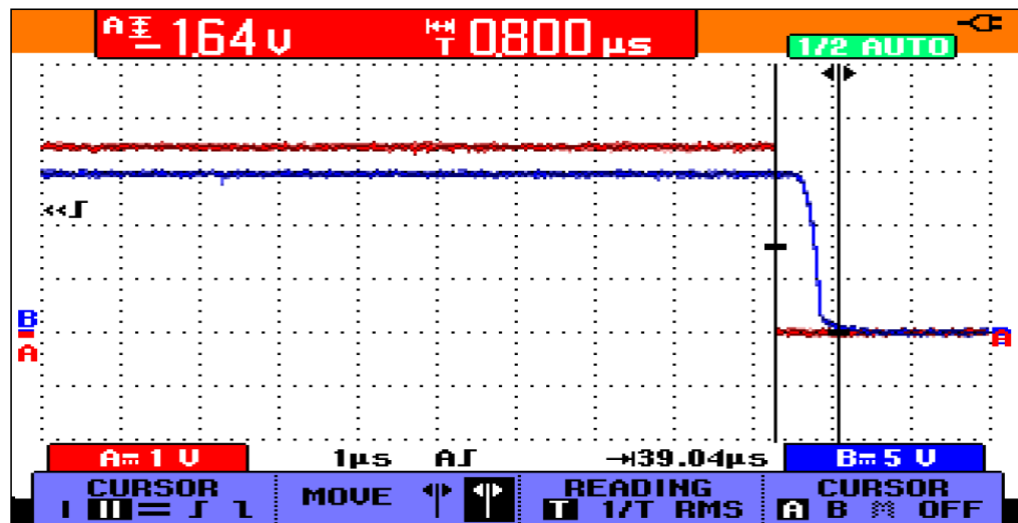
Figura 4444. Onda de entrada contra la onda de salida.



Fuente: los autores

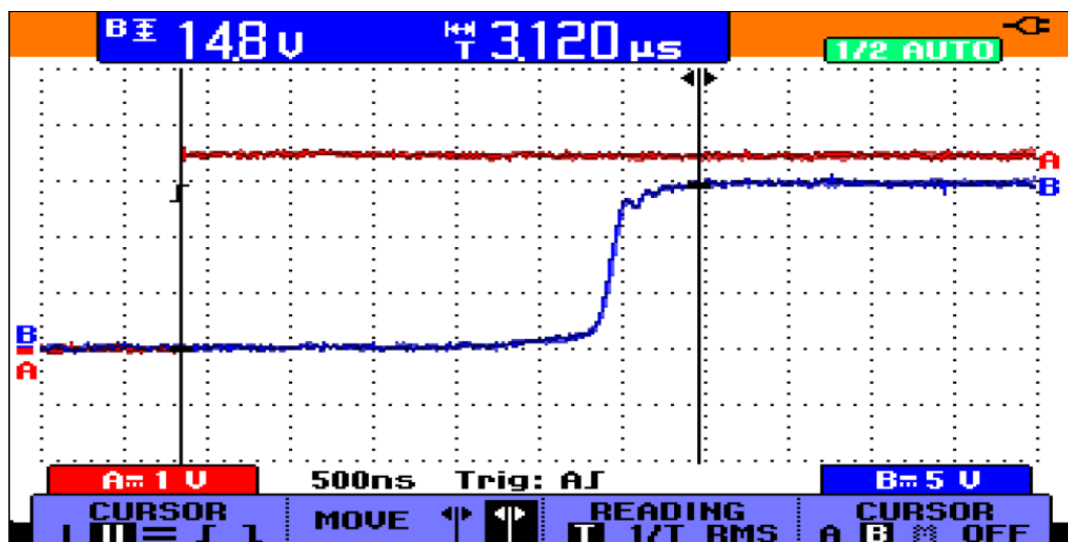
Finalmente en las Figuras 45 y 46, se pueden detallar los retardos entre la señal de entrada y de salida, para los instantes de bajada y subida de la señal de conmutación. Según se observa, los retardos son de $0.8 \mu\text{s}$ para el tiempo de bajada y $3.12 \mu\text{s}$ para el de subida. Estos retardos se deben a los tiempos de respuesta del optoacoplador y de los búfer CD4050 y CD4049.

Figura 4545. Tiempo de bajada de la señal de conmutación.



Fuente: los autores

Figura 4646. Tiempo de subida de la señal de conmutación.



Fuente: los autores

5. CONCLUSIONES

❖ En este proyecto se implementaron los circuitos para la adquisición y adecuación de las señales para el monitoreo y/o control del módulo SEMITEACH IGBT DE SEMIKROM. El sistema diseñado y construido se puede dividir en los siguientes boques:

1. La etapa de potencia, donde están las fuentes auxiliares que alimentan tanto las etapas de sensado, como la etapa de aislamiento y adecuación de los pulsos de disparo.
2. Las etapas de adquisición y adecuamiento, donde están los sensores para la medición de las señales eléctricas, que permitirán la monitorización del módulo SEMITEACH.
3. Y por último, la etapa de los optoacopladores donde se generan las señales de disparo para los IGBT del módulo SEMITEACH.

❖ Se ha verificado en la practica el funcionamiento de las PCB diseñadas, así como también se realizaron pruebas a cada uno de los sensores utilizados en la medición de tensiones y corrientes, señales eléctricas utilizados en este caso para monitorizar y/o controlar el módulo SEMITEACH, con la finalidad de comprobar las relaciones de transformación de dichos transductores, en estas pruebas, se obtuvieron errores hasta de un 3.33% , elevado a medida que se incrementan los valores de tensión y/o corriente a medir. Es importante aclarar que todas las pruebas realizadas a las PCB construidas para el sensado se realizaron a una sola fase, debido a que son idénticas, los resultados serían equivalentes.

- ❖ Al verificar el funcionamiento de la etapa de potencia, se observó que se calentaban los reguladores de tensión, por tal motivo se recomienda para un futuro la utilización de disipadores de calor en estos al momento de colocar en funcionamiento todo el sistema.
- ❖ Se observó que tanto los transductores de tensión y de corriente, como la etapa de adecuación de las señales medidas por estos transductores, presentaron una relación de ganancia con errores significativos, que contrastando con los valores teóricos se encontraron diferencias considerables.
- ❖ Los tiempos de retardo obtenidos en la etapa de adecuación y aislamiento de las señales de conmutación, limitan la frecuencia de operación máxima del sistema de control del puente inversor del módulo SEMITEACH, ya que el periodo de ejecución de los algoritmos de control no puede reducirse por debajo al tiempo total de retardo de esta etapa, el cual fue de aproximadamente 4 μ s.
- ❖ Se aconseja para futuros trabajos disminuir el número de resistencias, condensadores y OPAM que hay en los circuitos de adecuación, así como los conectores que se colocaron con la finalidad de dar una forma modular a las PCB; ya que todo esto ocasiona ruidos y retardos en las señales medidas, además de posibles malos contactos en las conexiones de cada elemento. Con esto también se logra mejorar el espaciamiento de los elementos en las PCB y reducir el tamaño de las mismas ahorrando costos.

BIBLIOGRAFÍA

A. BONIFACIO, Control digital vectorial con sliding en fuente de corriente para convertidores cc/ca trifásicos conectados a red. Ph.D. disertación, Universidad de Valladolid Departamento de Tecnología Electrónica, Valladolid, España, 2000.

DS1104-dSPACE® CONTROLLER BOARD, RTlib Reference, Manual de documentación técnica, Release 4.1. dSPACE©GmbH Technologiepark 25, 33100, Paderbord Germany. 2004.

ESPINOZA MENDOZA, Rossbel. Programa Proteus. Perú, 2011, 30p. Trabajo de grado. Universidad Nacional San Luis Gonzaga. Facultad de ingeniería mecánica y eléctrica.

FERNÁNDEZ AMADOR, Gerardo. Sensores magnéticos inductivos, Pachuca: Hgo, 2005. 149p.

GONZÁLEZ MÉNEZ, Cesar “Componentes de un sistema de adquisición de datos” 2009. {En línea}. {14 noviembre 2013}. Disponible en: (http://www.ehowenespanol.com/componentes-sistema-adquisicion-datos-lista_264906/).

J. LOPEZ, Historia de los sensores, presented at 5th International Conference on Fuzzy Systems, Cairo, Egypt, 1996.

KOLPAKOV A. Características de los convertidores de frecuencia media y alta potencia, Electronic Components. 2003. № 6.

L. E. BOYANO, Diseño construcción y validación experimental de un inversor monofásico con control digital conectado a red para paneles fotovoltaicos, Tesis de Pregrado, Universidad Carlos III de Madrid, Madrid, 2009.

M.H. RASHID, Electrónica de Potencia: Circuitos, dispositivos y aplicaciones, Ed. Pearson: Prentice Hall, 2004, pp. 368-429.

MARTÍNEZ SOBER, Marcelino, SERRANO LÓPEZ, Antonio. Introducción al procesamiento digital de señales. Valencia: opencourseware, 2009. 314p.

PALLÁS ARENY, R. Sensores y Acondicionadores de señal. 4ª Edición. España: Marcombo, 2003. 474p.

SALAZAR, Jordi "Procesadores de señal (DSP): Arquitecturas y criterios de selección" 2000. {En línea}. {11 noviembre de 2013}. Disponible en: (<http://ocw.um.es/ingenierias/sistemas-embebidos/material-de-clase-1/ssee-dat04-01.pdf>).

Sargos, F. "IGBT power electronics teaching system principle for sizing power converters", Application note AN-8005 SEMIKRON INTERNATIONAL GmbH, 2008. {En línea}. {Noviembre de 2013} disponible en (<http://www.semikron.com/>).

V. NASSISI AND A. LUCHES, Rogowski coils theory and experimental results, Rev. Sci. Instrum. 50(7), July 1979.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] L. E. BOYANO, Diseño construcción y validación experimental de un inversor monofásico con control digital conectado a red para paneles fotovoltaicos, Tesis de Pregrado, Universidad Carlos III de Madrid, Madrid, 2009.
- [2] A. BONIFACIO, Control digital vectorial con sliding en fuente de corriente para convertidores cc/ca trifásicos conectados a red. Ph.D. disertación, Universidad de Valladolid Departamento de Tecnología Electrónica, Valladolid, España, 2000.
- [3] M.H. RASHID, Electrónica de Potencia: Circuitos, dispositivos y aplicaciones, Ed. Pearson: Prentice Hall, 2004, pp. 368-429.
- [4] V. NASSISI AND A. LUCHES, Rogowski coils theory and experimental results, Rev. Sci. Instrum. 50(7), July 1979.
- [5] Sargos, F. "IGBT power electronics teaching system principle for sizing power converters", Application note AN-8005 SEMIKRON INTERNATIONAL GmbH, 2008. {En línea}. {Noviembre de 2013} disponible en (<http://www.semikron.com/>).
- [6] KOLPAKOV A. Características de los convertidores de frecuencia media y alta potencia, Electronic Components. 2003. № 6.
- [7] J. LOPEZ, Historia de los sensores, presented at 5th International Conference on Fuzzy Systems, Cairo, Egypt, 1996.

- [8] DS1104-dSPACE® CONTROLLER BOARD, RTlib Reference, Manual de documentación técnica, Release 4.1. dSPACE©GmbH Technologiepark 25, 33100, Paderbord Germany. 2004.
- [9] MARTÍNEZ SOBER, Marcelino, SERRANO LÓPEZ, Antonio. Introducción al procesamiento digital de señales. Valencia: opencourseware, 2009. 314p.
- [10] SALAZAR, Jordi “Procesadores de señal (DSP): Arquitecturas y criterios de selección” 2000. {En línea}. {11 noviembre de 2013}. Disponible en: (<http://ocw.um.es/ingenierias/sistemas-embebidos/material-de-clase-1/ssee-da-t04-01.pdf>).
- [11] FERNÁNDEZ AMADOR, Gerardo. Sensores magnéticos inductivos, Pachuca: Hgo, 2005. 149p.
- [12] PALLÁS ARENY, R. Sensores y Acondicionadores de señal. 4ª Edición. España: Marcombo, 2003. 474p.
- [13] GONZÁLEZ MÉNEZ, Cesar “Componentes de un sistema de adquisición de datos” 2009. {En línea}. {14 noviembre 2013}. Disponible en: (http://www.ehowenespanol.com/componentes-sistema-adquisicion-datos-lista_264906/).
- [14] ESPINOZA MENDOZA, Rossbel. Programa Proteus. Perú, 2011, 30p. Trabajo de grado. Universidad Nacional San Luis Gonzaga. Facultad de ingeniería mecánica y eléctrica.

ANEXOS

ANEXO A. DataSHEET del transductor de tensión LV25-P



Voltage Transducer LV 25-P

For the electronic measurement of currents: DC, AC, pulsed..., with galvanic isolation between the primary circuit and the secondary circuit.



$I_{PN} = 10 \text{ mA}$
 $V_{PN} = 10 \dots 500 \text{ V}$



Electrical data

I_{PN}	Primary nominal current rms	10	mA			
I_{PM}	Primary current, measuring range	0 .. ± 14	mA			
R_N	Measuring resistance	with ± 12 V	① ± 10 mA _{rms}	$R_{N,max}$ $R_{N,min}$	30 190	Ω
			② ± 14 mA _{rms}	30 100	Ω	
		with ± 15 V	③ ± 10 mA _{rms}	100 350	Ω	
			④ ± 14 mA _{rms}	100 190	Ω	
I_{SN}	Secondary nominal current rms	25	mA			
K_N	Conversion ratio	2500 : 1000				
V_C	Supply voltage (± 5 %)	± 12 .. 15	V			
I_C	Current consumption	10 (① ± 15 V) + I_N	mA			

Accuracy - Dynamic performance data

X_0	Overall accuracy @ $I_N, T_A = 25^\circ\text{C}$ @ ± 12 .. 15 V	± 0.9	%	
		① ± 15 V (± 5 %)	± 0.8	%
ϵ_L	Linearity error	< 0.2	%	
I_0	Offset current @ $I_N = 0, T_A = 25^\circ\text{C}$	Typ	Max	
I_{0T}	Temperature variation of I_0	0°C .. + 25°C	± 0.06 ± 0.25	mA
		+ 25°C .. + 70°C	± 0.10 ± 0.35	mA
t_r	Response time ¹⁾ to 90 % of I_{PN} step	40	µs	

General data

T_A	Ambient operating temperature	0 .. + 70	°C	
T_S	Ambient storage temperature	- 25 .. + 85	°C	
R_p	Primary coil resistance	② $T_A = 70^\circ\text{C}$	250	Ω
R_s	Secondary coil resistance	③ $T_A = 70^\circ\text{C}$	110	Ω
m	Mass	22	g	
	Standard	EN 50178: 1997		

Note: ¹⁾ $R_N = 25 \text{ k}\Omega$ (L/R constant, produced by the resistance and inductance of the primary circuit).

Features

- Closed loop (compensated) current transducer using the Hall effect
- Isolated plastic case recognized according to UL 94-V0.

Principle of use

- For voltage measurements, a current proportional to the measured voltage must be passed through an external resistor R_N , which is selected by the user and installed in series with the primary circuit of the transducer.

Advantages

- Excellent accuracy
- Very good linearity
- Low thermal drift
- Low response time
- High bandwidth
- High immunity to external interference
- Low disturbance in common mode.

Applications

- AC variable speed drives and servo motor drives
- Static converters for DC motor drives
- Battery supplied applications
- Uninterruptible Power Supplies (UPS)
- Power supplies for welding applications.

Application domain

- Industrial.

Voltage Transducer LV 25-P

Isolation characteristics

V_d	Rms voltage for AC insulation test, 50 Hz, 1 min	2.5 ¹⁾	kV
\hat{V}_w	Impulse withstand voltage 1.2/50 μ s	16	kV
		Min	
dCp	Creepage distance	19.5	mm
dCl	Clearance	19.5	mm
CTI	Comparative Tracking Index (group IIIa)	175	

Note: ¹⁾ Between primary and secondary.

Applications examples

According to EN 50178 and IEC 61010-1 standards and following conditions:

- Over voltage category OV 3
- Pollution degree PD2
- Non-uniform field

	EN 50178	IEC 61010-1
dCp, dCl, \hat{V}_w	Rated insulation voltage	Nominal voltage
Basic insulation	1600 V	1600 V
Reinforced insulation	800 V	800 V

Safety



This transducer must be used in electric/electronic equipment with respect to applicable standards and safety requirements in accordance with the manufacturer's operating instructions.



Caution, risk of electrical shock

When operating the transducer, certain parts of the module can carry hazardous voltage (eg. primary busbar, power supply).

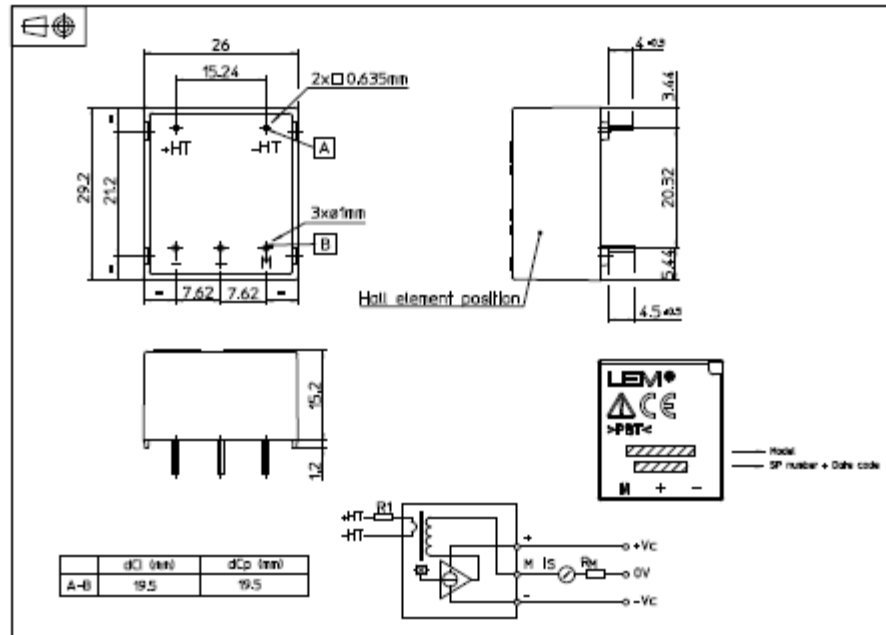
Ignoring this warning can lead to injury and/or cause serious damage.

This transducer is a build-in device, whose conducting parts must be inaccessible after installation.

A protective housing or additional shield could be used.

Main supply must be able to be disconnected.

Dimensions LV 25-P (In mm)



Mechanical characteristics

- General tolerance ± 0.2 mm
- Fastening & connection of primary 2 pins
0.635 x 0.635 mm
- Fastening & connection of secondary 3 pins $\varnothing 1$ mm
- Recommended PCB hole $\varnothing 1.2$ mm

Remarks

- I_p is positive when V_p is applied on terminal + HT.
- This is a standard model. For different versions (supply voltages, turns ratios, unidirectional measurements...), please contact us.

Instructions for use of the voltage transducer model LV 25-P

Primary resistor R_1 : the transducer's optimum accuracy is obtained at the nominal primary current. As far as possible, R_1 should be calculated so that the nominal voltage to be measured corresponds to a primary current of 10 mA.

Example: Voltage to be measured $V_{pri} = 250$ V a) $R_1 = 25$ k Ω / 2.5 W, $I_p = 10$ mA Accuracy = ± 0.9 % of V_{pri} (@ $T_A = +25^\circ\text{C}$)
b) $R_1 = 50$ k Ω / 1.25 W, $I_p = 5$ mA Accuracy = ± 1.5 % of V_{pri} (@ $T_A = +25^\circ\text{C}$)

Operating range (recommended): taking into account the resistance of the primary windings (which must remain low compared to R_1 , in order to keep thermal deviation as low as possible) and the Isolation, this transducer is suitable for measuring nominal voltages from 10 to 500 V.

ANEXO B. Data SHEET del transductor de corriente LA25-NP



Current Transducer LA 25-NP

$I_{PN} = 5-6-8-12-25 \text{ A}$

For the electronic measurement of currents : DC, AC, pulsed, mixed, with a galvanic isolation between the primary circuit (high power) and the secondary circuit (electronic circuit).



Electrical data			
I_{PN}	Primary nominal r.m.s. current	25	At
I_N	Primary current, measuring range	0 .. ± 36	At
R_M	Measuring resistance with $\pm 15 \text{ V}$		R_{Mmin} R_{Mmax}
		@ $\pm 25 \text{ At}_{max}$	100 320 Ω
		@ $\pm 36 \text{ At}_{max}$	100 190 Ω
I_{SN}	Secondary nominal r.m.s. current	25	mA
K_N	Conversion ratio	1-2-3-4-5 : 1000	
V_C	Supply voltage ($\pm 5\%$)	± 15	V
I_C	Current consumption	$10 + I_S$	mA
V_D	R.m.s. voltage for AC Isolation test, 50 Hz, 1 mn	2.5	kV
V_o	R.m.s. rated voltage ¹⁾ , safe separation basic Isolation	600	V
		1700	V

Features

- Closed loop (compensated) multi-range current transducer using the Hall effect
- Insulated plastic case recognized according to UL 94-V0.

Advantages

- Excellent accuracy
- Very good linearity
- Low temperature drift
- Optimized response time
- Wide frequency bandwidth
- No Insertion losses
- High Immunity to external interference
- Current overload capability.

Applications

- AC variable speed drives and servo motor drives
- Static converters for DC motor drives
- Battery supplied applications
- Uninterruptible Power Supplies (UPS)
- Switched Mode Power Supplies (SMPS)
- Power supplies for welding applications.

Accuracy - Dynamic performance data			
X	Accuracy @ $I_N, T_A = 25^\circ\text{C}$	± 0.5	%
E_L	Linearity	< 0.2	%
I_o	Offset current ²⁾ @ $I_p = 0, T_A = 25^\circ\text{C}$	Typ	Max
		± 0.05	± 0.15
I_{res}	Residual current ³⁾ @ $I_p = 0$, after an overload of $3 \times I_{PN}$	± 0.05	± 0.15
I_{dr}	Thermal drift of I_o	0°C .. +25°C	± 0.06 ± 0.25
		+25°C .. +70°C	± 0.10 ± 0.35
t	Response time ⁴⁾ @ 90 % of $I_{p,max}$	< 1	μs
dI/dt	dI/dt accurately followed	> 50	A/ μs
f	Frequency bandwidth (-1 dB)	DC .. 150	KHz

General data			
T_A	Ambient operating temperature	0 .. +70	$^\circ\text{C}$
T_S	Ambient storage temperature	-25 .. +85	$^\circ\text{C}$
R_p	Primary resistance per turn @ $T_A = 25^\circ\text{C}$	< 1.25	m Ω
R_s	Secondary coil resistance @ $T_A = 70^\circ\text{C}$	110	Ω
R_{is}	Isolation resistance @ 500 V, $T_A = 25^\circ\text{C}$	> 1500	M Ω
m	Mass	22	g
	Standards ⁵⁾	EN 50178	

Notes : ¹⁾ Pollution class 2

²⁾ Measurement carried out after 15 mn functioning

³⁾ The result of the coercive field of the magnetic circuit

⁴⁾ With a dI/dt of 100 A/ μs

⁵⁾ A list of corresponding tests is available

980909/8

ANEXO C. Data SHEET del regulador LM338K



May 1998

LM138/LM338 5-Amp Adjustable Regulators

General Description

The LM138 series of adjustable 3-terminal positive voltage regulators is capable of supplying in excess of 5A over a 1.2V to 32V output range. They are exceptionally easy to use and require only 2 resistors to set the output voltage. Careful circuit design has resulted in outstanding load and line regulation—comparable to many commercial power supplies. The LM138 family is supplied in a standard 3-lead transistor package.

A unique feature of the LM138 family is time-dependent current limiting. The current limit circuitry allows peak currents of up to 12A to be drawn from the regulator for short periods of time. This allows the LM138 to be used with heavy transient loads and speeds start-up under full-load conditions. Under sustained loading conditions, the current limit decreases to a safe value protecting the regulator. Also included on the chip are thermal overload protection and safe area protection for the power transistor. Overload protection remains functional even if the adjustment pin is accidentally disconnected.

Normally, no capacitors are needed unless the device is situated more than 6 inches from the input filter capacitors in which case an input bypass is needed. An output capacitor can be added to improve transient response, while bypassing the adjustment pin will increase the regulator's ripple rejection.

Besides replacing fixed regulators or discrete designs, the LM138 is useful in a wide variety of other applications. Since the regulator is "floating" and sees only the input-to-output differential voltage, supplies of several hundred volts can be regulated as long as the maximum input to output differential is not exceeded, i.e., do not short-circuit output to ground. The part numbers in the LM138 series which have a K suffix are packaged in a standard Steel TO-3 package, while those with a T suffix are packaged in a TO-220 plastic package. The LM138 is rated for $-55^{\circ}\text{C} \leq T_J \leq +150^{\circ}\text{C}$, and the LM338 is rated for $0^{\circ}\text{C} \leq T_J \leq +125^{\circ}\text{C}$.

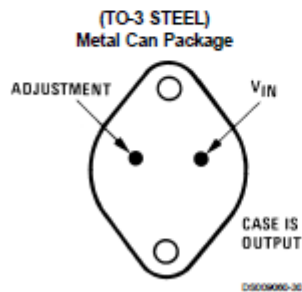
Features

- Guaranteed 7A peak output current
- Guaranteed 5A output current
- Adjustable output down to 1.2V
- Guaranteed thermal regulation
- Current limit constant with temperature
- P+ Product Enhancement tested
- Output is short-circuit protected

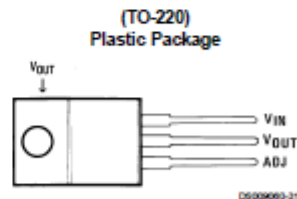
Applications

- Adjustable power supplies
- Constant current regulators
- Battery chargers

Connection Diagrams (See Physical Dimension section for further information)



Bottom View
Order Number LM138K STEEL or LM338K STEEL
See NS Package Number K02A



Front View
Order Number LM338T
See NS Package Number T03B

Absolute Maximum Ratings (Note 1)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

(Note 4)

Power Dissipation	Internally limited
Input/Output Voltage Differential	+40V, -0.3V
Storage Temperature	-65°C to +150°C

Lead Temperature

Metal Package (Soldering, 10 seconds)	300°C
Plastic Package (Soldering, 4 seconds)	260°C
ESD Tolerance	TBD

Operating Temperature Range

LM138	-55°C ≤ T _J ≤ +150°C
LM338	0°C ≤ T _J ≤ +125°C

Electrical Characteristics

Specifications with standard type face are for T_J = 25°C, and those with boldface type apply over full Operating Temperature Range. Unless otherwise specified, V_{IN} - V_{OUT} = 5V, and I_{OUT} = 10 mA. (Note 2)

Symbol	Parameter	Conditions	LM138			Units
			Min	Typ	Max	
V _{REF}	Reference Voltage	3V ≤ (V _{IN} - V _{OUT}) ≤ 35V, 10 mA ≤ I _{OUT} ≤ 5A, P ≤ 50W	1.19	1.24	1.29	V
V _{RLINE}	Line Regulation	3V ≤ (V _{IN} - V _{OUT}) ≤ 35V (Note 3)		0.005	0.01	%/V
V _{RLOAD}	Load Regulation	10 mA ≤ I _{OUT} ≤ 5A (Note 3)		0.02	0.04	%/V
				0.1	0.3	%
	Thermal Regulation	20 ms Pulse		0.3	0.6	%
I _{ADJ}	Adjustment Pin Current			0.002	0.01	%/W
ΔI _{ADJ}	Adjustment Pin Current Change	10 mA ≤ I _{OUT} ≤ 5A, 3V ≤ (V _{IN} - V _{OUT}) ≤ 35V		45	100	μA
ΔV _{INT}	Temperature Stability	T _{MIN} ≤ T _J ≤ T _{MAX}		0.2	5	μA
I _{LOAD(Min)}	Minimum Load Current	V _{IN} - V _{OUT} = 35V		1		%
I _{CL}	Current Limit	V _{IN} - V _{OUT} ≤ 10V		3.5	5	mA
		DC	5	8	A	
		0.5 ms Peak	7	12	A	
		V _{IN} - V _{OUT} = 30V		1	1	A
V _N	RMS Output Noise, % of V _{OUT}	10 Hz ≤ f ≤ 10 kHz		0.003		%
ΔV _R ΔV _{IN}	Ripple Rejection Ratio	V _{OUT} = 10V, f = 120 Hz, C _{ADJ} = 0 μF		60		dB
		V _{OUT} = 10V, f = 120 Hz, C _{ADJ} = 10 μF	60	75		dB
	Long-Term Stability	T _J = 125°C, 1000 Hrs		0.3	1	%
θ _{JC}	Thermal Resistance, Junction to Case	K Package			1	°C/W
θ _{JA}	Thermal Resistance, Junction to Ambient (No Heat Sink)	K Package		35		°C/W

Electrical Characteristics

Symbol	Parameter	Conditions	LM338			Units
			Min	Typ	Max	
V _{REF}	Reference Voltage	3V ≤ (V _{IN} - V _{OUT}) ≤ 35V, 10 mA ≤ I _{OUT} ≤ 5A, P ≤ 50W	1.19	1.24	1.29	V
V _{RLINE}	Line Regulation	3V ≤ (V _{IN} - V _{OUT}) ≤ 35V (Note 3)		0.005	0.03	%/V
V _{RLOAD}	Load Regulation	10 mA ≤ I _{OUT} ≤ 5A (Note 3)		0.02	0.06	%/V
				0.1	0.5	%
	Thermal Regulation	20 ms Pulse		0.3	1	%
I _{ADJ}	Adjustment Pin Current			0.002	0.02	%/W
ΔI _{ADJ}	Adjustment Pin Current Change	10 mA ≤ I _{OUT} ≤ 5A, 3V ≤ (V _{IN} - V _{OUT}) ≤ 35V		45	100	μA
				0.2	5	μA

Application Hints (Continued)

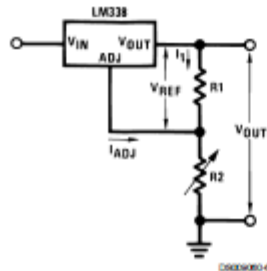


FIGURE 1.

Since the 50 μA current from the adjustment terminal represents an error term, the LM138 was designed to minimize I_{ADJ} and make it very constant with line and load changes. To do this, all quiescent operating current is returned to the output establishing a minimum load current requirement. If there is insufficient load on the output, the output will rise.

External Capacitors

An input bypass capacitor is recommended. A 0.1 μF disc or 1 μF solid tantalum on the input is suitable input bypassing for almost all applications. The device is more sensitive to the absence of input bypassing when adjustment or output capacitors are used but the above values will eliminate the possibility of problems.

The adjustment terminal can be bypassed to ground on the LM138 to improve ripple rejection. This bypass capacitor prevents ripple from being amplified as the output voltage is increased. With a 10 μF bypass capacitor 75 dB ripple rejection is obtainable at any output level. Increases over 20 μF do not appreciably improve the ripple rejection at frequencies above 120 Hz. If the bypass capacitor is used, it is sometimes necessary to include protection diodes to prevent the capacitor from discharging through internal low current paths and damaging the device.

In general, the best type of capacitors to use are solid tantalum. Solid tantalum capacitors have low impedance even at high frequencies. Depending upon capacitor construction, it takes about 25 μF in aluminum electrolytic to equal 1 μF solid tantalum at high frequencies. Ceramic capacitors are also good at high frequencies; but some types have a large decrease in capacitance at frequencies around 0.5 MHz. For this reason, 0.01 μF disc may seem to work better than a 0.1 μF disc as a bypass.

Although the LM138 is stable with no output capacitors, like any feedback circuit, certain values of external capacitance can cause excessive ringing. This occurs with values between 500 pF and 5000 pF. A 1 μF solid tantalum (or 25 μF aluminum electrolytic) on the output swamps this effect and insures stability.

Load Regulation

The LM138 is capable of providing extremely good load regulation but a few precautions are needed to obtain maximum performance. The current set resistor connected between the adjustment terminal and the output terminal (usually 240 Ω) should be tied directly to the output of the regulator (case) rather than near the load. This eliminates line drops from appearing effectively in series with the reference and degrading regulation. For example, a 15V regulator with 0.05 Ω resistance between the regulator and load will have a load regulation due to line resistance of 0.05 Ω x I_L . If the set resistor is connected near the load the effective line resistance will be 0.05 Ω (1 + R2/R1) or in this case, 11.5 times worse.

Figure 2 shows the effect of resistance between the regulator and 240 Ω set resistor.

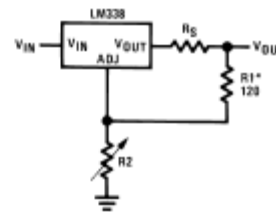


FIGURE 2. Regulator with Line Resistance in Output Lead

With the TO-3 package, it is easy to minimize the resistance from the case to the set resistor, by using 2 separate leads to the case. The ground of R2 can be returned near the ground of the load to provide remote ground sensing and improve load regulation.

Protection Diodes

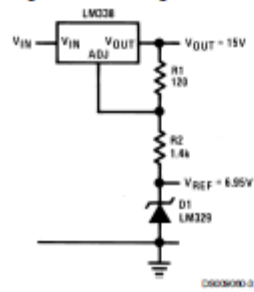
When external capacitors are used with any IC regulator it is sometimes necessary to add protection diodes to prevent the capacitors from discharging through low current points into the regulator. Most 20 μF capacitors have low enough internal series resistance to deliver 20A spikes when shorted. Although the surge is short, there is enough energy to damage parts of the IC.

When an output capacitor is connected to a regulator and the input is shorted, the output capacitor will discharge into the output of the regulator. The discharge current depends on the value of the capacitor, the output voltage of the regulator, and the rate of decrease of V_{IN} . In the LM138 this discharge path is through a large junction that is able to sustain 25A surge with no problem. This is not true of other types of positive regulators. For output capacitors of 100 μF or less at output of 15V or less, there is no need to use diodes.

The bypass capacitor on the adjustment terminal can discharge through a low current junction. Discharge occurs when either the input or output is shorted. Internal to the LM138 is a 50 Ω resistor which limits the peak discharge current. No protection is needed for output voltages of 25V or less and 10 μF capacitance. Figure 3 shows an LM138 with protection diodes included for use with outputs greater than 25V and high values of output capacitance.

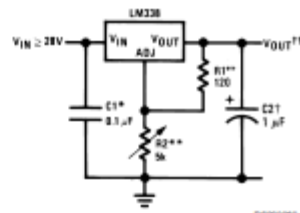
Typical Applications

Regulator and Voltage Reference



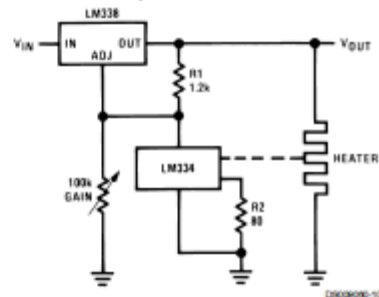
000000-0

1.2V-25V Adjustable Regulator



000000-1

Temperature Controller



000000-10

Full output current not available
at high input-output voltages

†Optional — improves transient response. Output capacitors in the range of
1 μF to 1000 μF of aluminum or tantalum electrolytic are commonly used
to provide improved output impedance and rejection of transients.

*Needed if device is more than 6 inches from filter capacitors.

$$\dagger\dagger V_{out} = 1.25V \left(1 + \frac{R2}{R1} \right) + I_{ADJ} R2$$

**R1 = 240Ω for LM138. R1, R2 as an assembly can be ordered from
Bourns:

MIL part no. 7105A-AT2-502

COMM part no. 7105A-AT7-502