

Universidad Tecnológica Nacional

Proyecto Final

Fuente Avanzada de Corriente Alterna para la Simulación de una Red Eléctrica Real

Autor:

- Sanchez, Guillermo Ariel

Director:

- Vincitorio, Fabio Miguel

Codirector:

- Burgos, Enrique Sergio

*Proyecto final presentado para cumplimentar los requisitos académicos
para acceder al título de Ingeniero Electrónico en la*

Facultad Regional Paraná

Diciembre de 2019

Declaración de autoría:

Yo declaro que el Proyecto Final “Fuente Avanzada de Corriente Alterna para la Simulación de una Red Eléctrica Real” y el trabajo realizado son propios.

- Este trabajo fue realizado en su totalidad, o principalmente, para acceder al título de grado de Ingeniero Electrónico, en la Universidad Tecnológica Nacional, Regional Paraná.
- Se establece claramente que el desarrollo realizado y el informe que lo acompaña no han sido previamente utilizados para acceder a otro título de grado o pre-grado.
- Siempre que se ha utilizado trabajo de otros autores, el mismo ha sido correctamente citado. El resto del trabajo es de autoría propia.
- Se ha indicado y agradecido correctamente a todos aquellos que han colaborado con el presente trabajo.
- Cuando el trabajo forma parte de un trabajo de mayores dimensiones donde han participado otras personas, se ha indicado claramente el alcance del trabajo realizado.

Firma:

Fecha:

Agradecimientos:

Agradezco en primer lugar a Dios que todo lo creó.

A mis padres Jorge y Delia por haberme forjado como la persona que soy, y motivarme constantemente para alcanzar mis anhelos.

A la Universidad Tecnológica Regional Paraná y Regional Santa Fe, junto a todos aquellos que han contribuido a mi formación profesional.

A todas aquellas personas que de una u otra manera han colaborado con el presente trabajo, haciéndolo posible, y que me han brindado su apoyo durante la realización del mismo.

Para todos mi más sincera gratitud.

Guillermo Ariel Sanchez

Universidad Tecnológica Nacional

Abstract

Facultad Regional Paraná

Ingeniería en Electrónica

**Fuente Avanzada de Corriente Alterna para la Simulación de
una Red Eléctrica Real**

Guillermo Ariel Sanchez

Abstract:

The project described in this work consist of the design and manufacture of a device that allows electrical tests, whose main function is to generate the conditions of a real electrical network, and its disturbances.

In this thesis, it is proposed the development of a robust inverter with the characteristics of a real electrical network, based on direct digital synthesis (DDS), which is a technique to produce an analog waveform manipulating a clock digitally. This allows the handling of large powers with high efficiency and control, with very good resolution the frequency and voltage of the generated signal, which are two of the fundamental parameters. The equipment has a real-time microcontroller (TMS320F28377), this range of DSP (digital signal processor), is used in precise equipment, which needs signal processing and a rapid response to disturbances.

I conducted a functional equipment, with laboratory characteristics, suitable for use in various tests, with a wide possibility of being modified to meet extra requirements that may arise.

Keywords:

Tests, Inverter, Standarts, Electrical Grid

Resumen:

En este proyecto se presenta el trabajo realizado a fin de diseñar y construir un dispositivo para la realización de ensayos eléctricos, capaz de recrear las condiciones de funcionamiento de una red eléctrica real así como sus perturbaciones.

En esta tesis, se propone principalmente el desarrollo de un inversor robusto y con las características de una red eléctrica real, basado en la síntesis digital directa (DDS), la cual es una técnica para producir una forma de onda analógica a partir de manipular una señal de reloj de modo digital. Esto permite el manejo de grandes potencias con una eficiencia elevada y controlar con muy buena resolución la frecuencia y tensión de la señal generada, que son dos de los parámetros fundamentales. El equipo cuenta con un microcontrolador de tiempo real TMS320F28377 del fabricante Texas Instruments. Esta gama de procesadores digitales de señales (DSP), se utiliza en equipos precisos, los cuales necesitan un procesamiento de señales y una respuesta rápida frente a las perturbaciones.

Se obtuvo de esta manera un equipo funcional, con características de laboratorio, apto para utilizarse en diversos ensayos, con una amplia flexibilidad para satisfacer requerimientos extras que puedan surgir.

Palabras Claves:

Ensayos, Inversor, Normas, Red Eléctrica

Reconocimientos:

A Fabio Vincitorio, Sergio Burgos y Javier Acosta por haberme acompañado y enseñado todo el trayecto de este proyecto.

A los profesores de la Universidad Tecnológica Nacional, por brindarme el conocimiento necesario para aplicar en el proyecto final.

Al laboratorio LAMyEN de la UTN Regional Santa Fe, por permitirme usar las instalaciones y facilitarme los recursos para desarrollar el equipo.

A Hernán Catellani por colaborar en el ensamblado de las placas del circuito impreso.

Índice:

1. Introducción	1
2. Desarrollo.....	3
2.1. Lógica de funcionamiento	3
2.1.1. Alimentación.....	3
2.1.2. Etapa de potencia	9
2.1.3. Acondicionamiento de la señal.....	14
2.1.4. Sensado.....	16
2.1.5. Pantalla y Teclado	24
2.1.6. Controlador.....	26
2.1.6.1 Generación de la señal SPWM	26
2.1.6.1. Protecciones por software.....	29
2.1.6.2. Sensado de las variables.....	30
2.1.6.3. Manipulación de las variables.....	31
2.1.1.1. Comunicación hombre maquina (HMI)	36
3. Resultados.....	41
3.1. Imágenes.....	41
3.1.1. Placa principal	41
3.1.2. <i>Display</i> o Pantalla	43
3.1.3. Teclado.....	44
3.1.4. Filtrado.....	45
3.1.5. Habilitación Etapa de Potencia	46
3.1.6. A continuación se observa el diseño final	47
3.2. Análisis del THD	50
4. Análisis de costos.....	57
5. Discusión y conclusión	59
6. Literatura Citada.....	61
7. Anexos	64

Lista de Figuras:

Figura 1: Diagrama en bloques del equipo	3
Figura 2: Respuesta del Filtro	16
Figura 3: Señal bipolar	27
Figura 4: THD señal bipolar	27
Figura 5: Señal Unipolar	28
Figura 6: THD señal unipolar	29
Figura 7: Sobre-impulsos	33
Figura 8: Muestras o hendiduras.....	33
Figura 9: Hueco de tensión	34
Figura 10: Elevación de tensión.....	34
Figura 11: Armónicos.....	36
Figura 12: Diagrama de flujo de la configuración	37
Figura 13: Diagrama de flujo de la configuración de muescas o sobre-impulsos	38
Figura 14: Diagrama de flujo de la configuración de huecos o elevaciones de tensión	38
Figura 15: Diagrama de flujo de la configuración de los armónicos	39
Figura 16: Vista superior placa principal	41
Figura 17: Vista inferior placa principal	42
Figura 18: Vista superior placa de la pantalla	43
Figura 19: Vista inferior placa de la pantalla	43
Figura 20: Vista superior placa del teclado	44
Figura 21: Vista inferior placa del teclado	44
Figura 22: Vista Superior placa del filtro	45
Figura 23: Vista inferior placa del filtro.....	45
Figura 24: Vista Superior placa para habilitar la etapa de potencia.....	46
Figura 25: Vista inferior placa para habilitar la etapa de potencia.....	46

Lista de Tablas:

Tabla 1: Encapsulado TO-263	4
Tabla 2: Descripción de los pines SPX3819	6
Tabla 3: Funciones de los pines del convertidor DC-DC, serie NKE.....	8
Tabla 4: Función de los pines del convertidor DC-DC, serie MGJ2	9
Tabla 5: Tabla de la verdad	12
Tabla 6: Funciones de los pines del AMC1311	17
Tabla 7: Función de los pines del convertidor LTC1966	18
Tabla 8: Funciones de los pines del TLV6001	20
Tabla 9: THD Mínima tensión 50Hz 1.1ohm.....	50
Tabla 10: THD media tensión 50Hz 1.1ohm	51
Tabla 11: THD máxima tensión 50Hz 1.1ohm	51
Tabla 12: THD mínima tensión 60Hz 1.1ohm.....	52
Tabla 13: THD media tensión 60Hz 1.1ohm	52
Tabla 14: THD máxima tensión 60Hz 1.1ohm	53
Tabla 15: THD mínima tensión 50Hz 2.35ohm.....	53
Tabla 16: THD media tensión 50Hz 2.35ohm	54
Tabla 17: THD máxima tensión 50Hz 2.35ohm	54
Tabla 18: THD mínima tensión 60Hz 2.35ohm.....	55
Tabla 19: THD media tensión 60Hz 2.35ohm	55
Tabla 20: THD máxima tensión 60Hz 2.35ohm	56
Tabla 21: Precios de componentes	57
Tabla 22: Horas de trabajo	57

Lista de Ilustraciones:

Ilustración 1: Alimentación etapa de control	4
Ilustración 2: Regulador SPX3819	5
Ilustración 3: Fuente conmutada	7
Ilustración 4: Convertidor DC-DC, serie NKE	7
Ilustración 5: Convertidor DC-DC, serie MGJ2	8
Ilustración 6: Puente H.....	9
Ilustración 7: Circulación de corriente en un puente H	10
Ilustración 8: Encapsulado INT-A-PAK.....	10
Ilustración 9: Pines TLP250.....	11
Ilustración 10: Operacional de aislación AMC1311	17
Ilustración 11: Convertidor RMS a DC, LTC1966	18
Ilustración 12: Descripción interna del TLV6001	20
Ilustración 13: Sensor de corriente.....	21
Ilustración 14: Encapsulado del MPC97XX.....	23
Ilustración 15: TO-92.....	23
Ilustración 16: Display	24
Ilustración 17: Amplitud de la señal	32
Ilustración 18: Frecuencia de la señal	32
Ilustración 19: Controlador	42
Ilustración 20: Display o pantalla	44
Ilustración 21: Filtro de salida	45
Ilustración 22: Habilitación de la etapa de potencia	46
Ilustración 23: Ensamblaje de componentes base.....	47
Ilustración 24: Ensamblaje de componentes base cableada.....	47
Ilustración 25: Ensamblaje de componentes tapa	48
Ilustración 26: Equipo terminado vista superior	48
Ilustración 27: Equipo terminado vista lateral	49
Ilustración 28: Teclado y Display	49

Lista de Esquemas:

Esquema 1: Reguladores de tensión 5V y 3.3V	5
Esquema 2: Regulador de tensión del núcleo del microcontrolador.....	6
Esquema 3: Relé para activar la etapa de potencia	6
Esquema 4: Alimentación del sensado.....	8
Esquema 5: Alimentación de los drivers.....	9
Esquema 6: Puente H.....	11
Esquema 7: Funcionamiento.....	12
Esquema 8: Circuito del Driver	12
Esquema 9: Driver con Problemas.....	13
Esquema 10: Configuración del filtro de salida.....	14
Esquema 11: Filtro de salida	15
Esquema 12: Esquema simplificado del AMC1311.....	17
Esquema 13: Aplicación típica del LTC1966.....	19
Esquema 14: Alternativas para la conexión del LTC1966.....	19
Esquema 15: Circuito utilizado del LTC1966.....	19
Esquema 16: Aplicación típica.....	21
Esquema 17: Circuito para la conexión del sensor	22
Esquema 18: Circuito sensor de corriente RMS	22
Esquema 19: Sensores de temperatura.....	23
Esquema 20: Teclado	24
Esquema 21: Adaptación de niveles de tensión	25
Esquema 22: Adaptación de tensión para el display	25

Lista de Abreviaturas:

A/D: Conversión analógica digital

ADC: Conversor analógico digital

VCA: Tensión de corriente alterna

VCC: Tensión de corriente continúa

Hz: Frecuencia

W: Potencia

A: Corriente

V: Tensión

THD: Distorsión armónica total

IGBT: Transistor bipolar de puerta aislada

DDS: Síntesis digital discreta

DSP: Procesador digital de señales

PID: Proporcional Integrativo Derivativo

GND: masa

PWM: Modulación por ancho de pulso

HMI: Interfaz hombre máquina

Kd: Constante derivativa

Kp: Constante proporcional

Ki: Constante integrativa

PCB: placa de circuito impreso

MIPS: Millones de instrucciones por segundo

RMS: Valor eficaz

Dedicado a:

Quiero agradecer en primera instancia a mi familia, de forma especial a mis padres por sus enseñanzas y la manera de instruirme para afrontar las verdades de esta vida; a mi hermana por el acompañamiento y el apoyo.

A mis amigos y compañeros de la facultad que cumplieron un rol fundamental en cuanto a no abandonar, brindando su apoyo con ideas y soluciones, o simplemente compartiendo momentos para despejar la mente en épocas de exámenes.

1. Introducción

En la República Argentina desde el año 1998, todo producto eléctrico que se conecte, o sea utilizado en la red eléctrica debe ser probado bajo normas de seguridad de producto. En este marco, las distintas normas exigen ensayos tanto en condiciones normales como en falla.

Todos los días se diseñan y fabrican nuevos equipos eléctricos, los cuales deben ser ensayados. Esto presenta un problema, ya que dentro de un laboratorio no se puede dejar librado al azar la realización de los ensayos, puesto que hay tiempos que deben cumplirse. Como consecuencia en un laboratorio se necesita tener la capacidad de ensayar los equipos en condiciones controladas.

Este proyecto se desarrolla a partir de la necesidad de realizar pruebas, en equipos que deben conectarse a la red eléctrica, los cuales deben ser ensayados para la certificación bajo los estándares correspondientes.

Se analizaron las condiciones requeridas para poder realizar los ensayos. Durante este análisis se observó que algunas pruebas deben realizarse en condiciones normales de funcionamiento mientras que otras, requieren que algunos parámetros de la red de energía se encuentren fuera de los márgenes normales y/o recomendados.

En el mercado nacional no se encuentran oferentes de equipamientos específicos para la simulación de redes eléctricas, y los equipos existentes en otros países tienen un costo elevado.

Todo lo indicado anteriormente motivó el objetivo técnico de este proyecto, que implica el desarrollo y fabricación de un equipo totalmente controlable, de modo que fuese posible realizar ensayos, simulando las condiciones reales de funcionamiento de la red eléctrica.

Para esto se plantea el diseño de un equipo capaz de generar una señal similar a la de una red eléctrica y, partiendo de este punto modificarla en frecuencia, tensión, componentes armónicas, etcétera. Esto nos permitirá adaptarla a condiciones más "reales" o a casos límites.

Es evidente que para poder llevar adelante cada una de estas acciones es necesario contar con sistemas programables. Estos sistemas deberían tener la capacidad de manejar entradas y salidas con diferentes niveles de tensión e información. Es aquí donde el controlador se convierte en el núcleo central del sistema de evaluación, gestión y control de la señal a producir.

Dadas las características del controlador y los niveles de potencia sobre los cuales hay que operar se deberán desarrollar interfaces de potencia y transducción.

Este equipamiento va dirigido principalmente a instituciones, ya sean privadas, o no, que deseen poder ensayar equipos que van conectados a la red. Esto les permitirá evaluar el comportamiento que tendrán los equipos frente a todas las variaciones que puede llegar a tener una red eléctrica actual.

Otro aspecto importante que se tuvo en cuenta fue poder utilizar este dispositivo para ensayos en cualquier equipo que sea conectado a la red eléctrica y que se desee observar su funcionamiento frente a variaciones y distorsiones de la misma, ampliando el uso para distintas aplicaciones, incrementando la versatilidad y la demanda del mercado.

En este caso se tomaron como parámetros los valores nominales de nuestra red eléctrica. Los mismos son:

- Tensión nominal de 220 VAC (+10% -8%).
- Frecuencia de 50 Hz. (+/- 1Hz).
- Distorsión armónica menor al 8%

En esta versión el equipo cuenta con una potencia de hasta 500W.

El equipo trabaja con baja tensión para mayor seguridad, por este motivo la tensión de salida será como máximo de 30 volts de corriente alterna. Para obtener la tensión final deseada se utilizaría un transformador elevador o un variac, y de esta manera se alcanzaría cualquier valor de tensión.

2. Desarrollo

En lo que respecta a la simulación de una red eléctrica, se parte de los parámetros normales de tensión, frecuencia, distorsión armónica. Teniendo en cuenta estos parámetros se construyó una fuente que respete las características de las redes conocidas, y permita obtener un entorno adecuado para el funcionamiento del equipo a ensayar.

El dispositivo se basa en la síntesis digital directa (DDS), la cual es una técnica para producir una forma de onda analógica al manipular una señal de reloj. Esto permite el manejo de grandes potencias con una eficiencia elevada y controlar con muy buena resolución la frecuencia y tensión de la señal generada.

El proyecto que se plantea, estará compuesto fundamentalmente de 6 bloques interconectados entre sí, como se ve en la figura 1.

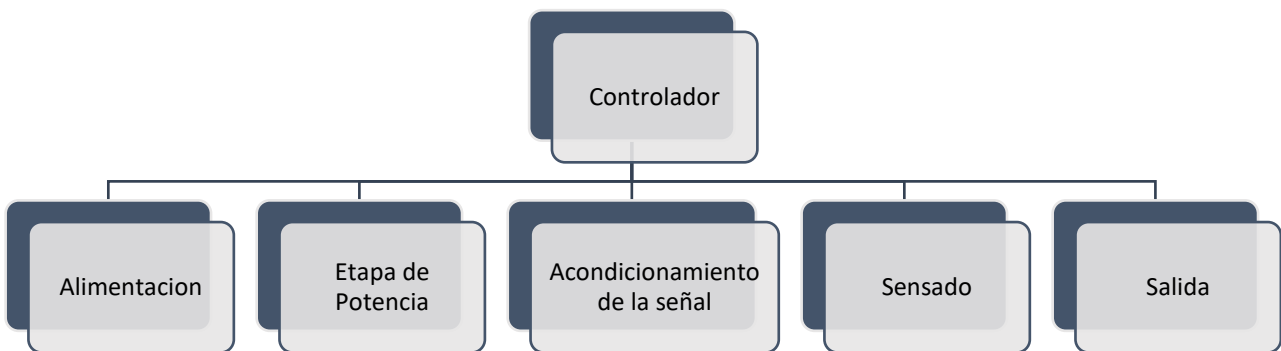


Figura 1: Diagrama en bloques del equipo

2.1. Lógica de funcionamiento

2.1.1. Alimentación

Internamente el dispositivo posee dos partes a ser alimentadas, la etapa de control y la de potencia.

Es una buena práctica alimentar primeramente la etapa de control, para que esta, una vez que haya realizado los chequeos necesarios, accione la etapa de potencia y así evitar posibles daños en la misma. Estas etapas cuentan con fuentes conmutadas para adaptar los niveles de tensión de la entrada.

La fuente conmutada utilizada para la etapa de control es la EPS-45-7.5 del fabricante *MeanWell* que podemos ver en la ilustración 1.

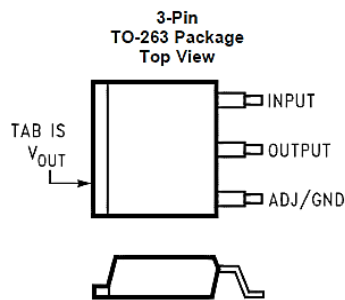


Ilustración 1: Alimentación etapa de control

Esta fuente posee una salida de 7.5V de corriente continua, aunque internamente en la placa de circuito impreso (PCB) se tienen reguladores para obtener 5V, 3.3V y 1.2V, que son los valores utilizados realmente. Se optó por esta fuente para tener un mayor control en la regulación de la tensión, ya que esto nos permite tener un mayor filtrado y poder trabajar mejor en un entorno industrial.

Los reguladores LM1084 del fabricante *Texas Instruments* son reguladores lineales de baja caída de tensión, se fabrican en varias versiones de tensión fija y también ajustable en un rango, en este caso utilizamos los reguladores fijos de 5V y 3.3V, los mismos permiten una tensión de alimentación de hasta 25V, y poseen una caída de 1.3V a 5A de consumo. Se debe tener en cuenta que la alimentación siempre sea al menos 1.3V mayor que la salida, y teniendo en cuenta que nuestra fuente conmutada es de 7.5V se cumple con esta característica. El encapsulado utilizado es el TO-263 en ambos casos tanto para el regulador de 5V y 3.3V. A continuación podemos ver la disposición de pines en el tabla 1.

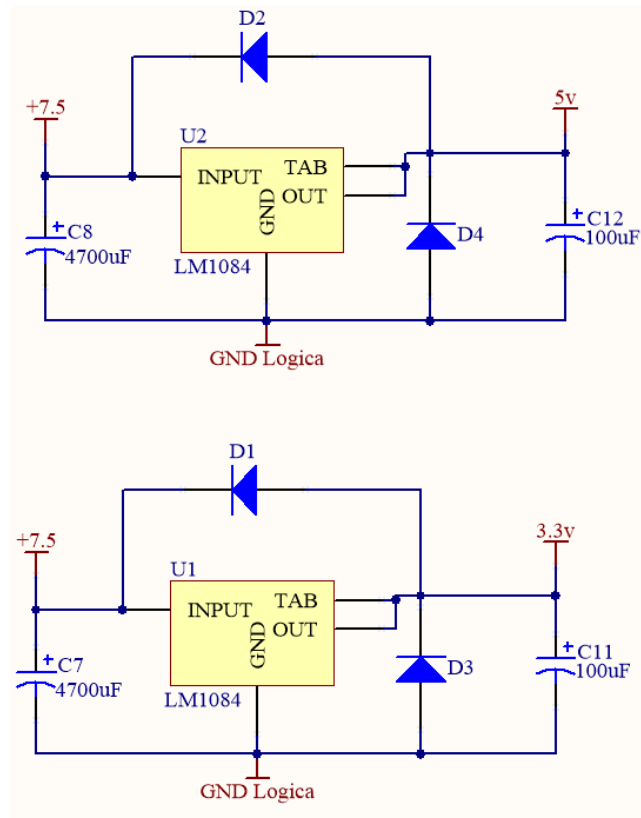
Tabla 1: Encapsulado TO-263



Pin Functions

PIN		I/O	DESCRIPTION
NAME	NO.		
ADJ/GND	1	-	Adjust pin for the adjustable output voltage version. Ground pin for the fixed output voltage versions.
OUTPUT	2	O	Output voltage pin for the regulator.
INPUT	3	I	Input voltage pin for the regulator.

El circuito diseñado es similar a la aplicación típica y posee dos diodos de protección, lo podemos ver en el esquema 1.



Esquema 1: Reguladores de tensión 5V y 3.3V

El microcontrolador debe ser alimentado con dos tensiones 1.2V y 3.3V, ya que utiliza la primera para el núcleo, y la segunda para los periféricos. Para la alimentación de 1.2V se optó por utilizar el regulador SPX3819 del fabricante *MaxLinear*, que además de ser de baja caída de tensión, ya que posee una caída de 340mV a máxima carga, este regulador posee también bajo ruido, es decir, tiene típicamente 40µV de ruido.

El encapsulado utilizado es el SOT-23 de 5 pines. En las siguientes imágenes (ilustración 2, tabla 2 y esquema 2) podemos ver las características del mismo.

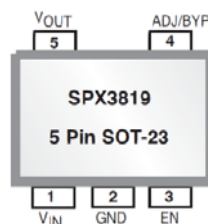
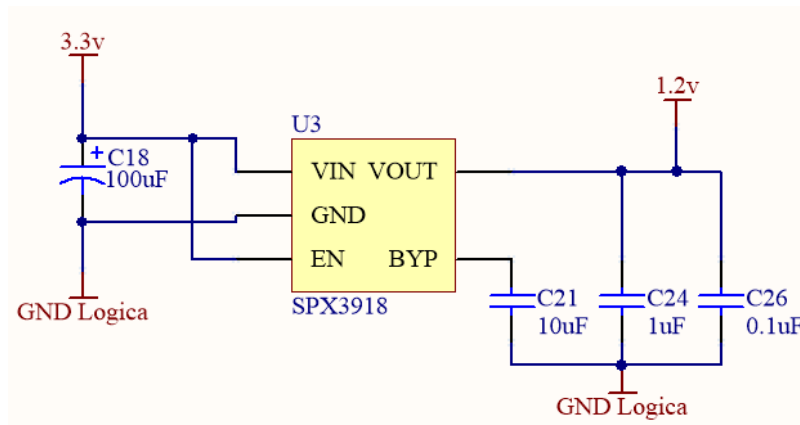


Ilustración 2: Regulador SPX3819

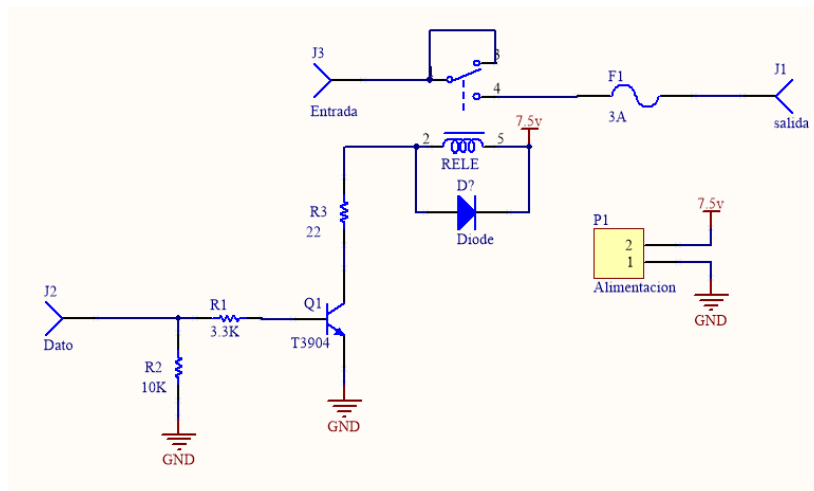
Tabla 2: Descripción de los pines SPX3819

Name	Pin # nSOIC	Pin # DFN	Pin # SOT-23	Description
VIN	2	3	1	Supply Input
GND	5, 6, 7, 8	7	2	Ground
VOUT	3	5	5	Regulator Output
EN	1	1	3	Enable(input). CMOS compatible control input. Logic high – enable; logic low or open = shutdown
ADJ	4	8	4	Adjustable part only. Feedback input. Connect to resistive voltage-divider network
BYP				Fixed version only. Internal reference bypass pin. Connect 10nF to ground to reduce thermal noise on the output.
NC	-	2, 4, 6	-	No Connect



Esquema 2: Regulador de tensión del núcleo del microcontrolador

Una vez que la etapa de control está en funcionamiento se puede proceder a habilitar la etapa de potencia a través de un relé como podemos ver en el esquema 3, los cuales nos permiten que el bus de corriente continua sea encendido únicamente cuando es requerido y siempre después que la etapa de control ya esté en funcionamiento. Esto se hace mediante un relé que nos proporciona aislación eléctrica entre la etapa de control y la de potencia.



Esquema 3: Relé para activar la etapa de potencia

El relé utilizado es el HJR-3FF-S-Z del fabricante *Tianbo*. El mismo soporta una corriente de 10A y una tensión de 250V. En el circuito también agregamos un fusible de protección, de 3A y una tensión máxima de 250V, permitiéndonos alcanzar una potencia máxima de 660W, teniendo en cuenta que la potencia máxima de ambas fuentes es de 720W, tendríamos un margen de seguridad.

Un problema que se generó con el relé fue la falta del diodo de marcha libre, el cual actúa al momento de la desconexión, esto provocaba que el microcontrolador se reinicie. Una vez que se instaló el diodo, el problema se solucionó.

La etapa de potencia es alimentada por dos fuentes conmutadas SFL24150 de la marca *Megalite* las cuales son puestas en serie para obtener 52V y 15A de corriente continua como la que podemos ver en la ilustración 3.



Ilustración 3: Fuente conmutada

Otras alimentaciones son para los drivers y el sensado, ya que para mantener la aislación eléctrica se dispone de convertidores aislados. Para el sensado utilizamos un convertidor DC-DC de la serie NKE del fabricante *Murata* que podemos ver en la ilustración 4.

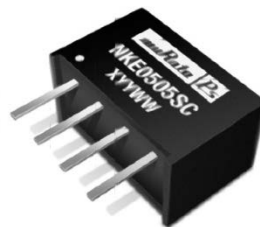
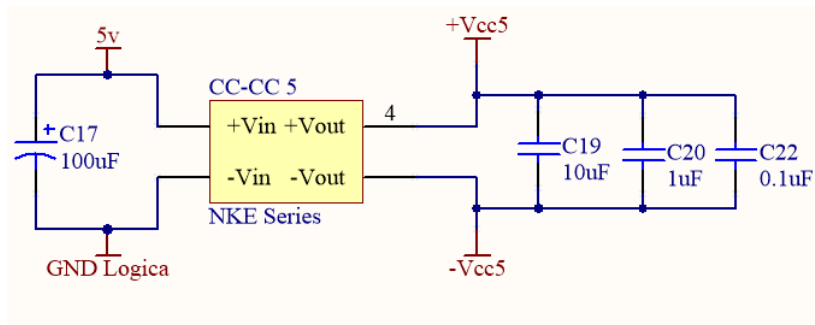


Ilustración 4: Convertidor DC-DC, serie NKE

En este convertidor tanto la tensión de entrada como de salida son de 5V, con la salvedad de que están aisladas. Posee una potencia de 1W, por lo tanto se puede consumir hasta 200mA, que es suficiente para los operacionales de aislación. En el esquema 4

podemos ver el diseño utilizado para el convertidor DC-DC, y en la tabla tres la disposición de los pines.



Esquema 4: Alimentación del sensor

Tabla 3: Funciones de los pines del convertidor DC-DC, serie NKE

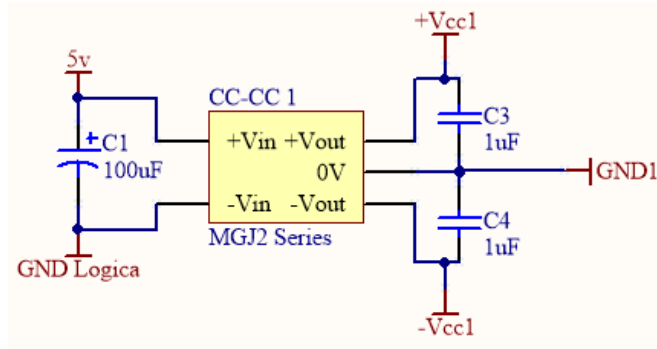
Pin	Function
1	-V _{IN}
2	+V _{IN}
3	-V _{OUT}
4	+V _{OUT}

Como podemos observar en el esquema 5 para los drivers se utilizaron también fuentes DC-DC independientes para cada IGBT, es decir, se poseen 4 fuentes aisladas de la serie MGJ2 del fabricante *Murata*.



Ilustración 5: Convertidor DC-DC, serie MGJ2

Estos convertidores son alimentados también con 5V de corriente continua, pero su salida tiene una fuente partida de +15V y -8.7V tomando como referencia GND (0V), esto se debe a que para encender y apagar los IGBT con mayor rapidez, se recomienda utilizar tensión positiva para el encendido y negativa para el apagado. Estos convertidores están optimizados para alimentar los drivers de los IGBT, poseen una potencia de 2W, siendo la corriente de salida positiva 80mA, y la corriente de salida negativa 40mA. En el esquema 5 podemos ver el circuito diseñado, y en la tabla 4 la disposición de los pines.



Esquema 5: Alimentación de los drivers

Tabla 4: Función de los pines del convertidor DC-DC, serie MGJ2

Pin	Function
1	+VIN
2	-VIN
5	-VOUT
6	0V
7	+VOUT

2.1.2. Etapa de potencia

La etapa de potencia está constituida principalmente por un puente H. En la ilustración 6 podemos ver un esquema simplificado del circuito, donde M representa la carga a ser alimentada. En el mismo tenemos la fuente V_{in} y las cuatro llaves S1, S2, S3, y S4, las cuales representan a los semiconductores de potencia. Si las llaves están abiertas no habrá circulación de corriente a través de la carga, si se cierran solamente las llaves S1 y S4 la corriente fluirá a través de la carga como podemos ver en la ilustración 7, caso contrario si se cierran únicamente las llaves S2 y S3 también habrá circulación de corriente en la carga pero esta vez en sentido contrario.

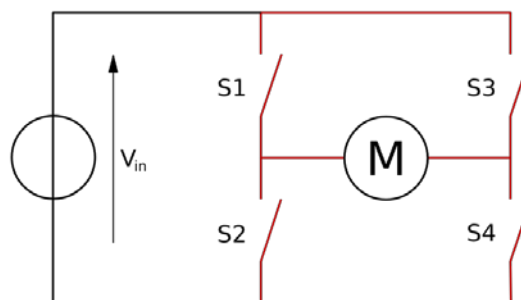


Ilustración 6: Puente H

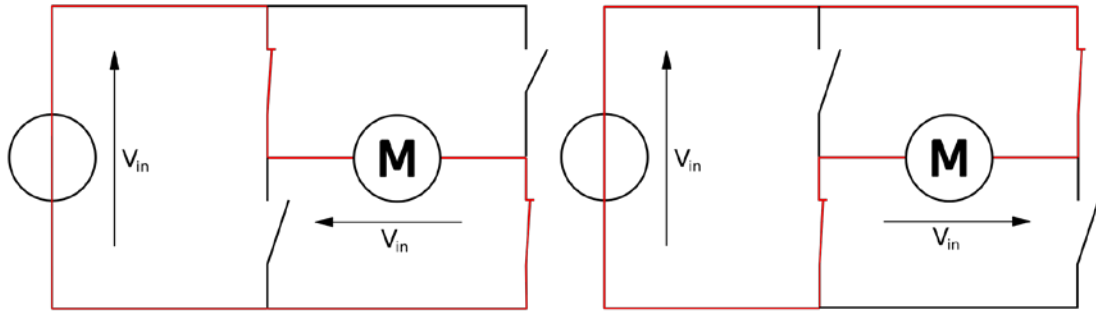


Ilustración 7: Circulación de corriente en un puente H

El puente H está constituido por cuatro IGBT VS-GT200TP065N del fabricante *Vishay*. Las características por las que se seleccionó este IGBT, es que posee una tensión de ruptura de 650V lo que nos da un amplio margen, ya que estamos trabajando con una alimentación máxima de 52V, y la corriente que puede manejar a 80 °C es de hasta 166A, teniendo en cuenta que la corriente máxima de salida del dispositivo es de 22A.

El encapsulado es el INT-A-PAK que se ve en la ilustración 8.

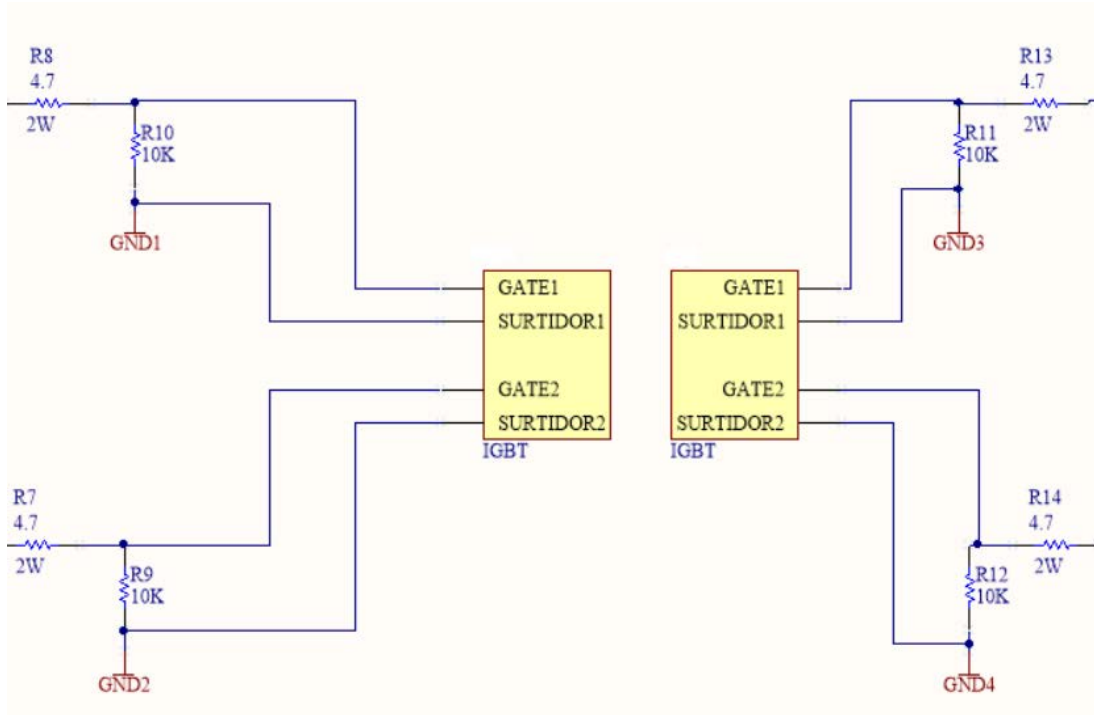


INT-A-PAK

Ilustración 8: Encapsulado INT-A-PAK

Estos IGBT son los encargados de manejar la potencia, los mismos adaptan la señal, tomando energía del bus de corriente continua y mediante modulación SPWM unipolar, generan una señal con una frecuencia 500 veces mayor que la señal analógica que se desea obtener, esto es, si se quiere tener 50Hz a la salida, la señal SPWM tendrá una frecuencia de 25 kHz.

En el esquema 6 podemos observar el circuito diseñado.



Esquema 6: Puentes H

Los drivers utilizados para el encendido de los IGBT son los TLP250 del fabricante *TOSHIBA*. Los mismos son aislados, de alta frecuencia y drenan hasta 1.5A. El encapsulado que utilizan es el soic-8. En las siguientes imágenes (ilustración 9, esquemas 7, 8 y tabla 5) podemos ver características del TLP250.

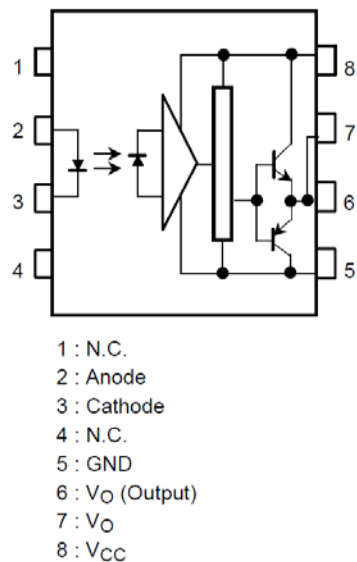
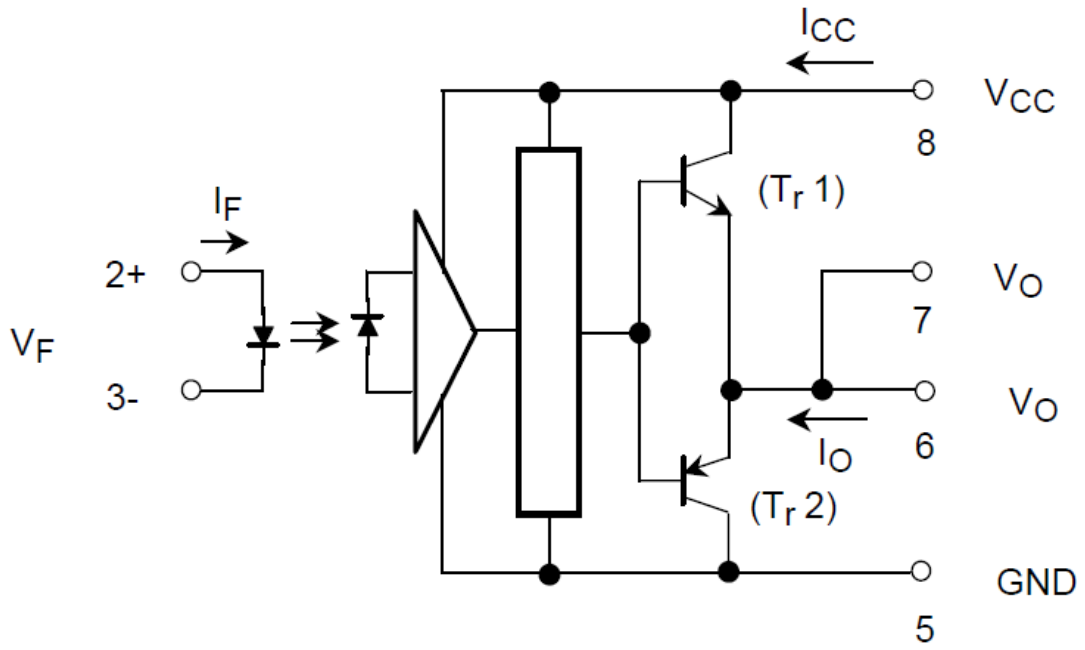


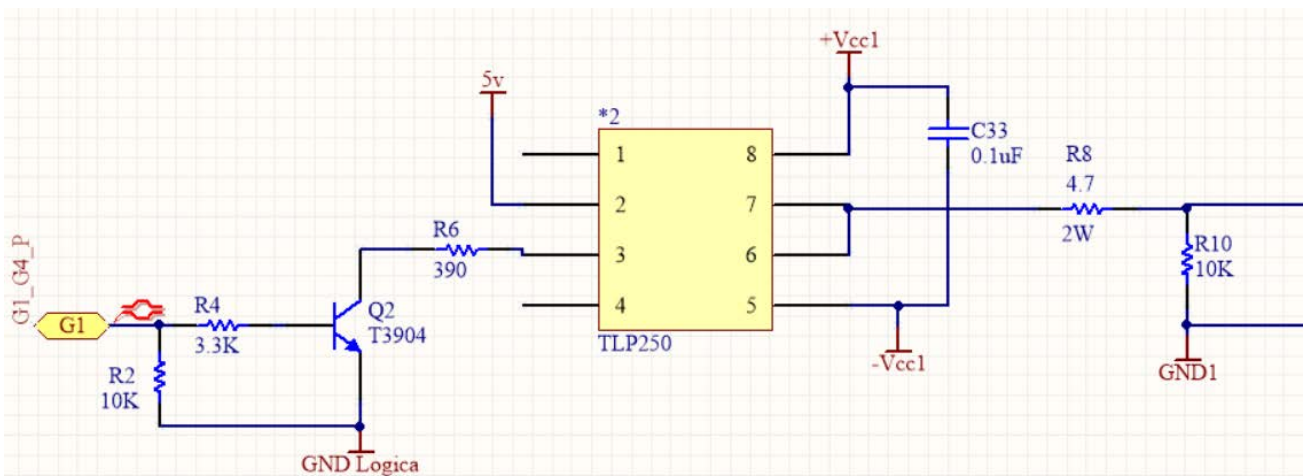
Ilustración 9: Pines TLP250



Esquema 7: Funcionamiento

Tabla 5: Tabla de la verdad

		Tr1	Tr2
Input LED	On	On	Off
	Off	Off	On

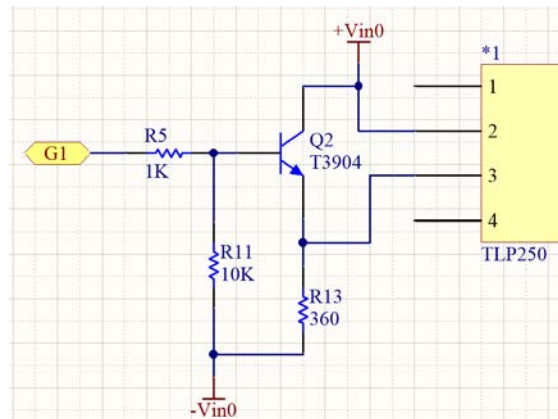


Esquema 8: Circuito del Driver

Problemas en la etapa de potencia

1- Error en el diseño del driver:

Para encender el driver se utilizó el circuito del esquema 9.



Esquema 9: Driver con Problemas

Algunas de las características del circuito son:

+Vin0 = VCC = 5V

-Vin0 = GND = 0V

G1 = Dato lógico del micro controlador (1 → 3.3V, 0 → 0V)

Este circuito utiliza lógica negativa, es decir, cuando el microcontrolador ponga un 0 lógico (0V), el transistor se apagará, esto producirá que la corriente circule por el TLP250 y se encienda disparando el IGBT, y en caso que el microcontrolador ponga un 1 lógico (3.3V), el transistor se encenderá y la corriente circulará por el mismo haciendo que el TLP250 se apague y apague el IGBT.

Esta configuración del transistor tiene 2 problemas:

1° La resistencia de 10K nos da la condición inicial, es decir, que el transistor no pueda aleatoriamente activarse o desactivarse, sino que, siempre se fuerce el apagado del mismo. Esta resistencia se conecta para apagar los IGBT. En este caso que se usa lógica invertida, debería conectarse a VCC, para encender el transistor y apagar el TLP250, pero fue puesta erróneamente a GND, lo que produce que al energizar el circuito, todos los IGBT inicien encendidos produciendo un corto circuito.

2° El segundo problema es que se colocó la resistencia R13 de 360ohm conectada al emisor del transistor, quedando en serie también con la tensión de disparo del transistor, lo que produce que sea imposible encender el transistor con 3.3V, inclusive si eliminamos

la resistencia R5 de 1K seguimos sin poder conseguirlo, ya que la corriente drenada por el microcontrolador es muy limitada.

Para solucionar estos inconvenientes se rediseño el circuito como el que se observa en el esquema 8.

2- Desconexión abrupta:

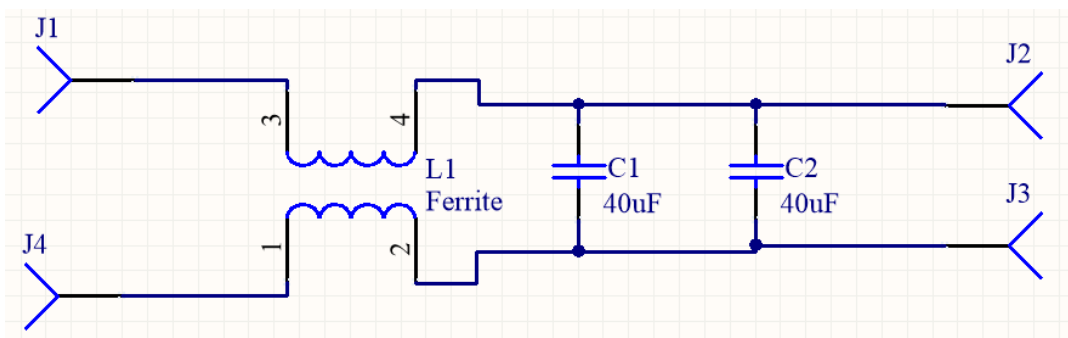
Realizando un ensayo la etapa de potencia tuvo una desconexión abrupta de la carga, el equipo tenía una llave de protección termomagnética térmica entre la salida del inversor y la carga, en la prueba se fue aumentando progresivamente la corriente que se consumía, no se tuvo en cuenta que la llave de protección tenía un límite de corriente menor al que se deseaba alcanzar. Al superar el mismo esta se abrió y produjo que el equipo quedara sin carga, produciéndose una elevación de tensión y generando que los IGBT se pongan en corto circuito. Esto a su vez trajo como consecuencia que los rectificadores que generaban la corriente continua a partir de la trifásica también se quemaran, luego se activaron las protecciones generales del laboratorio.

Para solucionar este tipo de inconvenientes se eliminaron las protecciones entre el inversor y las cargas, también se colocó un IGBT de mayor tensión y se agregaron las protecciones por desconexión de la carga las cuales no estaban inicialmente. Esta protección termomagnética no es necesaria en dicha etapa.

2.1.3. Acondicionamiento de la señal

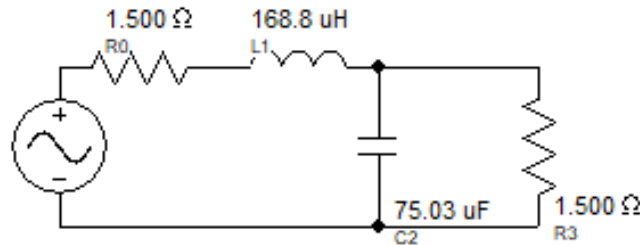
Finalmente se incorpora un filtro que, según los parámetros utilizados, posibilitará la generación de las diferentes señales, ya sean señales alternas en condiciones ideales, o señales más desfavorables.

El filtro utilizado es un “LC” como podemos ver en el esquema 10.



Esquema 10: Configuración del filtro de salida

Este filtro fue diseñado mediante un software para tener una frecuencia de corte 2000Hz. Se utilizó un filtro butterworth de 2° orden, y los cálculos se realizaron para una carga elevada tanto de entrada como de salida, esto lo podemos apreciar en el esquema 11.



Esquema 11: Filtro de salida

Como características a tener en cuenta en el ferrite L1 del esquema 10, modelo ETD 59 del fabricante *EPCOS*, que cuenta con un *gap* de 4mm, es decir, en el recorrido magnético se poseen 4 mm de aire, esto permite que el núcleo no se sature. El ferrite nos ayuda a que el valor de inductancia no sea demasiado bajo y de esta manera obtener el valor deseado con un menor tamaño. La inductancia se bobinó para tener el valor lo más exacto posible; luego de las mediciones se obtuvo un valor de 162 μ H.

En cuanto a los capacitores se aproximó al valor comercial más cercano, para ello se usaron dos capacitores de 40 μ F del fabricante *KEMET*; estos poseen las siguientes características:

- Bajas pérdidas
- Alta corriente de *ripple*
- Diseñados para aplicaciones de alta frecuencia

La respuesta del filtro la podemos ver en la figura 2, en la misma se observa que la magnitud comienza a decaer a los 700Hz, es decir, que no se producirá atenuación (o esta será mínima) para los primeros 10 armónicos de la máxima frecuencia.

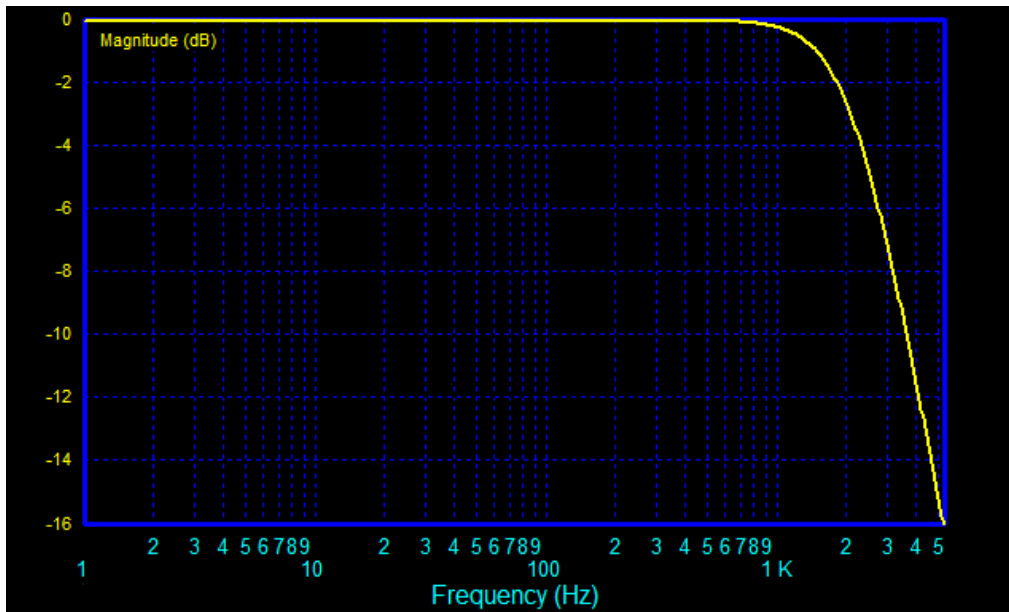


Figura 2: Respuesta del Filtro

Problemas con los filtros

Durante las pruebas de los filtros con toroides estos comenzaron a calentarse excesivamente. Como consecuencia de estar empleando una elevada potencia, género que los mismos se saturan y elevan su temperatura de forma significativa. Para solucionar el problema se buscaron formas de mitigar la saturación del núcleo, incorporando *gap* como se explicó anteriormente.

2.1.4. Sensado

Podríamos dividir esta etapa en 3 partes, sensado de tensión, de corriente y de temperatura.

En primera instancia tenemos un circuito que nos permite sensar la tensión de salida del equipo. Para esto se atenúa la variable a medir mediante resistencias, que luego pasa por un amplificador operacional aislado eléctricamente, que nos permite una separación entre la etapa de control y la variable a medir.

El amplificador operacional utilizado es el AMC1311 del fabricante *Texas Instruments*, visto en la ilustración 10. En la tabla 6 podemos ver la descripción de los pines del operacional AMC1311 y en el esquema 12 podemos ver el circuito propuesto por el fabricante.

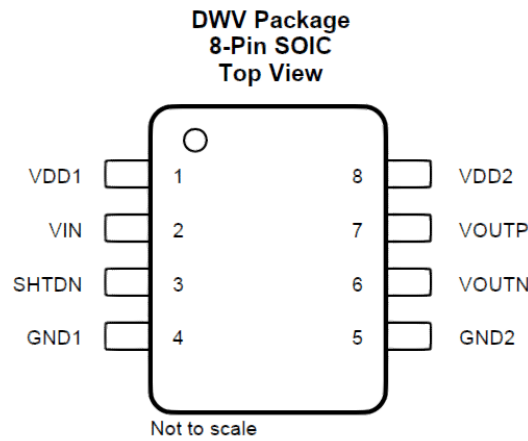
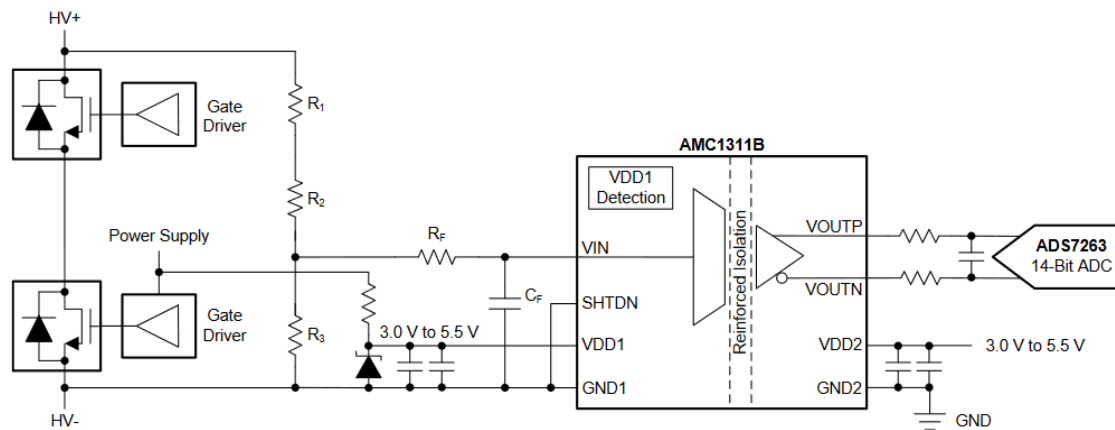


Ilustración 10: Operacional de aislación AMC1311

Tabla 6: Funciones de los pines del AMC1311

Pin Functions			
PIN		TYPE	DESCRIPTION
NO.	NAME		
1	VDD1	—	High-side power supply, 3.0 V to 5.5 V for the AMC1311B (4.5 V to 5.5 V for the AMC1311), relative to GND1. See the Power Supply Recommendations section for power-supply decoupling recommendations.
2	VIN	I	Analog input
3	SHTDN	I	Shutdown input, active high, with internal pullup resistor (typical value: 100 k Ω)
4	GND1	—	High-side analog ground
5	GND2	—	Low-side analog ground
6	VOUTN	O	Inverting analog output
7	VOUTP	O	Noninverting analog output
8	VDD2	—	Low-side power supply, 3.0 V to 5.5 V, relative to GND2. See the Power Supply Recommendations section for power-supply decoupling recommendations.



Esquema 12: Esquema simplificado del AMC1311

Como se puede ver se tiene una alimentación del lado bajo y otra del lado alto, por este motivo se tienen las fuentes DC-DC mencionadas anteriormente, para no tener necesidad de otra alimentación independiente, para mantener la aislación.

La señal de salida del operacional mantiene la forma de onda de la variable con la salvedad de que está aislada eléctricamente y atenuada. Esta salida se conecta a una entrada del microcontrolador y a un convertidor de RMS a DC, para luego ser sensada también por el microcontrolador. Entre cada etapa se incorporan amplificadores operacionales que permiten adaptar en impedancias y en algunos casos a adaptar los niveles de tensión.

El convertidor RMS a DC es el LTC1966 del fabricante *Linear Technology*, el mismo posee un amplio ancho de banda hasta los 800 Khz lo que nos permite obtener un valor RMS de gran precisión en el rango de frecuencia generado, además su encapsulado MSOP-8 que se puede ver en la ilustración 11 tiene un tamaño reducido. En la tabla 7 podemos ver la descripción de los pines del mismo.

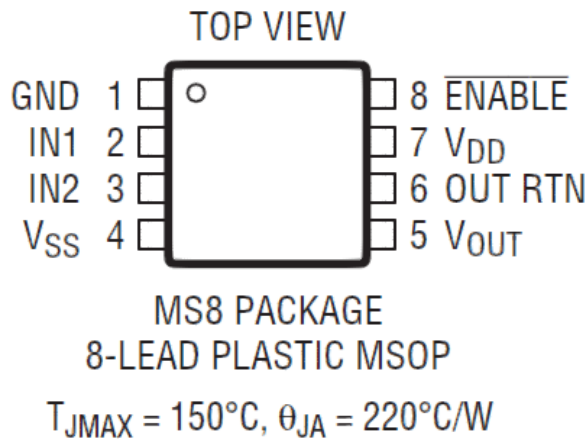


Ilustración 11: Convertidor RMS a DC, LTC1966

Tabla 7: Función de los pines del convertidor LTC1966

GND (Pin 1): Ground. A power return pin.

IN1 (Pin 2): Differential Input. DC coupled (polarity is irrelevant).

IN2 (Pin 3): Differential Input. DC coupled (polarity is irrelevant).

VSS (Pin 4): Negative Voltage Supply. GND to -5.5V.

VOUT (Pin 5): Output Voltage. This is high impedance. The RMS averaging is accomplished with a single shunt capacitor from this node to OUT RTN. The transfer function is given by:

$$(V_{OUT} - OUT\ RTN) = \sqrt{\text{Average}[(IN2 - IN1)^2]}$$

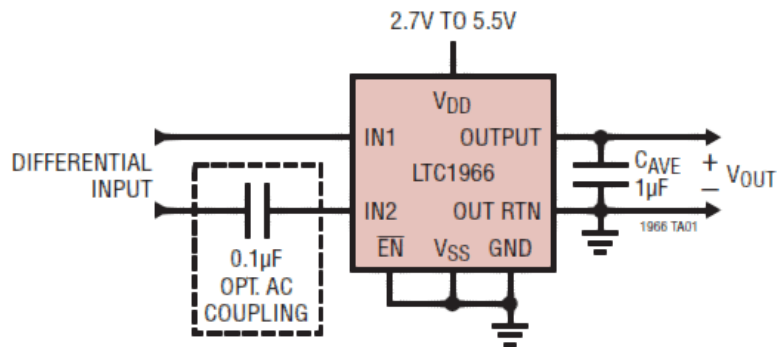
OUT RTN (Pin 6): Output Return. The output voltage is created relative to this pin. The VOUT and OUT RTN pins are not balanced and this pin should be tied to a low impedance, both AC and DC. Although it is typically tied to GND, it can be tied to any arbitrary voltage, $V_{SS} < OUT\ RTN < (V_{DD} - \text{Max Output})$. Best results are obtained when $OUT\ RTN = GND$.

VDD (Pin 7): Positive Voltage Supply. 2.7V to 5.5V.

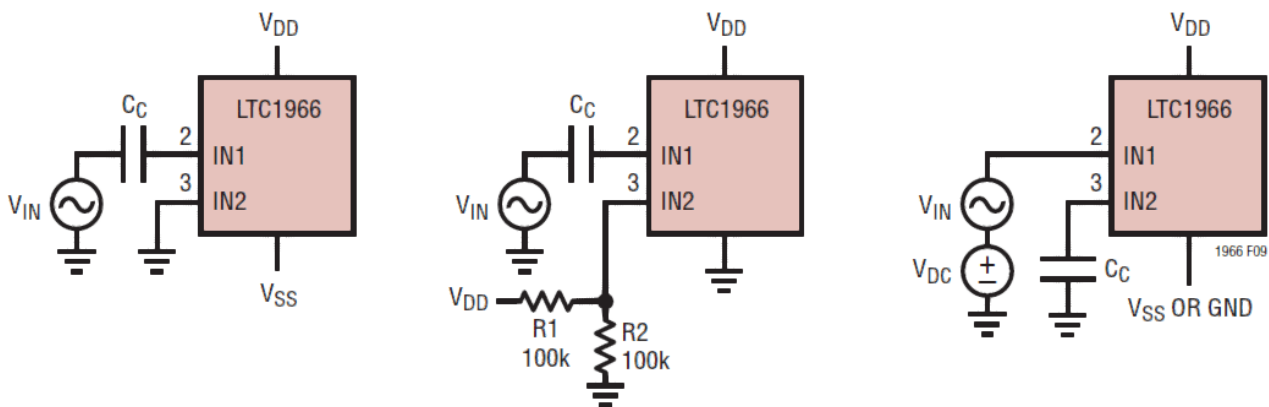
ENABLE (Pin 8): An Active Low Enable Input. LTC1966 is debiased if open circuited or driven to VDD. For normal operation, pull to GND, a logic low or even VSS.

Para el diseño del circuito se parte de la aplicación típica que plantea el fabricante, la cual se observa en el esquema 13, y otras alternativas que el fabricante propone, las que podemos ver en el esquema 14. A partir de estos circuitos y otras recomendaciones hechas por el fabricante se diseña el circuito del esquema 15.

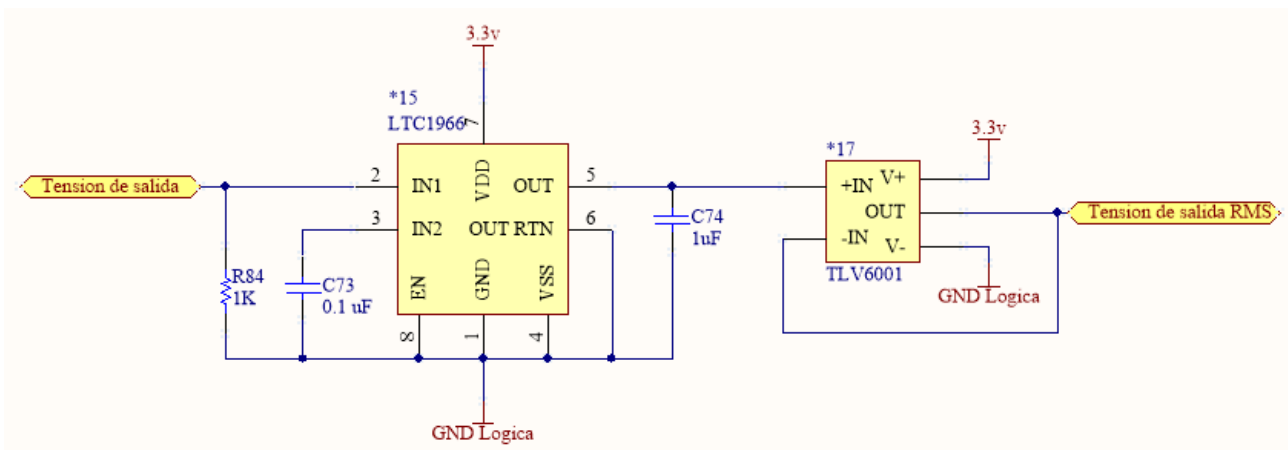
Single Supply RMS-to-DC Converter



Esquema 13: Aplicación típica del LTC1966



Esquema 14: Alternativas para la conexión del LTC1966



Esquema 15: Circuito utilizado del LTC1966

El mismo posee en su salida un operacional TLV-6001 del fabricante *Texas Instruments*, este operacional de propósitos generales tiene un encapsulado SOT-23 de 5 pines como se visualiza en la ilustración 12. La descripción de cada pin se puede observar en la tabla 8.

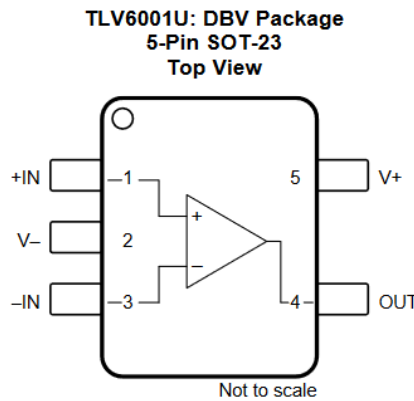


Ilustración 12: Descripción interna del TLV6001

Tabla 8: Funciones de los pines del TLV6001

PIN		I/O	DESCRIPTION
NAME	NO.		
-IN	3	I	Inverting input
+IN	1	I	Noninverting input
OUT	4	O	Output
V-	2	—	Negative (lowest) power supply
V+	5	—	Positive (highest) power supply

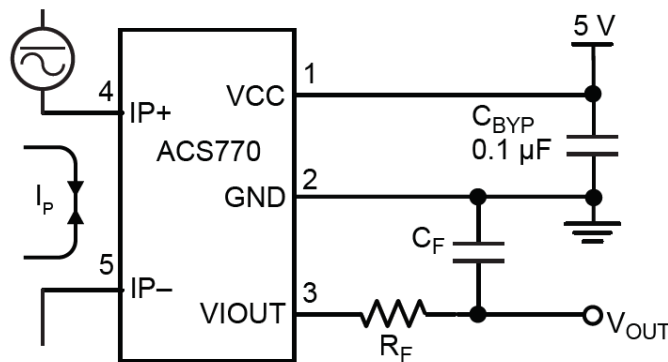
El operacional está configurado como seguidor de tensión lo que permite adaptar impedancias, es decir, no cargar al convertidor RMS ya que el operacional posee una impedancia alta de entrada, y a la salida drenar la corriente necesaria para el ADC del microcontrolador.

Para el sensado de corriente se utiliza el sensor ACS770 50B del fabricante *Allegro Microsystems*. El mismo tiene un encapsulado especial que podemos ver en la ilustración 13. Este sensor tiene una baja resistividad, y es bidireccional, es decir, sensa corriente en ambos sentidos. La aplicación dada por el fabricante la podemos visualizar en el esquema 16.



**PFF
Leadform**

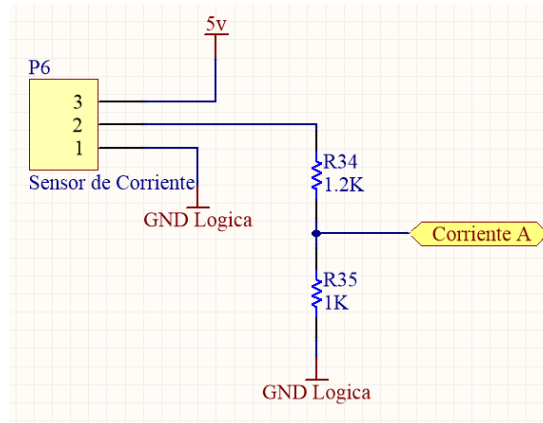
Ilustración 13: Sensor de corriente



Esquema 16: Aplicación típica

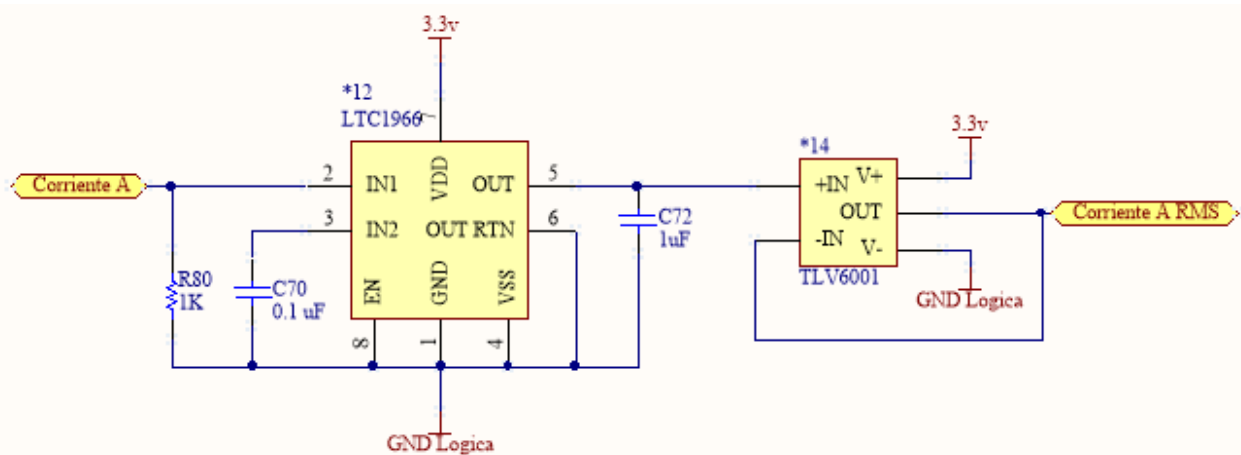
A partir de estas características diseñamos el circuito del esquema 17, donde podemos observar que se tiene un divisor resistivo, ya que este sensor se alimenta con 5V y tanto el microcontrolador como el sensor RMS aceptan una tensión menor, en especial el sensor RMS, ya que acepta una tensión máxima de 1V, luego se satura y produce una medición errónea.

El sensor de corriente al ser bidireccional posee una salida constante de 2.5V y se incrementa o decrementa dependiendo el sentido de corriente con una sensibilidad de 40mV/A, es decir, por cada amperio que circula, la tensión de salida se incrementará o reducirá 40mV. Si consideramos la corriente máxima es de 25A, para tener un margen de seguridad, tendremos un incremento o decremento máximo de 1V. Como en el divisor resistivo la resistencia R35 queda en paralelo con la resistencia R80, que se tiene en el sensor de corriente, la resultante será una resistencia de 500 ohm. Como la tensión máxima a la salida del sensor es de corriente de 2.5V más 1V de incremento tendremos 3.5V, si calculamos la tensión de salida del divisor obtendremos 1V.



Esquema 17: Circuito para la conexión del sensor

También se colocó un convertor de tensión RMS a DC a la salida del sensor de corriente, como podemos ver en el esquema 18, el cual nos permite registrar la información de la corriente RMS que está circulando. El mismo también posee en su salida un operacional TLV-6001 como seguidor de tensión.



Esquema 18: Circuito sensor de corriente RMS

Para el sensado de temperatura se utilizan 3 sensores, dos para la placa de circuito impreso (PCB), y uno para la temperatura en la etapa de potencia.

Los sensores que están sobre el PCB se colocan de forma que uno registre la temperatura de los reguladores de tensión, y otro la temperatura del microcontrolador. Estos son MCP9700 del fabricante *Microchip*.

En la siguiente ilustración se observa el MPC9700 en el encapsulado escogido.

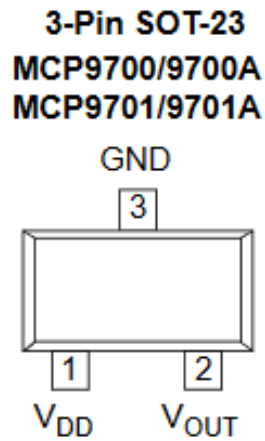


Ilustración 14: Encapsulado del MPC97XX

El sensor utilizado para la etapa de potencia es un LM60 del fabricante *Texas Instruments*.

En este caso se optó por utilizar un encapsulado TO-92 como el que podemos ver a continuación.

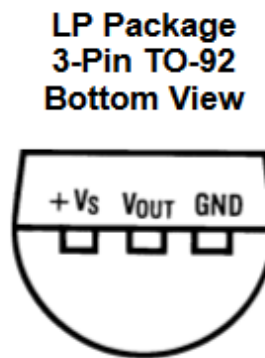
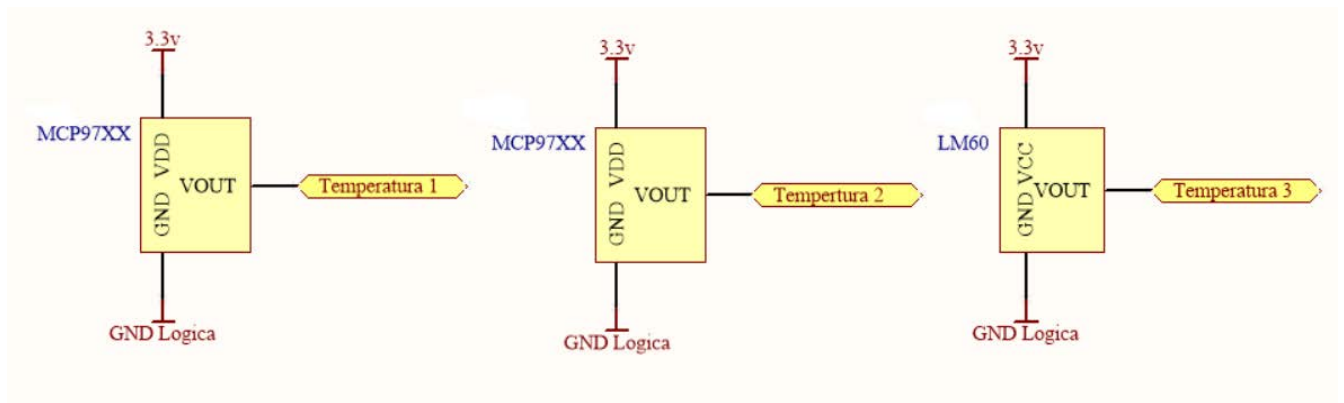


Ilustración 15: TO-92

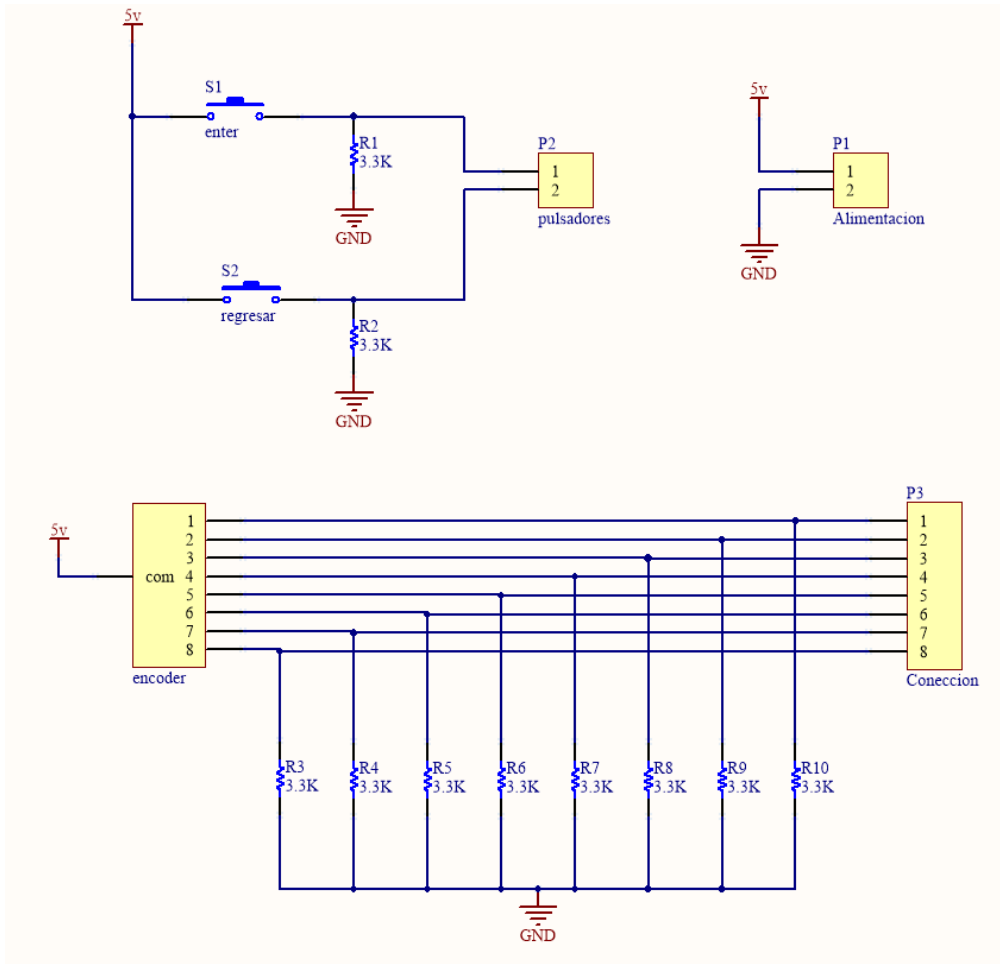
A partir de los esquemas ofrecidos por los fabricantes se diseña el circuito del esquema 19, en el cual se pueden ver los 3 sensores de temperatura.



Esquema 19: Sensores de temperatura

2.1.5. Pantalla y Teclado

Para el teclado se optó por una configuración con un encoder y dos pulsadores, en el esquema 20, observamos el circuito realizado.



Esquema 20: Teclado

Para el display se utilizó el modelo LCD-128H064A del fabricante Vishay, es un display de tipo grafico de 128X64 pixeles como el que se ve en la ilustración 17.

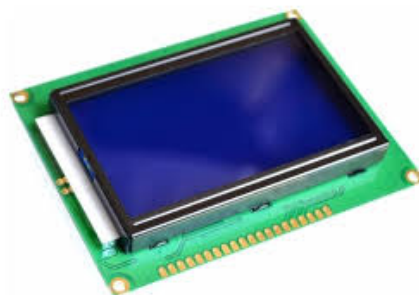
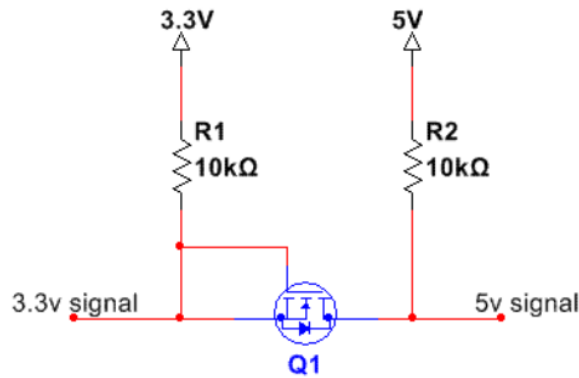


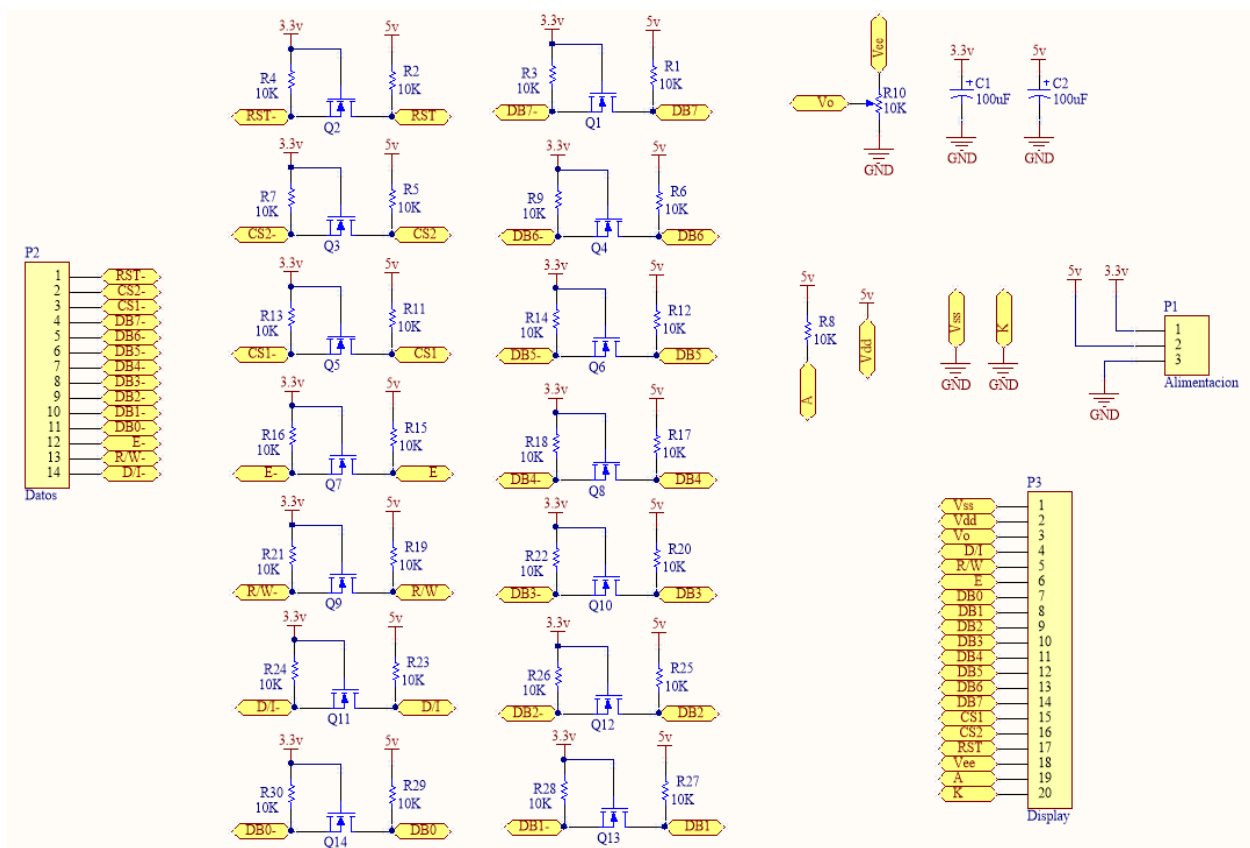
Ilustración 16: Display

Un inconveniente que se tuvo con la pantalla elegida es que utiliza lógica de 5 [V], mientras que el microcontrolador utiliza lógica de 3.3 [V]. Debido a esto, fue necesario implementar un circuito para realizar la adaptación de los niveles de tensión. Para ello se utilizó, una configuración como la que se ve en el esquema 21. Como característica este esquema tiene la habilidad de ser bidireccional.



Esquema 21: Adaptación de niveles de tensión

Utilizando esta configuración diseñamos el circuito del esquema 22.



Esquema 22: Adaptación de tensión para el display

2.1.6. Controlador

Éste es el cerebro del equipo, encargado de mantener el funcionamiento y control de todos los módulos. Contando con bases de tiempo precisas, ya que cualquier error en el cambio de estado de algún parámetro, puede producir un efecto no deseado o también el daño del dispositivo.

La etapa de control permite la gestión y configuración de:

- La generación de la señal SPWM.
- Las protecciones por software.
- El sensado de las variables.
- La manipulación de las variables.
- La comunicación hombre máquina (HMI).

2.1.6.1 Generación de la señal SPWM

Es una técnica en la que se modifica el ciclo de trabajo de una señal periódica para controlar la cantidad de energía que se envía a una carga. El ciclo de trabajo de una señal periódica es el ancho relativo entre su parte positiva en relación con el periodo.

La construcción típica de un circuito SPWM se lleva a cabo mediante un comparador con dos entradas y una salida. Una de las entradas se conecta a un oscilador de onda dientes de sierra, mientras que la otra queda disponible para la señal moduladora. En la salida la frecuencia es generalmente igual a la de la señal dientes de sierra y el ciclo de trabajo está en función de la portadora. En nuestro caso la señal moduladora sería la senoidal que se desea obtener a la salida.

El beneficio que nos trae este tipo de configuración es que se pueden amplificar señales con un rendimiento elevado, algo que no poseen los amplificadores lineales tradicionales. También hoy en día con la incorporación de microcontroladores nos permite generar una amplia gama de señales y variaciones con el mismo hardware.

Existen dos configuraciones principales la modulación SPWM bipolar y la SPWM unipolar.

SPWM bipolar

Para la generación de esta señal se realiza la comparación entre una señal triangular y la señal que se desea generar. A la salida obtenemos una modulación de pulsos que varían entre la tensión positiva y la tensión negativa. Esto lo podemos visualizar la figura 3, en la parte superior tenemos la señal senoidal que se desea obtener, la cual es comparada con la señal triangular y debajo de estas se observa la señal SPWM bipolar generada. Si a esta señal la pasamos por un filtro obtenemos nuevamente la señal senoidal inicial.

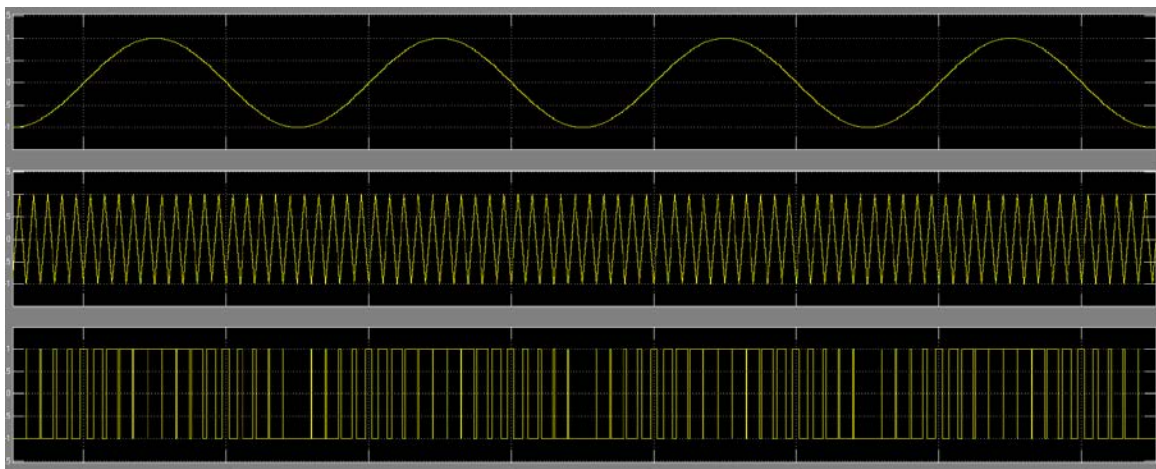


Figura 3: Señal bipolar

Si se realiza un análisis de THD para una señal senodal de 50Hz con un filtro de 2º grado obtenemos un valor de 0.57%. Se pueden visualizar los armónicos en la figura 4.

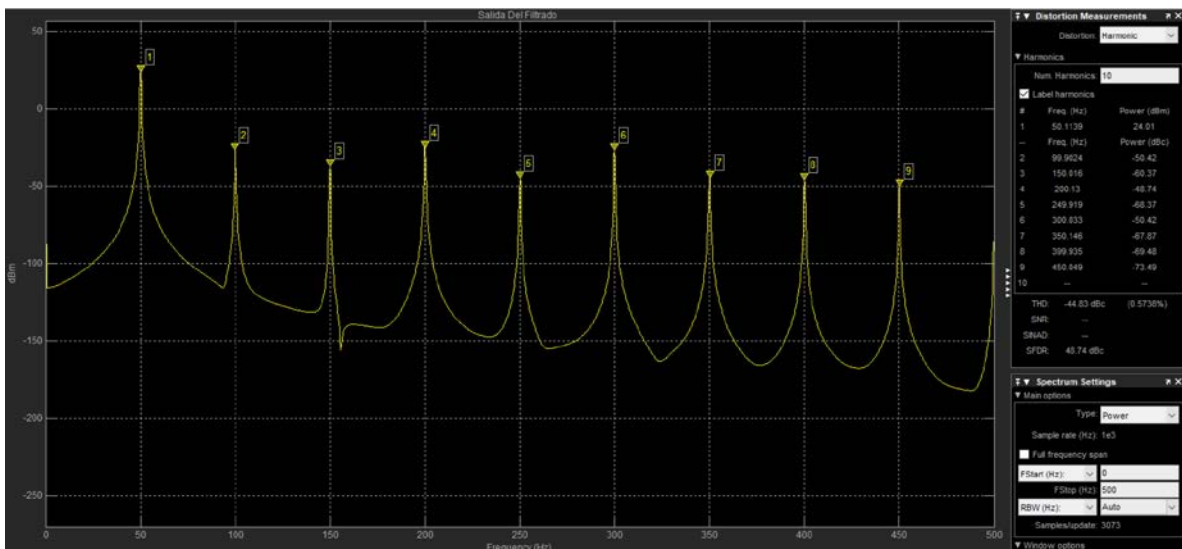


Figura 4: THD señal bipolar

SPWM unipolar

Para la señal unipolar se realiza la comparación entre una señal triangular y la señal que se desea generar al igual que en la señal bipolar. La diferencia se encuentra que a la salida se obtiene una modulación de pulsos que varían entre la tensión positiva y la tensión media, es decir 0, no la tensión negativa como es el caso de la modulación bipolar. Esto se puede ver en la figura 5. En la parte superior tenemos la señal senoidal que se desea obtener, la cual es comparada con la señal triangular y debajo de estas se visualiza la señal SPWM unipolar generada, la cual es significativamente diferente a la bipolar. Si a esta señal unipolar la pasamos por un filtro obtenemos nuevamente la señal senoidal inicial.

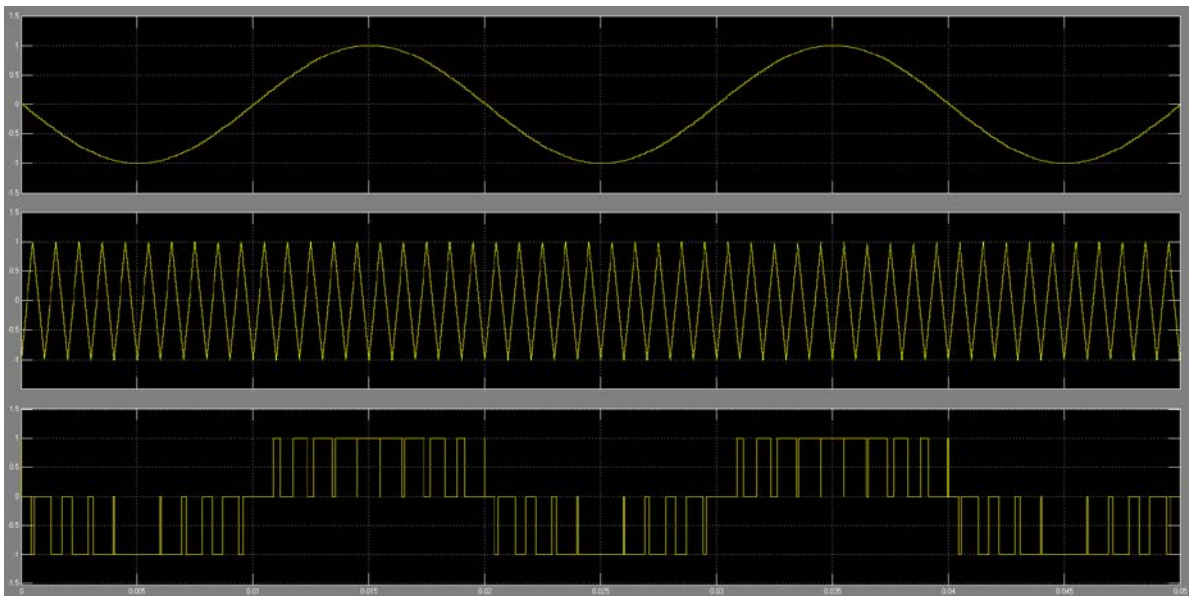


Figura 5: Señal Unipolar

Si se realiza un análisis de THD para una señal senoidal de 50Hz con un filtro de 2° grado obtenemos un valor de 0.35%. Este valor es menor a la señal bipolar y esto se debe en gran manera a que este tipo de generación posee una reducción de armónicos pares significativamente, como se ve en la figura 6.

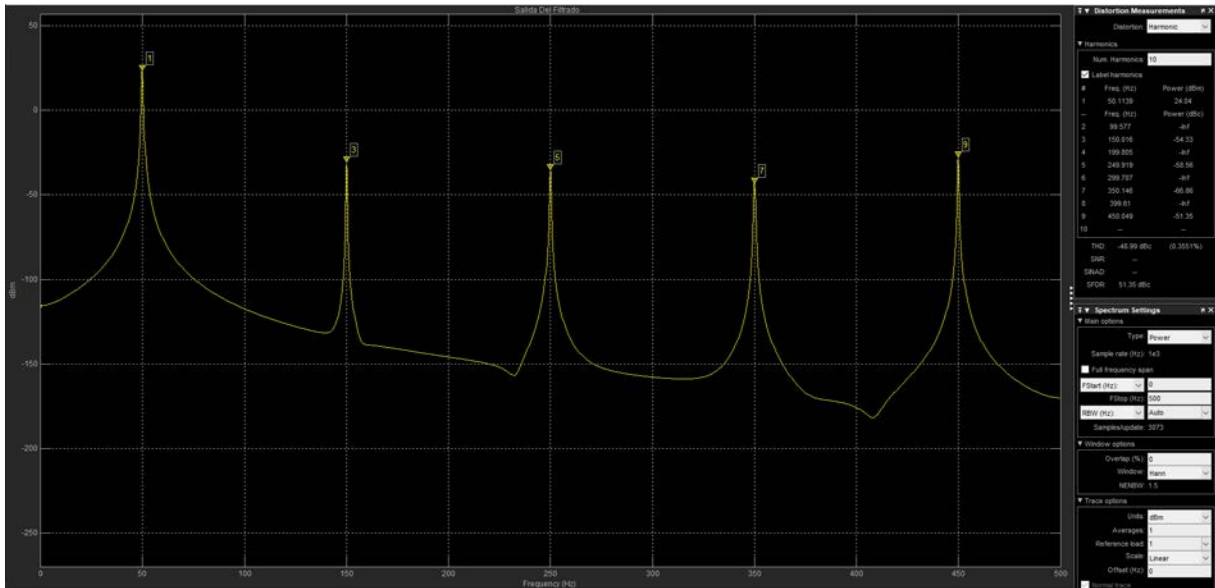


Figura 6: THD señal unipolar

Luego de analizar los dos tipos de modulación y sus características, se optó por la modulación unipolar, ya que presenta los beneficios de una menor distorsión y también permite una mejor conmutación de la etapa de potencia. Y de esta manera menos pérdidas por conmutación.

La generación de la señal se realizará mediante un microcontrolador ya que de esta manera permite generar con gran facilidad y menores perturbaciones la señal deseada.

2.1.6.1. Protecciones por software

Estas protecciones permiten detener el equipo si se detectan inconsistencias en las variables. Se cuentan con las siguientes protecciones:

- I- Sobretensión.
- II- Sobrecorriente.
- III- Sobrepotencia.
- IV- Desconexión abrupta de la carga.
- V- Temperatura elevada.

Si se detectan elevaciones de corriente, de tensión, de temperatura o de potencia fuera de los parámetros establecidos, el equipo se protegerá apagando la salida del mismo. En caso de no detectar consumo también se apagará inmediatamente.

2.1.6.2. Sensado de las variables

Esta etapa utiliza los bloques de sensado que adaptan la señal para el controlador. Por los puertos analógicos-digitales ingresan las variables analógicas para la conversión y cuantificación.

Los conversores A/D nos permiten tomar los datos de las señales, los mismos tienen una resolución de 12 o 16 bits, dependiendo la configuración. Los conversores efectúan el sensado sincronizados con una señal de PWM que es utilizada para que los ADC mantengan una frecuencia de muestreo y permita de esta manera conocer las variables con cierta periodicidad.

Dentro del microcontrolador se escalan los valores numéricos del ADC para poder comparar con los valores deseados, en caso de tener una diferencia, se deben realizar los cambios necesarios para tratar de corregir la diferencia. Para esto se utiliza un controlador proporcional, integral, derivativo (PID) el cual permite buscar la forma más efectiva para corregir los errores. Para ello se utiliza la siguiente metodología.

$$\textit{Set Point} = \textit{valor que deseado}$$

$$\textit{Sensado} = \textit{valor real medido}$$

$$\textit{Error} = \textit{Set Point} - \textit{Sensado}$$

$$\textit{Error Acumulado} = \textit{Error Acumulado} + \textit{Error}$$

Con estas variables se calculan las constantes del PID

$$\textit{Proporcional} = K_p * \textit{Error}$$

$$\textit{Integrativa} = K_i * \textit{Error Acumulado}$$

$$\textit{Derivativa} = K_d * (\textit{Error} - \textit{Error Anterior})$$

$$\textit{PID} = \textit{Proporcional} + \textit{Integrativa} + \textit{Derivativa}$$

$$Error\ Anterior = Error$$

Donde K_p , K_i y K_d son las constantes proporcional, integrativa y derivativa respectivamente.

Este control PID se utiliza para cualquier variable que se desee controlar y que sea retroalimentada mediante el sensado.

2.1.6.3. Manipulación de las variables

El controlador es el encargado de la generación de la señal por lo tanto permite manipular la señal, es decir, cuenta con 4 salidas PWM las cuales al variar permiten generar distintos tipos de señales.

Estas cuatro salidas responden a los requerimientos del usuario así como a los valores sensados.

Dentro de las opciones que el usuario puede variar para obtener a la salida están:

- Amplitud
- Frecuencia
- Sobre-impulsos y muescas de tensión
- Huecos o elevaciones de tensión
- Armónicos

Dentro de estas opciones se puede separar entre las variables que no distorsionan la señal como son la amplitud y la frecuencia, y las que si lo hacen como los armónicos, sobre-impulsos, muescas y huecos de tensión.

Variaciones no distorsivas:

Amplitud:

La misma permite variar la tensión de salida. Una vez elegido el valor deseado el microcontrolador junto con el sensado y el PID buscará mantener este valor de tensión en todo el rango de potencia, mientras se mantengan los requisitos del equipo en cuanto a la carga. En la ilustración 18 se observa este parámetro señalado con flechas.

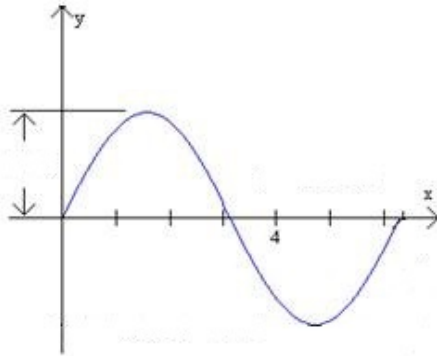


Ilustración 17: Amplitud de la señal

Frecuencia:

Esta variable al igual que la amplitud, se puede variar dentro de un rango que está definido por las redes eléctricas, es decir, este rango fue acotado a los valores que tienen las redes eléctricas y se le amplió el margen para permitirle salir fuera de los parámetros ideales. En la ilustración 19 se puede ver el periodo, es decir, el parámetro inversamente proporcional de la frecuencia.

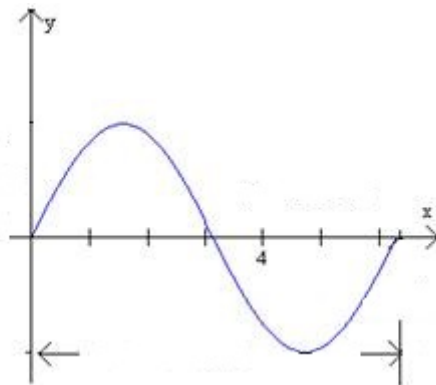


Ilustración 18: Frecuencia de la señal

Variaciones distorsivas:

Sobre-impulsos: también conocidos como picos de tensión son cambios súbitos y unidireccionales de tensión, son de moderada o elevada magnitud pero de corta duración. Existen varios tipos de sobre-impulsos, los conocidos como descargas atmosféricas los cuales suelen tener grandes magnitudes y duraciones de hasta $100\mu\text{s}$ y también existen sobre-impulsos por maniobra, es decir, estos se producen por conexiones o desconexiones de equipos, los cuales generan esta variación de la tensión momentáneamente y suelen tener una amplitud menor.

Como las descargas atmosféricas tienen amplitudes que serían difíciles de controlar y son del tipo impredecible, en este proyecto nos abocamos a los producidos por maniobras operativas. En la figura 7 podemos ver sobre-impulsos del ambos tipos.

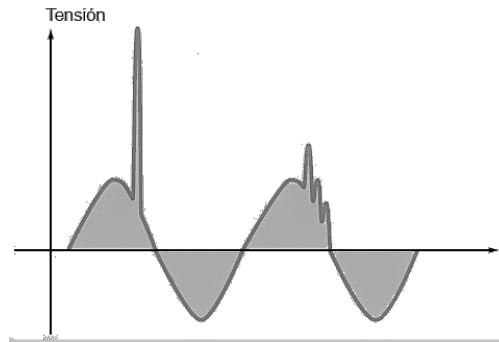


Figura 7: Sobre-impulsos

Muecas: También conocidas como hendiduras de tensión, las muecas son perturbaciones periódicas en la forma de onda de tensión, causadas usualmente por la operación normal de los dispositivos de la electrónica de potencia. Existen otros motivos como el ingreso de bancos capacitivos a la línea, cortocircuitos, etcétera.



Figura 8: Muecas o hendiduras

En este trabajo se toman el sobre-impulso y las muecas en una misma configuración, teniendo en cuenta que dependiendo del semiciclo que esté transitando una perturbación, puede generar una muesca o un sobre-impulso, es decir son variaciones opuestas.

Para controlar estas variaciones se tienen 3 parámetros:

- Ángulo en el que se desea generar la perturbación
- Sentido
- Duración

Dependiendo el ángulo elegido y el sentido elegido se está en presencia de una muesca o un sobre-impulso.

En cuanto a la repetitividad esta anomalía será generada en todos los periodos de la señal, en el ángulo elegido, con la duración y el sentido seleccionado.

Huecos de tensión: El hueco de tensión es una reducción brusca de la tensión de alimentación de una red eléctrica a un valor situado entre el 90% y el 10% de la tensión nominal, seguida del restablecimiento de la tensión después de un corto período de tiempo. Por convenio, un hueco de tensión tiene una duración de entre 10 ms (medio ciclo aproximadamente) y 1 minuto. En la figura 10 podemos ver un hueco de tensión.

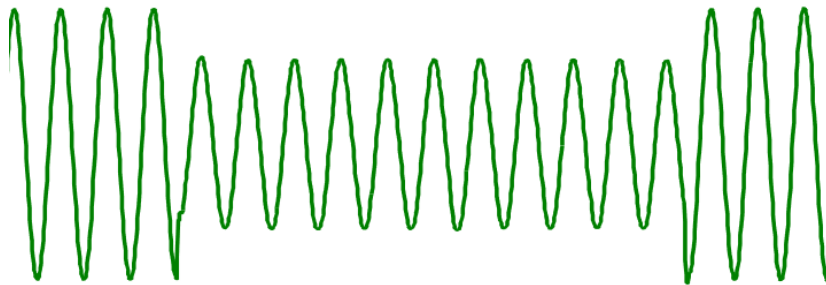


Figura 9: Hueco de tensión

Elevación de tensión: La sobretensiones son el aumento de voltaje por encima de los valores establecidos como máximos entre dos puntos de un circuito o instalación eléctrica, generalmente se considera una sobretensión cuando se eleva por encima del 10% de la nominal. Existen varios tipos de sobretensión pero para propósitos de este dispositivo se consideran las de duraciones transitorias. En la figura 11 podemos ver una sobretensión.

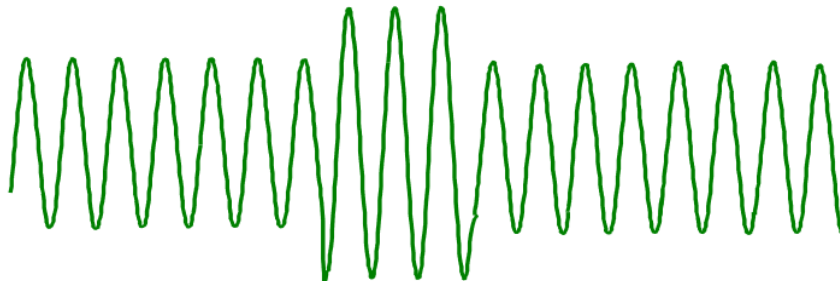


Figura 10: Elevación de tensión

Para la generación de huecos y sobretensión se utilizará la misma configuración teniendo en cuenta que lo único que cambia es un factor aditivo o substractivo durante un período de tiempo. Para el control de huecos y elevación de tensión se tienen 3 parámetros:

- Tiempo Normal
- Tiempo Anormal
- Tensión Anormal %

El tiempo normal es el tiempo que se desea tener a la salida en condiciones normales, en cuanto al tiempo anormal nos indica durante cuánto tiempo se elevará o reducirá la tensión de salida.

La tensión anormal, indicará cuanto se debe modificar la tensión de salida porcentualmente entre 0% y 115%. El valor 0% permitirá la generación de cortes o interrupciones de tensión.

Armónicos: Los armónicos son señales de tensión o corriente senoidales que tienen frecuencias que son múltiplos enteros de la frecuencia del sistema de alimentación. Las formas de onda distorsionadas pueden ser descompuestas en la suma de la frecuencia fundamental y los armónicos. La distorsión armónica se origina por las características no lineales de los equipos.

En la figura 12 se observa observar la señal fundamental junto a diferentes armónicos y el resultado de la fusión entre la fundamental y los armónicos, y como se observa la señal resultante se distorsiona de manera significativa.

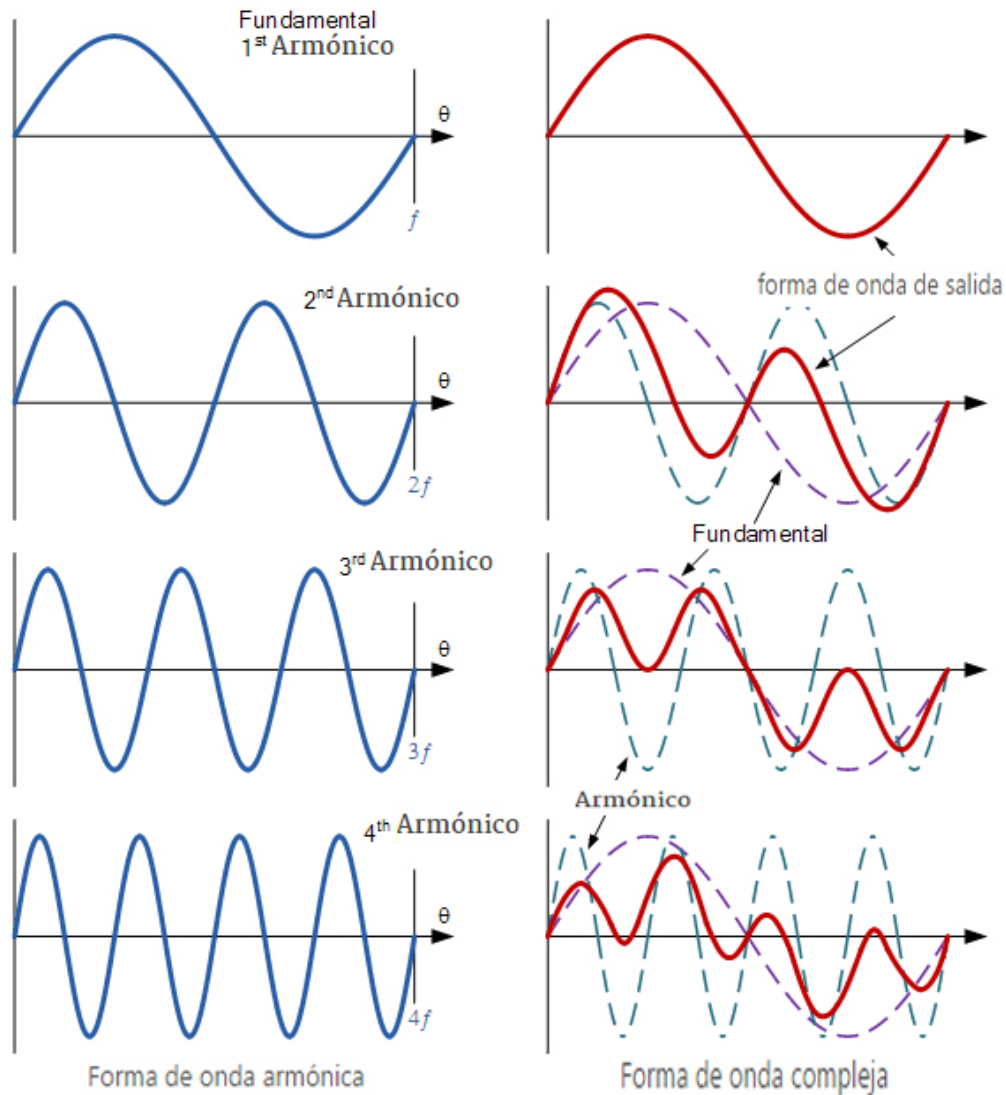


Figura 11: Armónicos

Para la configuración de armónicos cabe aclarar que el dispositivo permite manejar 9 armónicos, estos van entre el 2° y el 10°, en la configuración de cada uno se puede elegir la fase y la magnitud con la que se quiere inyectarlo, teniendo en cuenta que no se podrá superar el 20% de THD entre todos los armónicos.

2.1.1.1. Comunicación hombre maquina (HMI)

Para la comunicación se utiliza un teclado que consta de dos pulsadores y un encoder con los cuales se podrá mover dentro del menú, también cuenta con una pantalla para ver el parámetro sobre el que se actúa.

El menú fue diseñado para que sea lo más simple e intuitivo posible. Para esto se diseñó un menú paso a paso, el diagrama de flujo se puede ver en la figura 13.

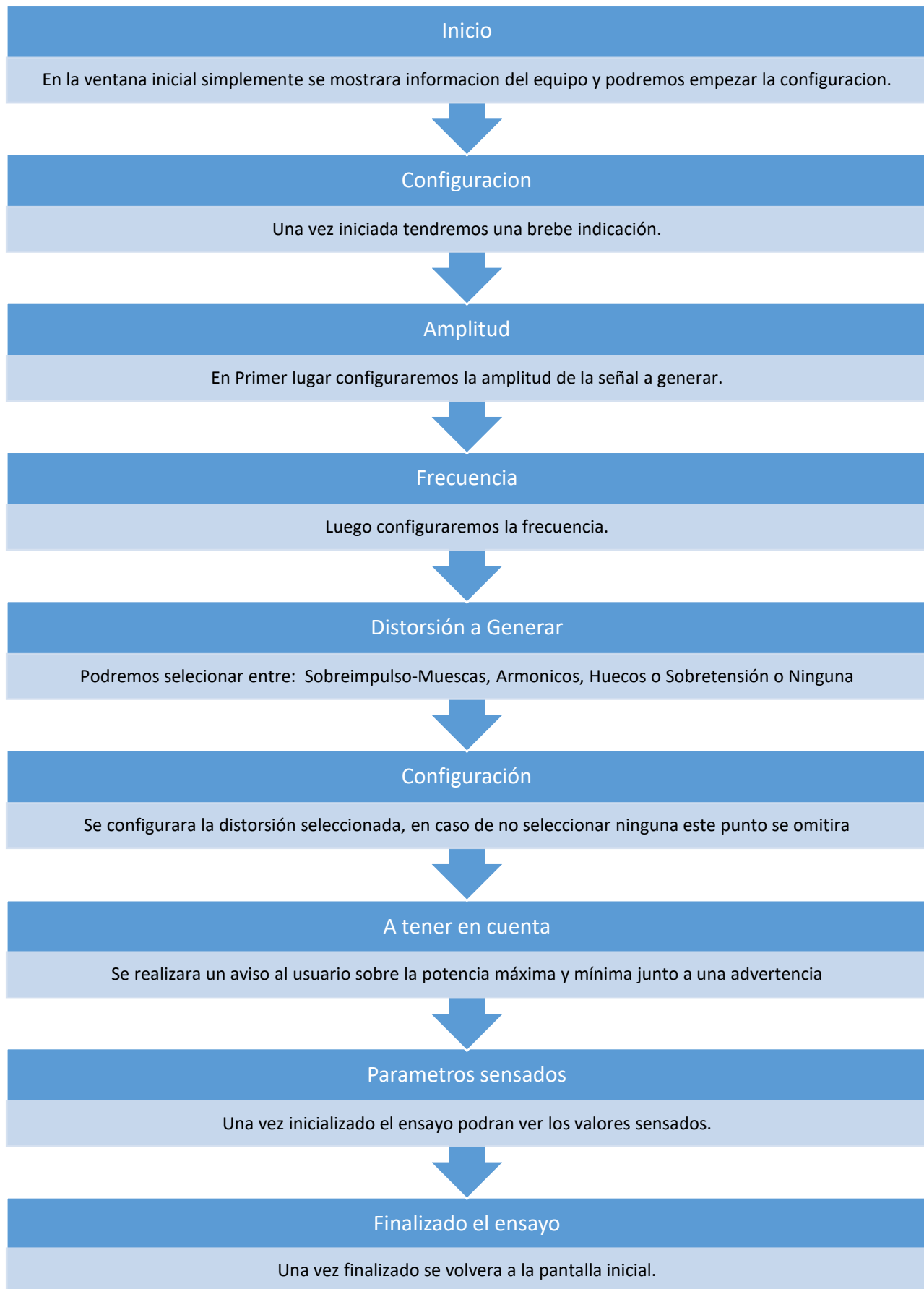


Figura 12: Diagrama de flujo de la configuración

Sobre impulsos y muescas de tensión

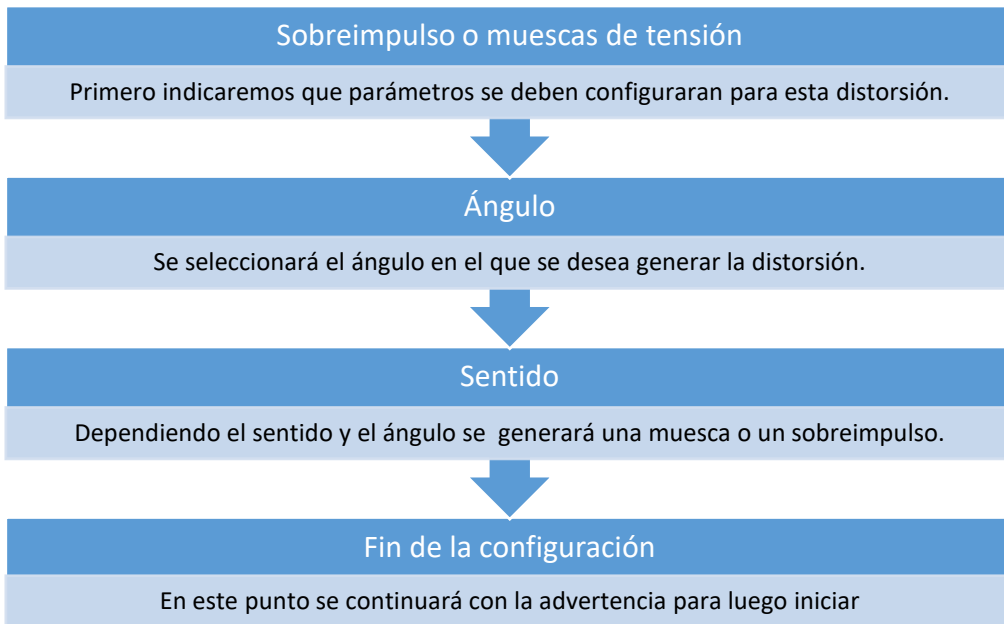


Figura 13: Diagrama de flujo de la configuración de muescas o sobre-impulsos

Huecos o elevación de tensión

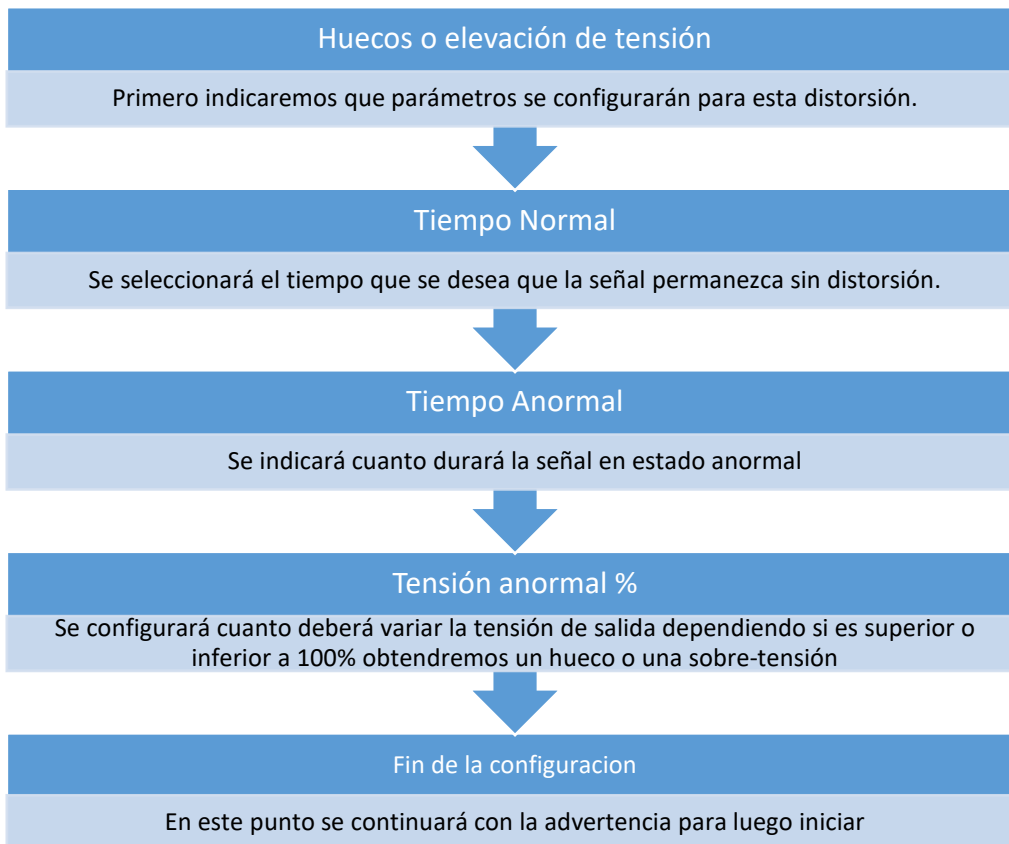


Figura 14: Diagrama de flujo de la configuración de huecos o elevaciones de tensión

Armónicos

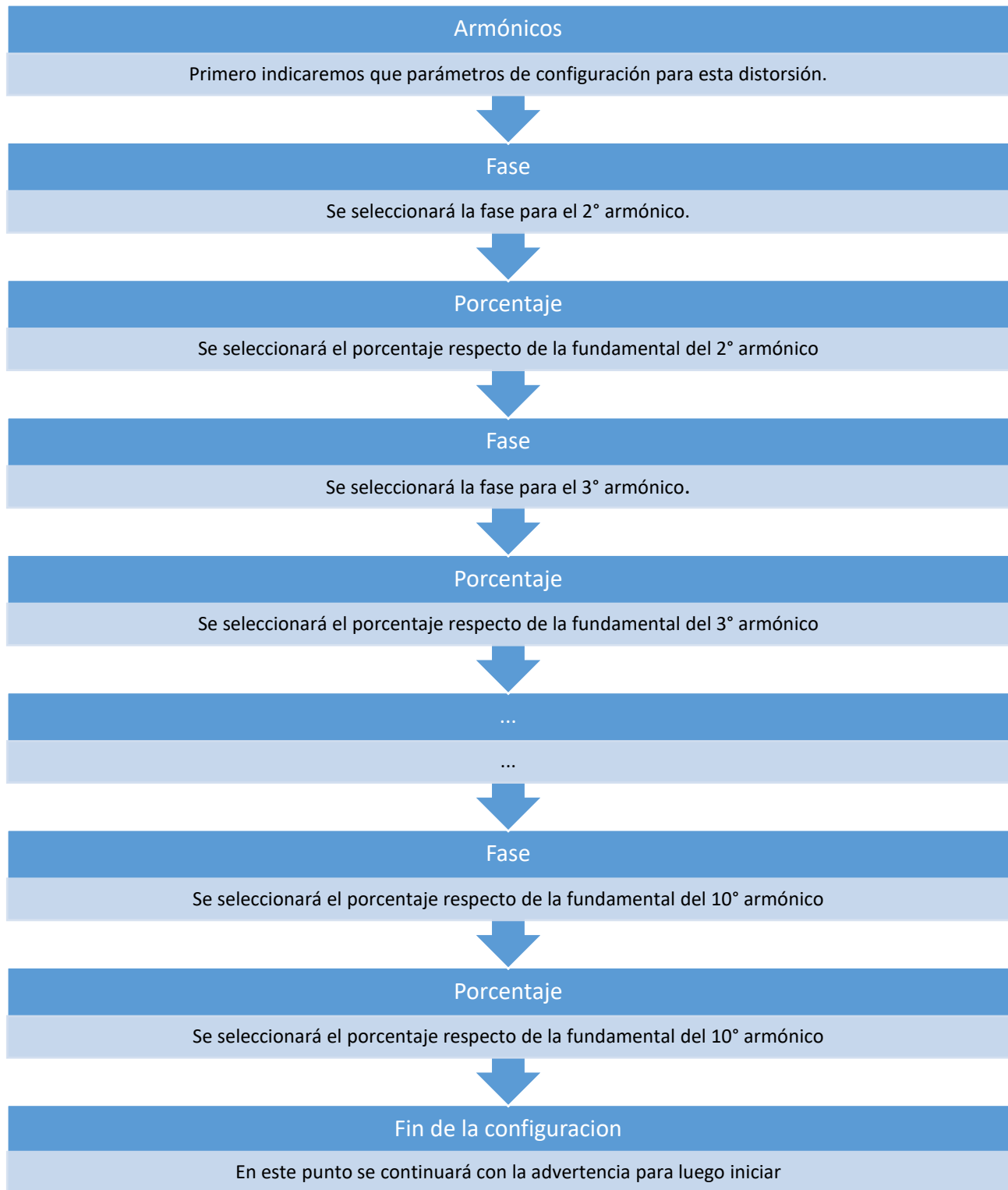


Figura 15: Diagrama de flujo de la configuración de los armónicos

Problemas

En primera instancia se utilizó un microcontrolador de la línea dsPIC del fabricante *Microchip* que proporcionaba 70 MIPS con 16 bits. Aunque era el más potente dentro de esta gama, se tuvieron problemas de solapamiento con la interrupción principal, es decir, la interrupción que controla la señal de salida, no terminaba de ejecutarse y tenía que ejecutarse nuevamente, esto producía que se generen significativos problemas.

Para solucionarlo se cambió a la línea de DSP del fabricante *Texas Instruments*. El microcontrolador seleccionado consta de un procesador de 200 MIPS junto a un coprocesador, el cual funciona de modo independiente a la misma frecuencia. El hecho de que tiene una arquitectura de 32 bits, permite hacer cálculos de precisión con mayor rapidez.

3. Resultados

Finalmente se obtuvo un equipo innovador y funcional, capaz de solucionar problemáticas y agilizar ensayos en equipos conectados a la red eléctrica.

La mayor ventaja del producto en relación a otros de similares características, que ya se encuentran en el mercado, es el costo significativamente inferior.

También incorpora gran cantidad de prestaciones y con la posibilidad de extenderlas en versiones futuras.

En lo que respecta al proceso de desarrollo y ejecución, este equipo constituye un beneficio, puesto que se pretende lograr un dispositivo de laboratorio capaz de evaluar el funcionamiento de los equipos que se desean introducir en el mercado.

En lo que respecta a la fabricación del prototipo, una vez finalizado el diseño del mismo se contrató la construcción de las placas de circuito impreso a fin de evitar errores propios de la complejidad del diseño realizado. Si se realizó el montaje de los componentes en las diferentes placas de circuitos impresos de modo manual.

3.1. Imágenes

3.1.1. Placa principal

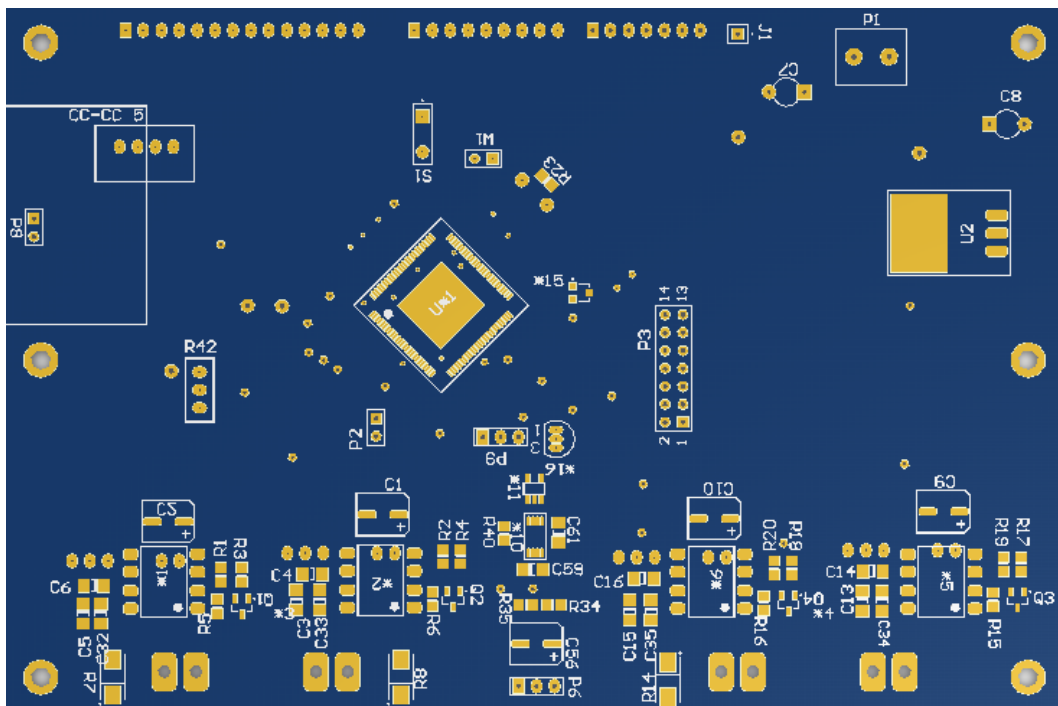


Figura 16: Vista superior placa principal

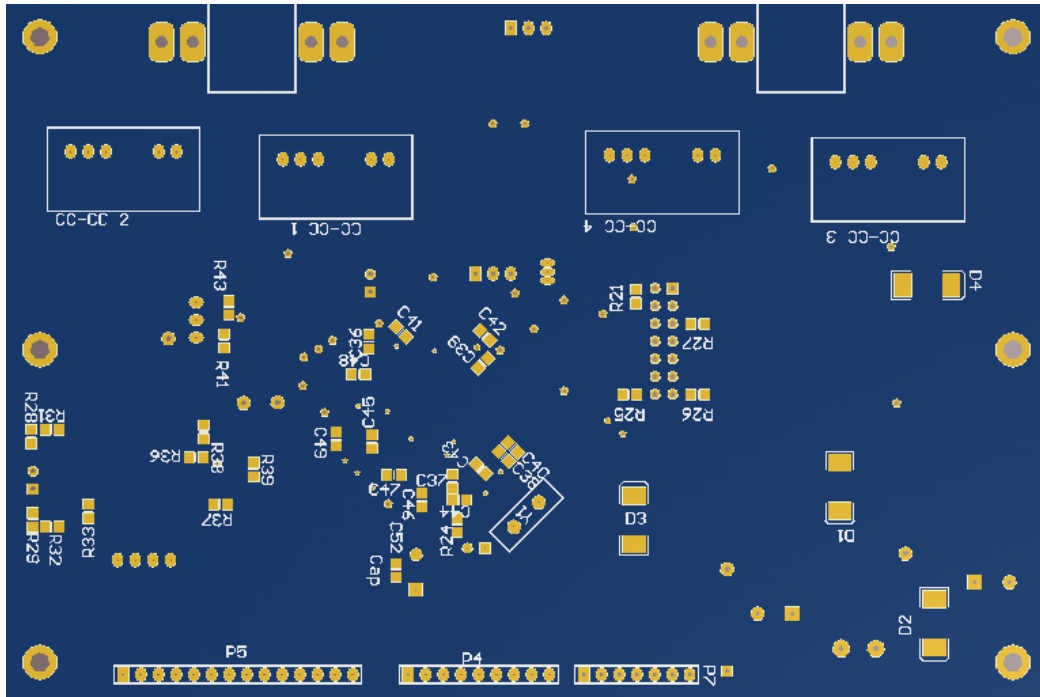


Figura 17: Vista inferior placa principal

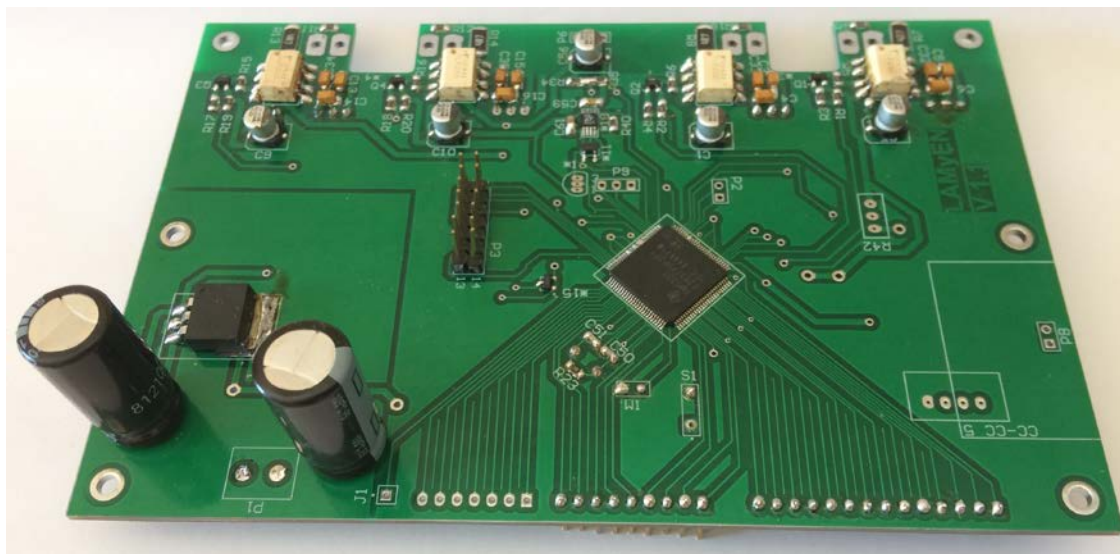


Ilustración 19: Controlador

3.1.2. Display o Pantalla

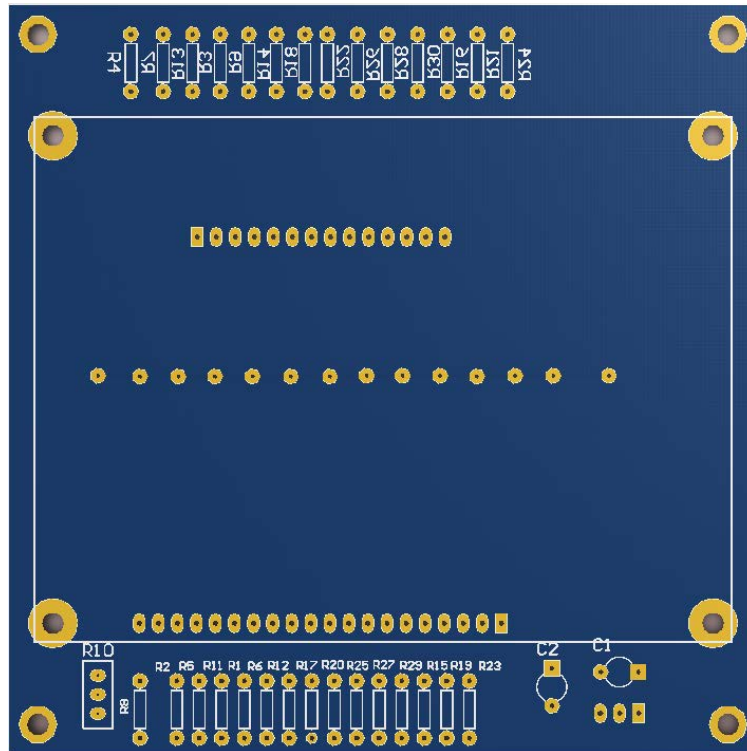


Figura 18: Vista superior placa de la pantalla

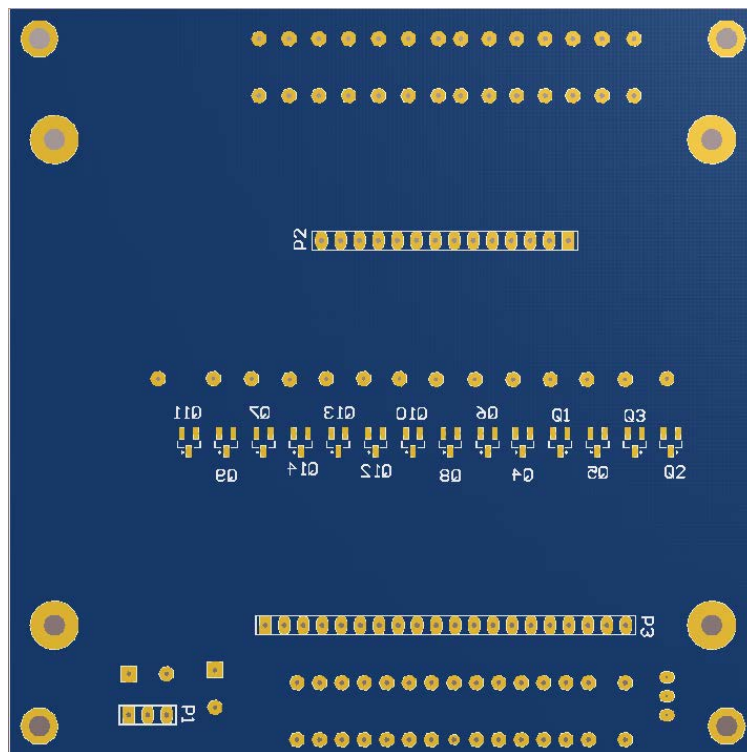


Figura 19: Vista inferior placa de la pantalla

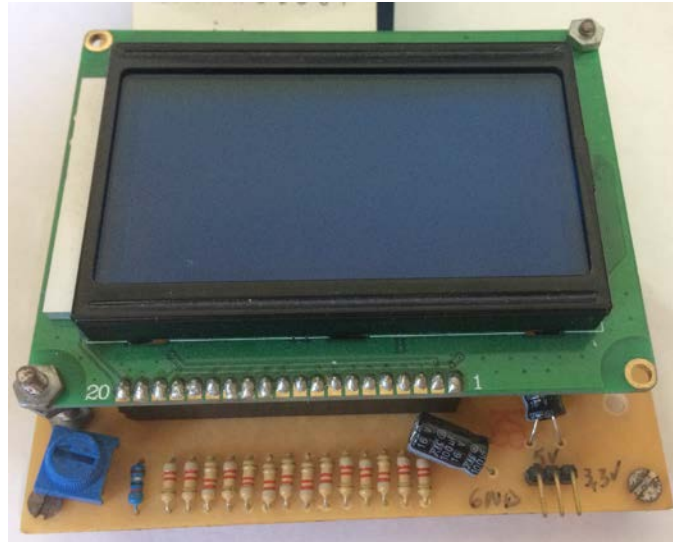


Ilustración 20: Display o pantalla

3.1.3. Teclado

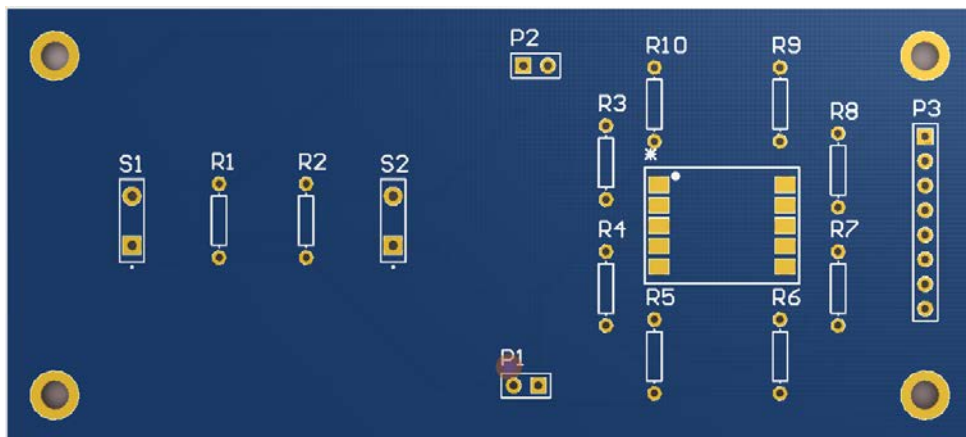


Figura 20: Vista superior placa del teclado

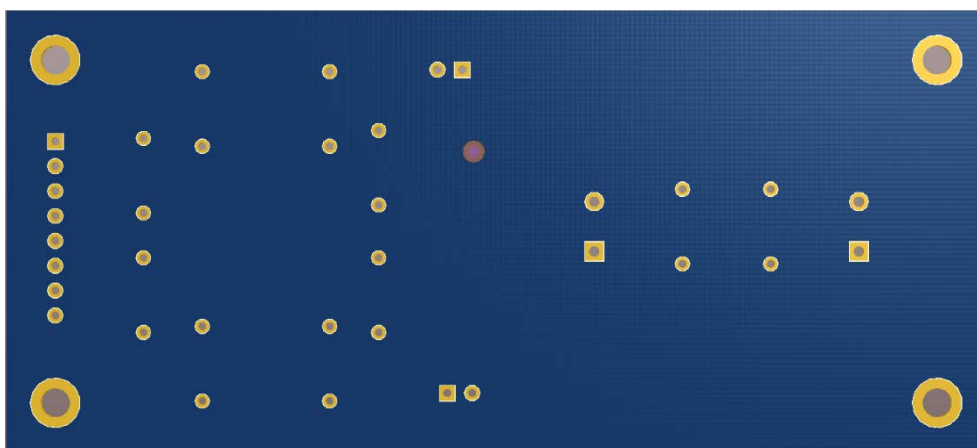


Figura 21: Vista inferior placa del teclado

3.1.4. Filtrado

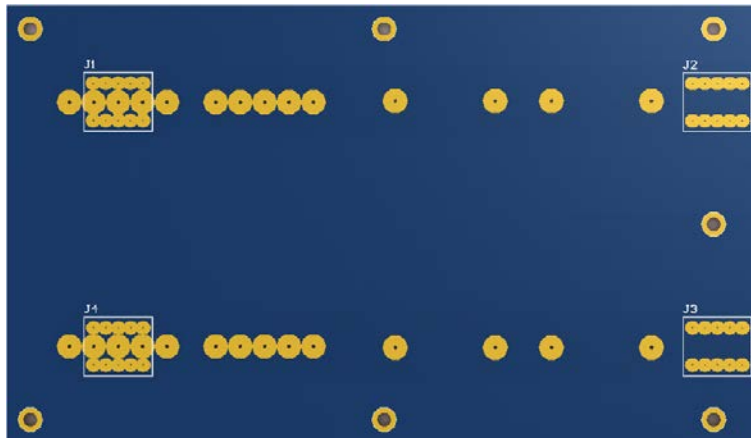


Figura 22: Vista Superior placa del filtro

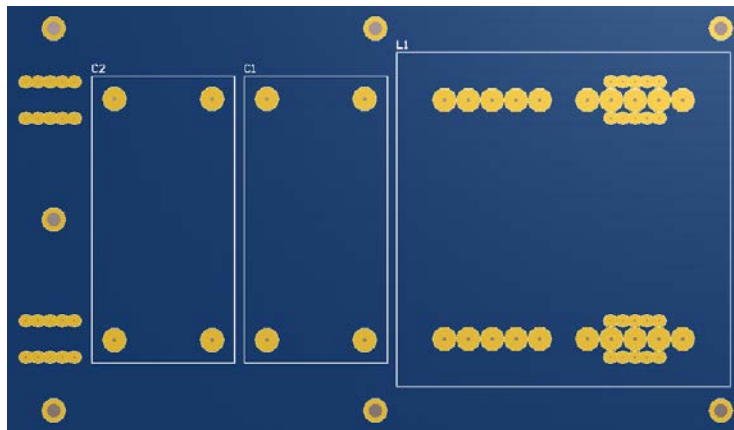


Figura 23: Vista inferior placa del filtro

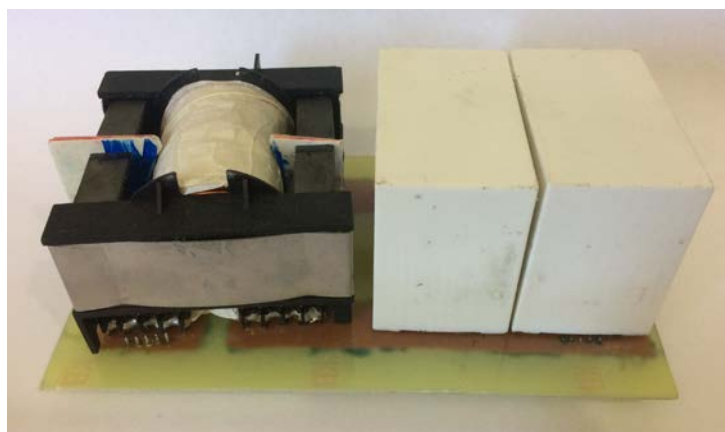


Ilustración 21: Filtro de salida

3.1.5. Habilitación Etapa de Potencia

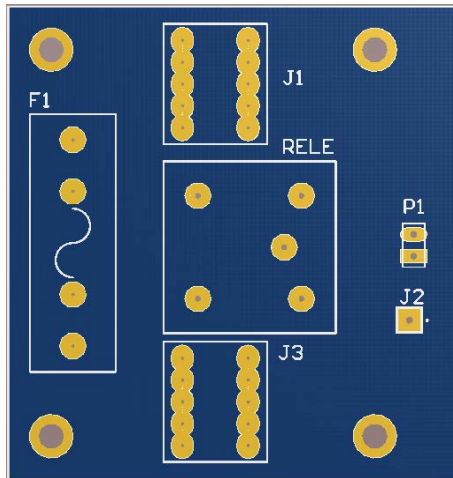


Figura 24: Vista Superior placa para habilitar la etapa de potencia

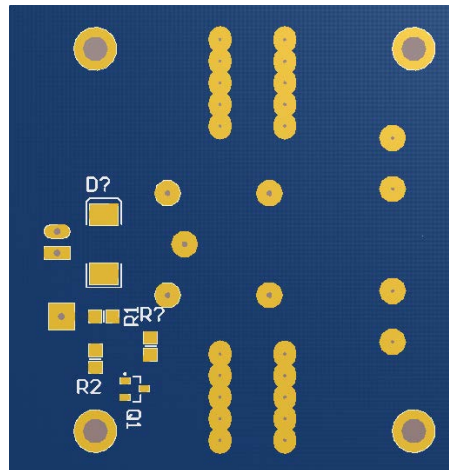


Figura 25: Vista inferior placa para habilitar la etapa de potencia

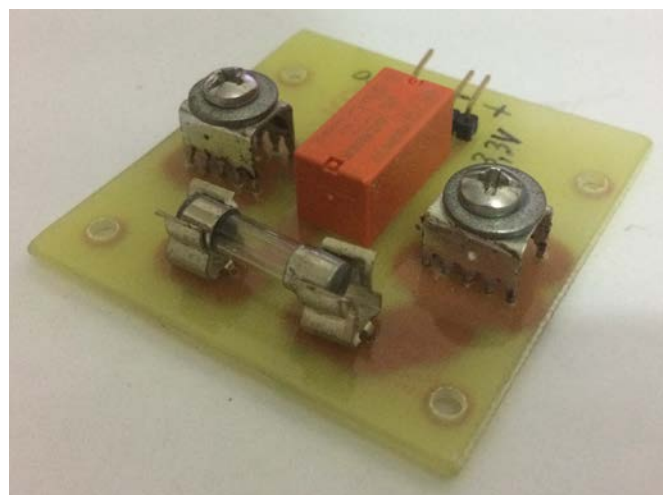


Ilustración 22: Habilitación de la etapa de potencia

3.1.6. A continuación se observa el diseño final



Ilustración 23: Ensamblaje de componentes base

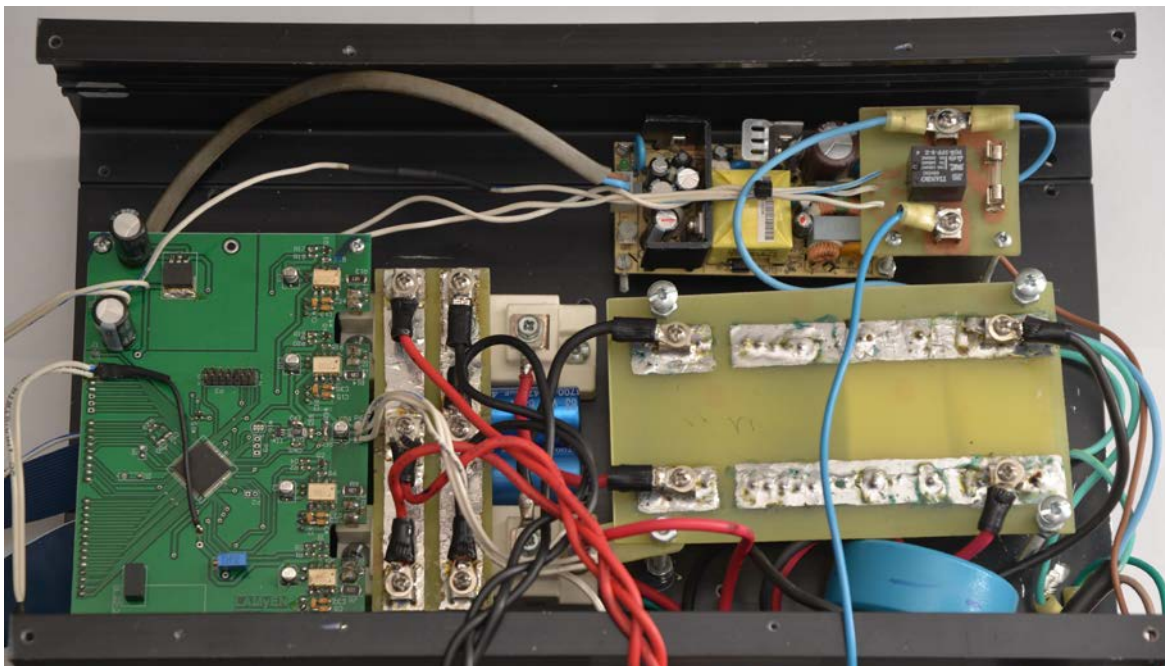


Ilustración 24: Ensamblaje de componentes base cableada



Ilustración 25: Ensamblaje de componentes tapa



Ilustración 26: Equipo terminado vista superior



Ilustración 27: Equipo terminado vista lateral



Ilustración 28: Teclado y Display

3.2. Análisis del THD

Para el análisis del THD se realizaron pruebas variando la frecuencia, la tensión y la carga. Para ello se utilizó un osciloscopio del fabricante tectronic, el cual mediante un software de computadora nos permite realizar las mediciones.

Los valores utilizados fueron:

- Frecuencia 50Hz y 60Hz
- Tensión mínima, media y máxima
- Cargas de 1.1ohm y 2.35 ohm

A continuación podremos ver los resultados obtenidos:

Pruebas realizadas a 50Hz y con una carga de 1.1ohm.

Tabla 9: THD Mínima tensión 50Hz 1.1ohm

Voltage = 2.5634 V		Current = 2.4174 A		True Power = 6.1821 W			
Voltage THD = 7.474 %		Current THD = 7.148 %		Displacement Power Factor = 1.5676			
Power Factor = 997.65m		Reactive Power = 425.02m VAR		Apparent Power = 6.1967 VA			
	Frequency	Voltage RMS	Voltage % of Fund.	Voltage Phase	Current RMS	Current % of Fund.	Current Phase
Fundamental	49.900 Hz	2.5534 V	100.000 %	0.0000	2.4071 A	100.000 %	0.0000
Harmonic 2	99.800 Hz	9.6758m V	0.379 %	-76.813	1.4050m A	0.058 %	-71.693
Harmonic 3	149.70 Hz	183.91m V	7.203 %	5.4812	163.21m A	6.780 %	8.0311
Harmonic 4	199.60 Hz	9.3446m V	0.366 %	81.800	12.376m A	0.514 %	-102.81
Harmonic 5	249.50 Hz	47.939m V	1.877 %	12.059	50.098m A	2.081 %	11.587
Harmonic 6	299.40 Hz	5.3566m V	0.210 %	92.150	5.2489m A	0.218 %	169.81
Harmonic 7	349.30 Hz	7.6077m V	0.298 %	15.959	13.275m A	0.551 %	19.089
Harmonic 8	399.20 Hz	3.0025m V	0.118 %	19.172	5.6448m A	0.235 %	78.381
Harmonic 9	449.10 Hz	1.8493m V	0.072 %	61.179	3.4148m A	0.142 %	124.97
Harmonic 10	499.00 Hz	1.4934m V	0.058 %	-69.900	6.2921m A	0.261 %	-73.768

Tabla 10: THD media tensión 50Hz 1.1ohm

Voltage = 16.908 V		Current = 14.874 A		True Power = 250.97 W			
Voltage THD = 3.309 %		Current THD = 3.026 %					
Power Factor = 997.89m		Displacement Power Factor = 431.35m					
Apparent Power = 251.50 VA		Reactive Power = 16.346 VAR					
	Frequency	Voltage RMS	Voltage % of Fund.	Voltage Phase	Current RMS	Current % of Fund.	Current Phase
Fundamental	49.900 Hz	16.882 V	100.000 %	0.0000	14.830 A	100.000 %	0.0000
Harmonic 2	99.800 Hz	56.942m V	0.337 %	-117.31	114.98m A	0.775 %	102.93
Harmonic 3	149.70 Hz	451.38m V	2.674 %	4.7165	328.95m A	2.218 %	1.3932
Harmonic 4	199.60 Hz	16.797m V	0.099 %	-156.53	35.623m A	0.240 %	-133.89
Harmonic 5	249.50 Hz	255.36m V	1.513 %	7.5318	185.47m A	1.251 %	11.776
Harmonic 6	299.40 Hz	11.409m V	0.068 %	-177.56	9.3744m A	0.063 %	137.10
Harmonic 7	349.30 Hz	149.23m V	0.884 %	6.8149	180.10m A	1.214 %	3.9635
Harmonic 8	399.20 Hz	16.614m V	0.098 %	111.62	21.247m A	0.143 %	-89.965
Harmonic 9	449.10 Hz	103.58m V	0.614 %	11.046	43.375m A	0.292 %	28.936
Harmonic 10	499.00 Hz	8.7821m V	0.052 %	167.43	18.199m A	0.123 %	110.17

Tabla 11: THD máxima tensión 50Hz 1.1ohm

Voltage = 24.983 V		Current = 22.029 A		True Power = 546.40 W			
Voltage THD = 2.685 %		Current THD = 2.751 %					
Power Factor = 992.81m		Displacement Power Factor = 421.04m					
Apparent Power = 550.36 VA		Reactive Power = 65.874 VAR					
	Frequency	Voltage RMS	Voltage % of Fund.	Voltage Phase	Current RMS	Current % of Fund.	Current Phase
Fundamental	49.900 Hz	24.945 V	100.000 %	0.0000	21.915 A	100.000 %	0.0000
Harmonic 2	99.800 Hz	75.368m V	0.302 %	-101.00	37.932m A	0.173 %	103.23
Harmonic 3	149.70 Hz	525.55m V	2.107 %	-18.058	417.95m A	1.907 %	-20.203
Harmonic 4	199.60 Hz	64.770m V	0.260 %	91.891	109.00m A	0.497 %	-92.166
Harmonic 5	249.50 Hz	287.19m V	1.151 %	35.135	305.30m A	1.393 %	25.617
Harmonic 6	299.40 Hz	14.976m V	0.060 %	114.78	131.22m A	0.599 %	85.379
Harmonic 7	349.30 Hz	198.94m V	0.797 %	4.1164	184.19m A	0.840 %	4.0609
Harmonic 8	399.20 Hz	9.8357m V	0.039 %	150.03	54.123m A	0.247 %	-107.61
Harmonic 9	449.10 Hz	162.33m V	0.651 %	902.46m	154.32m A	0.704 %	6.3313
Harmonic 10	499.00 Hz	2.5572m V	0.010 %	-74.037	40.121m A	0.183 %	-76.806

Pruebas realizadas a 60Hz y con una carga de 1.1ohm.

Tabla 12: THD mínima tensión 60Hz 1.1ohm

Voltage = 2.5837 V Current = 2.3088 A True Power = 6.1708 W

Voltage THD = 6.518 % Current THD = 7.130 %
 Power Factor = 1.0345 Displacement Power Factor = 1.7096
 Apparent Power = 5.9652 VA Reactive Power = 0.0000 VAR

	Frequency	Voltage RMS	Voltage % of Fund.	Voltage Phase	Current RMS	Current % of Fund.	Current Phase
Fundamental	59.952 Hz	2.5769 V	100.000 %	0.0000	2.3726 A	100.000 %	0.0000
Harmonic 2	119.90 Hz	8.9390m V	0.347 %	127.97	7.3393m A	0.309 %	-93.849
Harmonic 3	179.86 Hz	163.76m V	6.355 %	-173.96	160.85m A	6.779 %	-173.21
Harmonic 4	239.81 Hz	8.0359m V	0.312 %	-107.53	29.486m A	1.243 %	94.848
Harmonic 5	299.76 Hz	33.457m V	1.298 %	-166.96	33.434m A	1.409 %	-158.24
Harmonic 6	359.71 Hz	5.7486m V	0.223 %	-111.90	14.127m A	0.595 %	-97.122
Harmonic 7	419.66 Hz	7.3917m V	0.287 %	-142.18	15.230m A	0.642 %	-170.71
Harmonic 8	479.62 Hz	960.76u V	0.037 %	122.29	5.4268m A	0.229 %	47.185
Harmonic 9	539.57 Hz	3.5916m V	0.139 %	-93.856	10.804m A	0.455 %	-159.53
Harmonic 10	599.52 Hz	979.41u V	0.038 %	172.74	7.2346m A	0.305 %	-31.161

Tabla 13: THD media tensión 60Hz 1.1ohm

Voltage = 16.822 V Current = 15.357 A True Power = 258.19 W

Voltage THD = 3.601 % Current THD = 3.086 %
 Power Factor = 999.40m Displacement Power Factor = 1.4240
 Apparent Power = 258.34 VA Reactive Power = 8.9210 VAR

	Frequency	Voltage RMS	Voltage % of Fund.	Voltage Phase	Current RMS	Current % of Fund.	Current Phase
Fundamental	59.952 Hz	16.806 V	100.000 %	0.0000	15.313 A	100.000 %	0.0000
Harmonic 2	119.90 Hz	34.717m V	0.207 %	-170.48	80.448m A	0.525 %	-127.56
Harmonic 3	179.86 Hz	495.99m V	2.951 %	-176.77	350.56m A	2.289 %	-177.86
Harmonic 4	239.81 Hz	39.753m V	0.237 %	-120.52	23.845m A	0.156 %	-177.14
Harmonic 5	299.76 Hz	256.52m V	1.526 %	-172.38	224.82m A	1.468 %	-164.68
Harmonic 6	359.71 Hz	10.714m V	0.064 %	64.312	18.851m A	0.123 %	112.64
Harmonic 7	419.66 Hz	181.94m V	1.083 %	-170.54	173.54m A	1.133 %	-168.69
Harmonic 8	479.62 Hz	13.314m V	0.079 %	-146.23	4.8387m A	0.032 %	-138.56
Harmonic 9	539.57 Hz	116.73m V	0.695 %	-160.28	75.962m A	0.496 %	-157.95
Harmonic 10	599.52 Hz	22.186m V	0.132 %	118.96	2.3407m A	0.015 %	138.23

Tabla 14: THD máxima tensión 60Hz 1.1ohm

Voltage = 24.375 V Current = 21.352 A True Power = 512.92 W

Voltage THD = 2.644 % Current THD = 2.955 %
 Power Factor = 985.55m Displacement Power Factor = -35.434m
 Apparent Power = 520.43 VA Reactive Power = 88.145 VAR

	Frequency	Voltage RMS	Voltage % of Fund.	Voltage Phase	Current RMS	Current % of Fund.	Current Phase
Fundamental	60.241 Hz	24.246 V	100.000 %	0.0000	21.066 A	100.000 %	0.0000
Harmonic 2	120.48 Hz	93.168m V	0.384 %	-93.477	99.113m A	0.470 %	75.607
Harmonic 3	180.72 Hz	510.76m V	2.107 %	160.51	437.09m A	2.075 %	163.36
Harmonic 4	240.96 Hz	61.054m V	0.252 %	-102.73	38.198m A	0.181 %	-51.732
Harmonic 5	301.20 Hz	305.89m V	1.262 %	-148.32	307.06m A	1.458 %	-149.77
Harmonic 6	361.45 Hz	38.887m V	0.160 %	75.549	109.48m A	0.520 %	-101.60
Harmonic 7	421.69 Hz	149.08m V	0.615 %	171.54	169.11m A	0.803 %	-172.09
Harmonic 8	481.93 Hz	20.094m V	0.083 %	-144.15	93.209m A	0.442 %	93.409
Harmonic 9	542.17 Hz	123.18m V	0.508 %	-175.80	147.22m A	0.699 %	-169.51
Harmonic 10	602.41 Hz	26.205m V	0.108 %	-80.071	53.816m A	0.255 %	18.299

Pruebas realizadas a 50Hz y con una carga de 2.35ohm.

Tabla 15: THD mínima tensión 50Hz 2.35ohm

Voltage = 3.0010 V Current = 957.07mA True Power = 2.8318 W

Voltage THD = 3.701 % Current THD = 3.111 %
 Power Factor = 985.94m Displacement Power Factor = -134.55m
 Apparent Power = 2.8722 VA Reactive Power = 479.97m VAR

	Frequency	Voltage RMS	Voltage % of Fund.	Voltage Phase	Current RMS	Current % of Fund.	Current Phase
Fundamental	50.100 Hz	2.9980 V	100.000 %	0.0000	943.66m A	100.000 %	0.0000
Harmonic 2	100.20 Hz	11.446m V	0.382 %	85.654	878.15u A	0.093 %	148.84
Harmonic 3	150.30 Hz	97.157m V	3.241 %	-21.651	25.637m A	2.717 %	-26.250
Harmonic 4	200.40 Hz	6.9737m V	0.233 %	79.114	2.9195m A	0.309 %	-143.35
Harmonic 5	250.50 Hz	18.689m V	0.623 %	-109.19	7.6033m A	0.806 %	-89.039
Harmonic 6	300.60 Hz	7.5509m V	0.252 %	-103.09	2.9726m A	0.315 %	68.973
Harmonic 7	350.70 Hz	24.170m V	0.806 %	-137.48	7.7856m A	0.825 %	-156.79
Harmonic 8	400.80 Hz	3.7972m V	0.127 %	-158.79	1.0513m A	0.111 %	176.26
Harmonic 9	450.90 Hz	29.777m V	0.993 %	-158.13	4.5415m A	0.481 %	-148.85
Harmonic 10	501.00 Hz	2.0438m V	0.068 %	-149.29	773.76u A	0.082 %	101.30

Tabla 16: THD media tensión 50Hz 2.35ohm

Voltage = 17.501 V		Current = 5.5603 A		True Power = 96.040 W			
Voltage THD = 2.848 %		Current THD = 2.821 %		Displacement Power Factor = 299.20m			
Power Factor = 986.95m		Reactive Power = 15.670 VAR		Apparent Power = 97.310 VA			
	Frequency	Voltage RMS	Voltage % of Fund.	Voltage Phase	Current RMS	Current % of Fund.	Current Phase
Fundamental	49.900 Hz	17.491 V	100.000 %	0.0000	5.4785 A	100.000 %	0.0000
Harmonic 2	99.800 Hz	32.748m V	0.187 %	-176.99	17.117m A	0.312 %	115.12
Harmonic 3	149.70 Hz	404.07m V	2.310 %	-12.697	121.06m A	2.210 %	-14.035
Harmonic 4	199.60 Hz	41.431m V	0.237 %	94.850	8.2669m A	0.151 %	-74.020
Harmonic 5	249.50 Hz	231.78m V	1.325 %	-17.393	59.718m A	1.090 %	-16.370
Harmonic 6	299.40 Hz	11.886m V	0.068 %	176.41	38.065m A	0.695 %	-94.111
Harmonic 7	349.30 Hz	109.50m V	0.626 %	-26.971	43.495m A	0.794 %	-29.320
Harmonic 8	399.20 Hz	18.250m V	0.104 %	-100.34	23.740m A	0.433 %	-112.80
Harmonic 9	449.10 Hz	120.53m V	0.689 %	-26.042	28.921m A	0.528 %	-45.192
Harmonic 10	499.00 Hz	3.0170m V	0.017 %	-142.16	20.145m A	0.368 %	-93.536

Tabla 17: THD máxima tensión 50Hz 2.35ohm

Voltage = 35.730 V		Current = 10.838 A		True Power = 387.66 W			
Voltage THD = 1.922 %		Current THD = 1.670 %		Displacement Power Factor = 776.40m			
Power Factor = 1.0011		Reactive Power = 0.0000 VAR		Apparent Power = 387.22 VA			
	Frequency	Voltage RMS	Voltage % of Fund.	Voltage Phase	Current RMS	Current % of Fund.	Current Phase
Fundamental	50.000 Hz	35.674 V	100.000 %	0.0000	10.810 A	100.000 %	0.0000
Harmonic 2	100.00 Hz	38.508m V	0.108 %	-164.59	48.753m A	0.451 %	-112.51
Harmonic 3	150.00 Hz	428.97m V	1.202 %	-17.413	68.905m A	0.637 %	-29.892
Harmonic 4	200.00 Hz	150.13m V	0.421 %	103.55	12.155m A	0.112 %	42.288
Harmonic 5	250.00 Hz	447.71m V	1.255 %	-14.776	127.25m A	1.177 %	-12.576
Harmonic 6	300.00 Hz	93.819m V	0.263 %	-103.17	19.682m A	0.182 %	-111.22
Harmonic 7	350.00 Hz	145.87m V	0.409 %	-37.949	21.911m A	0.203 %	-62.977
Harmonic 8	400.00 Hz	18.521m V	0.052 %	153.28	22.319m A	0.206 %	73.697
Harmonic 9	450.00 Hz	152.77m V	0.428 %	-30.453	81.843m A	0.757 %	-17.864
Harmonic 10	500.00 Hz	58.268m V	0.163 %	-66.778	21.454m A	0.198 %	-112.11

Pruebas realizadas a 60Hz y con una carga de 2.35ohm.

Tabla 18: THD mínima tensión 60Hz 2.35ohm

Voltage = 3.0395 V		Current = 956.40m A		True Power = 2.8504 W	
Voltage THD = 3.285 %		Current THD = 2.533 %			
Power Factor = 980.54m		Displacement Power Factor = 497.74m			
Apparent Power = 2.9070 VA		Reactive Power = 570.74m VAR			

	Frequency	Voltage RMS	Voltage % of Fund.	Voltage Phase	Current RMS	Current % of Fund.	Current Phase
Fundamental	60.168 Hz	3.0296 V	100.000 %	0.0000	935.13m A	100.000 %	0.0000
Harmonic 2	120.34 Hz	11.558m V	0.381 %	-113.23	3.9729m A	0.425 %	18.614
Harmonic 3	180.51 Hz	69.809m V	2.304 %	138.72	14.011m A	1.498 %	145.43
Harmonic 4	240.67 Hz	9.3932m V	0.310 %	-105.49	3.6264m A	0.388 %	174.29
Harmonic 5	300.84 Hz	34.696m V	1.145 %	34.224	8.9383m A	0.956 %	35.565
Harmonic 6	361.01 Hz	6.1390m V	0.203 %	124.73	2.6920m A	0.288 %	-13.319
Harmonic 7	421.18 Hz	33.635m V	1.110 %	31.723	10.379m A	1.110 %	26.569
Harmonic 8	481.35 Hz	2.9801m V	0.098 %	129.19	2.5101m A	0.268 %	-133.36
Harmonic 9	541.52 Hz	32.024m V	1.057 %	17.976	9.3013m A	0.995 %	37.829
Harmonic 10	601.68 Hz	4.7846m V	0.158 %	-99.716	3.6713m A	0.393 %	48.760

Tabla 19: THD media tensión 60Hz 2.35ohm

Voltage = 17.576 V		Current = 5.5094 A		True Power = 96.610 W	
Voltage THD = 2.727 %		Current THD = 3.191 %			
Power Factor = 997.68m		Displacement Power Factor = -349.52m			
Apparent Power = 96.835 VA		Reactive Power = 6.5973 VAR			

	Frequency	Voltage RMS	Voltage % of Fund.	Voltage Phase	Current RMS	Current % of Fund.	Current Phase
Fundamental	59.952 Hz	17.563 V	100.000 %	0.0000	5.4853 A	100.000 %	0.0000
Harmonic 2	119.90 Hz	28.365m V	0.162 %	-152.39	50.317m A	0.917 %	92.459
Harmonic 3	179.86 Hz	376.59m V	2.144 %	165.38	123.63m A	2.254 %	166.80
Harmonic 4	239.81 Hz	40.563m V	0.231 %	-99.378	4.7623m A	0.087 %	-63.381
Harmonic 5	299.76 Hz	243.26m V	1.385 %	157.16	62.579m A	1.141 %	159.65
Harmonic 6	359.71 Hz	2.6820m V	0.015 %	176.41	6.5322m A	0.119 %	88.799
Harmonic 7	419.66 Hz	102.42m V	0.583 %	143.31	48.975m A	0.893 %	146.99
Harmonic 8	479.62 Hz	18.997m V	0.108 %	97.042	54.364m A	0.991 %	-103.00
Harmonic 9	539.57 Hz	116.41m V	0.663 %	156.52	30.220m A	0.551 %	89.588
Harmonic 10	599.52 Hz	17.219m V	0.098 %	81.326	20.012m A	0.365 %	-96.956

Tabla 20: THD máxima tensión 60Hz 2.35ohm

Voltage = 35.400 V		Current = 10.733 A		True Power = 380.85 W	
Voltage THD = 1.839 %		Current THD = 1.697 %		Displacement Power Factor = 844.49m	
Power Factor = 1.0024		Reactive Power = 0.0000 VAR		Apparent Power = 379.94 VA	

	Frequency	Voltage RMS	Voltage % of Fund.	Voltage Phase	Current RMS	Current % of Fund.	Current Phase
Fundamental	59.809 Hz	35.441 V	100.000 %	0.0000	10.728 A	100.000 %	0.0000
Harmonic 2	119.62 Hz	154.31m V	0.435 %	111.80	39.274m A	0.366 %	-137.50
Harmonic 3	179.43 Hz	421.86m V	1.190 %	161.03	96.587m A	0.900 %	145.38
Harmonic 4	239.23 Hz	27.429m V	0.077 %	-169.19	36.796m A	0.343 %	110.39
Harmonic 5	299.04 Hz	399.66m V	1.128 %	160.14	106.83m A	0.996 %	163.43
Harmonic 6	358.85 Hz	10.914m V	0.031 %	-177.43	5.0855m A	0.047 %	-33.007
Harmonic 7	418.66 Hz	102.91m V	0.290 %	121.34	45.096m A	0.420 %	144.13
Harmonic 8	478.47 Hz	35.572m V	0.100 %	-134.46	26.331m A	0.245 %	106.95
Harmonic 9	538.28 Hz	206.91m V	0.584 %	153.42	73.573m A	0.686 %	148.35
Harmonic 10	598.09 Hz	19.586m V	0.055 %	-108.06	2.9635m A	0.028 %	83.571

Como conclusión de las tablas de THD, se observa que varía entre 1.8 y 7.5 como máximo dando un promedio de 3.5 en la mayoría de los casos.

Otro punto importante es que cuanto mayor sea la potencia involucrada, el equipo tendrá una distorsión armónica menor. Por este motivo se plantea una potencia mínima a conectar en el equipo, ya que de esta manera se reduce la distorsión armónica y también se protege al equipo de trabajar sin carga.

Como características finales el equipo cuenta con:

- Una variación de tensión entre 1 V y 30 V de alterna con un error del 0.5%
- Una potencia máxima de 500 W
- La variación de la frecuencia entre 45 Hz y 65 Hz con un error del 0.1%.
- Distorsión armónica menor al 8% con una potencia superior al 3W
- Posibilidad de generar sobre impulsos y muescas de tensión, permitiendo seleccionar el ángulo, la duración y el sentido.
- La posibilidad de aumentar la distorsión armónica, pudiendo seleccionar entre el 2° y el 10° armónico, y modificarlos en fase y amplitud.
- La posibilidad de generar huecos de tensión y elevaciones de tensión, pudiendo seleccionar el tiempo y la amplitud de cada uno.

4. Análisis de costos

Como vimos anteriormente el dispositivo utiliza una gran cantidad de componentes y en su mayoría no se consiguen en el país, siendo necesario adquirirlos en el exterior.

Algunos de ellos muy económicos y otros con costos significativos para la producción. A continuación se indica los precios de mayor incidencia en el precio final:

Tabla 21: Precios de componentes

COMPONENTE	COSTO
Microcontrolador	30 US\$
Fuentes de alimentación	95 US\$
Fabricación de Placas	200 US\$
Componentes de potencia	250 US\$
Carcasa	120 US\$
Varios	100 US\$

En este tipo de equipamiento no es factible la fabricación a gran escala, ya que el mercado no es el público en general, sino industrias o laboratorios, por este motivo no es posible reducir los costos significativamente por compras a gran escala.

Al tener la posibilidad de ser fabricado bajo pedido, permitiría realizar modificaciones acorde a requerimientos del usuario. Esto daría un valor agregado al equipo siendo más competitivo.

En cuanto a las horas hombre se estima el trabajo de 1 año, en jornadas de 8 horas.

Aproximadamente las horas se distribuyen de la siguiente manera:

Tabla 22: Horas de trabajo

ACTIVIDAD	HORAS HOMBRE PORCENTUAL
Investigación de componentes	5 %
Diseño de circuitos	20 %
Implementación y pruebas de circuitos	30 %
Programación	25 %
Armado de placas	5 %
Diseño de gabinetes y carcasas	5 %
Otros	10 %

Calculando las horas hombre, obtenemos un total de 1920 horas.

Utilizando un promedio de USD 12 la hora, nos da una suma total de USD 23040. Este valor se considera como el precio máximo de horas hombre estipulado.

El costo del equipo rondaría los 3000 dólares, considerando todas las partes. En el mercado, la competencia directa comercializa un equipo con características similares a unos 5000 dólares, aunque hay que destacar que los equipos tienen diferencias.

Estimamos la vida útil del producto en relación a los componentes que sufren mayor desgaste, teniendo en cuenta que estos suelen ser los capacitores. Considerando el costo del equipo se buscaría enfatizar en la calidad de estos componentes para que el equipo sea aún más durable en el tiempo. El equipo posee un tiempo de vida estimado de 10 años, a partir del cual comenzaría a tener significativas diferencias. De igual manera consideramos que se podrían remplazar partes del mismo, aumentando la vida útil.

5. Discusión y conclusión

El proyecto se realizó con el fin de mejorar la calidad de los ensayos en equipos conectados a la red. El objetivo del mismo fue resuelto mediante la implementación de un equipo que permite generar las características de una red y sus perturbaciones. La ventaja que posee es una aislación de la red y la posibilidad de manipular la señal en las formas requeridas. Esto constituye una gran ventaja frente a dispositivos similares que se encuentran actualmente en el mercado, cuyas funcionalidades son más limitadas.

Finalmente se obtuvo un producto que presenta notables mejoras en cuanto a equipos similares del mercado. Sobre todo por sus funcionalidades, permitiendo al usuario adaptar el equipo de acuerdo a lo requerido. En cuanto a sus funciones principales, se logró un dispositivo estable y seguro para la realización de ensayos. También se logró incorporar nuevas tecnologías y métodos los cuales permiten tener un rendimiento elevado en la generación de la señal.

Las mejoras que se podrían realizar a futuro son:

- Agregar más funcionalidades, como la posibilidad de generar interarmónicos, flicker, etc.
- Aumentar la potencia y de esta manera abarcar más equipamientos a ensayar.
- Generar una salida trifásica.
- Alimentar el equipo con tensión trifásica para no necesitar elevar la tensión, y contar con un rango mayor de tensión.
- Agregar una interfaz de configuración y control para ser utilizada desde computadoras personales (hardware y software).
- Trabajar sobre la interfaz de configuración a fin de incorporar más funcionalidades y mejorar la experiencia de usuario.
- Incorporar a las opciones de configuración la posibilidad de calibrar los sensores utilizados en el equipo
- Sensar la distorsión armónica, para poder informar al usuario y así poder contrarrestarla inyectando armónicos en contrafase.

Un punto interesante a continuar investigando es la reducción de la distorsión armónica mediante la generación de la señal con armónicos en contrafase, es decir, para generar la señal senoidal dentro del microcontrolador se ejecuta la función seno en la frecuencia

correspondiente, si a esta se le suma otra función seno del doble de la frecuencia tendríamos el segundo armónico y si lo desfasamos 180° estaría generando una cancelación ya que estaría en contrafase, si se realiza esto con varios armónicos se podría modificar el filtro reduciendo su volumen o eliminando etapas y mejorar la distorsión con la programación dentro del microcontrolador.

6. Literatura Citada

1. Bimal K. Bose (2006). **"Power Electronics and Motor Drives"**, Knoxville, Tennessee. Elsevier
2. Wilamowski Bogdan M., Irwin J. David (2011). **"Power Electronics and Motor Drives"** 2ª Ed. University of California. CRC Press -Taylor & Francis Group
3. Benavent Garcia José Manuel, et al. (1999) **"Electrónica de Potencia - Teoría y Aplicaciones"** Valencia. Alfaomega
4. Paice Derek A. (1996). **"Power Electronics Converter Harmonics"** Institute of Electrical and Electronics Engineers. IEEE PRESS.
5. Boylestad Robert L., Nashelsky Louis (2009) **"Electrónica: Teoría de Circuitos y Dispositivos Electrónicos"** 10ª Ed. Pearson. Prentice Hall
6. Muhammad H Rashid (2004) **"Electronica de Potencia"**, Florida, Pearson Educación
7. Daniel W. Hart (2001) **"Electronica de Potencia"**, Valparaiso Indiana, Prentice Hall
8. Ned Mohan, Tore M. Undeland, William P. Robbins **"Electrónica de Potencia, Convertidores y Aplicaciones de Diseño"**, Minnesota, Mc Graw Hill
9. Spitta Albert F. (1974) **"Instalaciones Eléctricas"**, Madrid, Dossat/Siemens
10. Samuel R. Castaño, Eduardo A. Caño Plata (2003) **"Calidad del Servicio de Energía Eléctrica"**, Colombia, Manizales
11. B. A. Shenoi (2003) **"Procesamiento de Señales Digitales y Diseño de Filtros"**, New Jersey, Wiley
12. **"Procedimientos para el Estudio y Análisis de Perturbaciones Armónicas"**
[internet] Disponible desde: http://circuitor.com/docs/procedimientos_sp.pdf [acceso 20 abril 2019]
13. **"Camesa – procedimiento técnico N°4"** [internet] Disponible desde:
<http://portalweb.cammesa.com/Documentos%20compartidos/Noticias/Documentos>

- [%20Res21/PT%204%20-%20INGRESO%20DE%20NUEVOS%20GRANDES%20USUARIOS%20MAYORES,%20DISTRIBUIDORES,%20GENERADORES,%20AUGERADORES%20Y%20COGENERADORES%20AL%20MEM.pdf](#) [acceso 15 abril 2019]
14. **“Decreto N° 734”** [internet] Disponible desde:
http://www.epre.gov.ar/Decreto_734_CC_ENERSA.pdf [acceso 15 abril 2019]
15. **“Ente Nacional Regulador de la Electricidad, Resolución ENRE 0465/1996”**
 [internet] Disponible desde:
<http://www.enre.gov.ar/web/bibliotd.NSF/e55e2c378cbbc54503256a7f0065ca33/0255e899032c807bc125639b004414eb?OpenDocument> [acceso 15 abril 2019]
16. **“Consideraciones de Snubber para Aplicaciones con IGBT”** [internet]
 Disponible desde: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-Snubber_Considerations_for_IGBT_Applications-Article-v01_00-EN.pdf?fileId=5546d462533600a401535748b5103fe8 [acceso 10 julio 2019]
17. **“Notas para ferrites y accesorios”** [internet] Disponible desde:
<https://www.tdk-electronics.tdk.com/download/531538/67fa2f237fae90fab6f31f4a10f42772/pdf-processingnotes.pdf> [acceso 11 junio 2019]
18. **“Manual de Referencia Técnica TMS320F28377S”** [internet] Disponible desde:
<http://www.ti.com/lit/ug/spruhx5e/spruhx5e.pdf> [acceso 15 agosto 2019]
19. **“Arduino PID – Guia de uso de la Librería”** [internet] Disponible desde:
<http://brettbeauregard.com/blog/wp-content/uploads/2012/07/Gu%C3%ADa-de-uso-PID-para-Arduino.pdf> [acceso 10 marzo 2019]
20. **“Implementación de PID Utilizando un Microcontrolador PIC 18”** [internet]
 Disponible desde:
<http://www.t-es-t.hu/download/microchip/an937a.pdf> [acceso 10 marzo 2019]
21. **“Notas para Ferrites y Accesorios”** [internet] Disponible desde:
<https://www.tdk-electronics.tdk.com/download/2113430/7dc6417a70e37082863776922b6e0d52/ferrites-air-gaps-pb.pdf> [acceso 11 junio 2019]

22. **“Fundamentos de Circuitos para la Fuente de Mosfets e IGBT”** [internet]
Disponible desde: <http://www.ti.com/lit/ml/slva618a/slva618a.pdf> [acceso 8 marzo 2019]

LM1084 5-A Low Dropout Positive Regulators

1 Features

- Available in 3.3-V, 5.0-V, and Adjustable Versions
- Current Limiting and Thermal Protection
- Output Current 5 A
- Industrial Temperature Range -40°C to 125°C
- Line Regulation 0.015% (Typical)
- Load Regulation 0.1% (Typical)

2 Applications

- Post Regulator for Switching DC-DC Converter
- High-Efficiency Linear Regulators
- Battery Chargers

3 Description

The LM1084 is a regulator with a maximum dropout of 1.5 V at 5 A of load current. The device has the same pinout as TI's industry standard LM317.

Two resistors are required to set the output voltage of the adjustable output voltage version of the LM1084. Fixed output voltage versions integrate the adjust resistors.

The LM1084 circuit includes a zener trimmed bandgap reference, current limiting, and thermal shutdown.

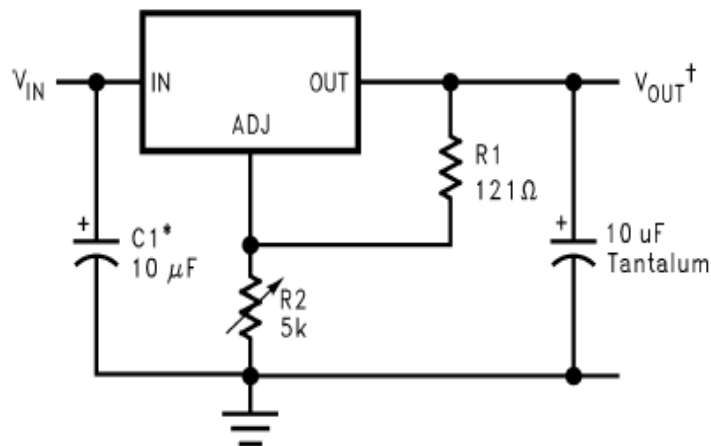
Refer to LM1085 for the 3A version, and the LM1086 for the 1.5A version.

Device Information⁽¹⁾

PART NUMBER	PACKAGE	BODY SIZE (NOM)
LM1084	TO-263 (3)	10.18 mm × 8.41 mm
	TO-220 (3)	14.986 mm × 10.16 mm

(1) For all available packages, see the orderable addendum at the end of the datasheet.

Typical Application



*NEEDED IF DEVICE IS FAR FROM FILTER CAPACITORS

$${}^{\dagger}V_{\text{OUT}} = 1.25\text{V} \left(1 + \frac{R2}{R1}\right)$$

GENERAL DESCRIPTION

The SPX3819 is a positive voltage regulator with a low dropout voltage and low noise output. In addition, this device offers a very low ground current of 800 μ A at 100mA output. The SPX3819 has an initial tolerance of less than 1% max and a logic compatible ON/OFF switched input. When disabled, power consumption drops to nearly zero. Other key features include reverse battery protection, current limit, and thermal shutdown. The SPX3819 includes a reference bypass pin for optimal low noise output performance. With its very low output temperature coefficient, this device also makes a superior low power voltage reference.

The SPX3819 is an excellent choice for use in battery-powered applications such as cordless telephones, radio control systems, and portable computers. It is available in several fixed output voltage options or with an adjustable output voltage.

This device is offered in 8 pin NSOIC, 8 pin DFN and 5-pin SOT-23 packages.

APPLICATIONS

- **Portable Consumer Equipment**
- **Portable Instrumentation**
- **Industrial Equipment**
- **SMPS Post Regulators**

FEATURES

- **Low Noise: 40 μ V Possible**
- **High Accuracy: 1%**
- **Reverse Battery Protection**
- **Low Dropout: 340mV at Full Load**
- **Low Quiescent Current: 90 μ A**
- **Zero Off-Mode Current**
- **Fixed & Adjustable Output Voltages:**
 - 1.2V, 1.5V, 1.8V, 2.5V, 3.0V, 3.3V & 5.0V Fixed Output Voltages
 - ≥ 1.235 V Adjustable Output Voltages
- **Available in RoHS Compliant, Lead Free Packages:**
 - 5-pin SOT-23, 8-pin SOIC and 8-pin DFN

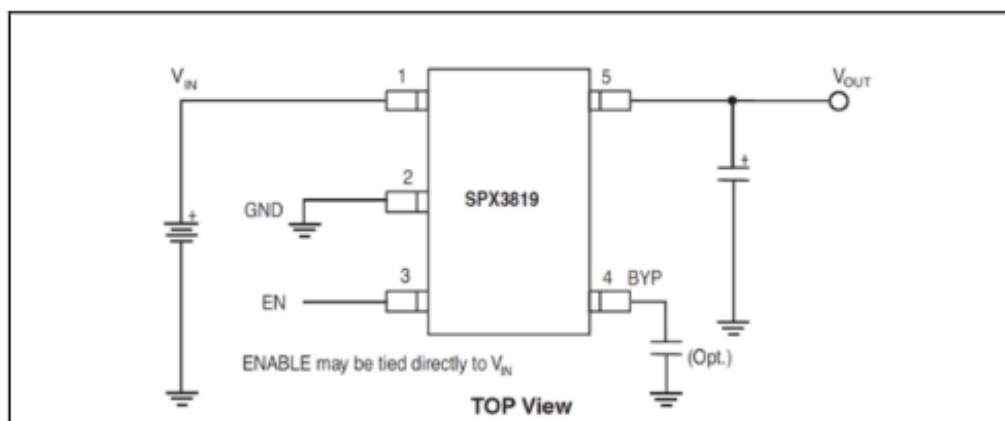
TYPICAL APPLICATION DIAGRAM


Fig. 1: SPX3819 Application Circuit

FEATURES

- **Simple to Use, Requires One Capacitor**
- **True RMS DC Conversion Using $\Delta\Sigma$ Technology**
- **High Accuracy:**
 0.1% Gain Accuracy from 50Hz to 1kHz
 0.25% Total Error from 50Hz to 1kHz
- **High Linearity:**
 0.02% Linearity Allows Simple System Calibration
- **Low Supply Current:**
 155 μ A Typ, 170 μ A Max
- **Ultralow Shutdown Current:**
 0.1 μ A
- **Constant Bandwidth:**
 Independent of Input Voltage
 800kHz -3 dB, 6kHz $\pm 1\%$
- **Flexible Supplies:**
 2.7V to 5.5V Single Supply
 Up to ± 5.5 V Dual Supply
- **Flexible Inputs:**
 Differential or Single-Ended
 Rail-to-Rail Common Mode Voltage Range
 Up to 1V_{PEAK} Differential Voltage
- **Flexible Output:**
 Rail-to-Rail Output
 Separate Output Reference Pin Allows Level Shifting
- **Wide Temperature Range:**
 -55°C to 125°C
- **Small Size:**
 Space Saving 8-Pin MSOP Package

DESCRIPTION

The LTC[®]1966 is a true RMS-to-DC converter that utilizes an innovative patented $\Delta\Sigma$ computational technique. The internal delta sigma circuitry of the LTC1966 makes it simpler to use, more accurate, lower power and dramatically more flexible than conventional log antilog RMS-to-DC converters.

The LTC1966 accepts single-ended or differential input signals (for EMI/RFI rejection) and supports crest factors up to 4. Common mode input range is rail-to-rail. Differential input range is 1V_{PEAK}, and offers unprecedented linearity. Unlike previously available RMS-to-DC converters, the superior linearity of the LTC1966 allows hassle free system calibration at any input voltage.

The LTC1966 also has a rail-to-rail output with a separate output reference pin providing flexible level shifting. The LTC1966 operates on a single power supply from 2.7V to 5.5V or dual supplies up to ± 5.5 V. A low power shutdown mode reduces supply current to 0.5 μ A.

The LTC1966 is insensitive to PC board soldering and stresses, as well as operating temperature. The LTC1966 is packaged in the space saving MSOP package which is ideal for portable applications.

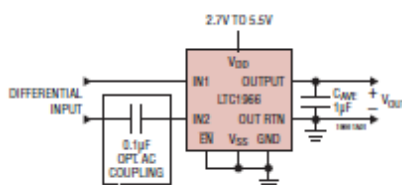
APPLICATIONS

- True RMS Digital Multimeters and Panel Meters
- True RMS AC + DC Measurements

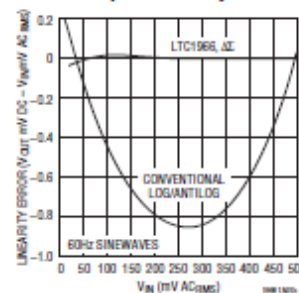
LT, LT, LTC, LTM, Linear Technology and the Linear logo are registered trademarks and No Latency $\Delta\Sigma$ is a trademark of Linear Technology Corporation. All other trademarks are the property of their respective owners. Protected by U.S. Patents Including 6359576, 6362677, 6516291 and 6651036.

TYPICAL APPLICATION

Single Supply RMS-to-DC Converter



Quantum Leap in Linearity Performance



AMC1311x High-Impedance, 2-V Input, Reinforced Isolated Amplifiers

1 Features

- 2-V, High-Impedance Input Voltage Range Optimized for Isolated Voltage Measurement
- Low Offset Error and Drift:
 - AMC1311B: ± 1.5 mV (max), ± 15 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ (max)
 - AMC1311: ± 9.9 mV (max), ± 20 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ (typ)
- Fixed Gain: 1
- Very Low Gain Error and Drift:
 - AMC1311B: $\pm 0.3\%$ (max), ± 45 ppm/ $^\circ\text{C}$ (max)
 - AMC1311: $\pm 1\%$ (max), ± 30 ppm/ $^\circ\text{C}$ (typ)
- Low Nonlinearity and Drift: 0.01%, 1 ppm/ $^\circ\text{C}$ (typ)
- 3.3-V Operation on High-Side (AMC1311B)
- Missing High-Side Supply Indication
- Safety-Related Certifications:
 - 7000- V_{PK} Reinforced Isolation per DIN V VDE V 0884-11 (VDE V 0884-11): 2017-01
 - 5000- V_{RMS} Isolation for 1 Minute per UL1577
 - CAN/CSA No. 5A-Component Acceptance Service Notice, IEC 60950-1, and IEC 60065 End Equipment Standards

2 Applications

- Isolated Voltage Sensing In:
 - Motor Drives
 - Frequency Inverters
 - Uninterruptible Power Supplies

3 Description

The AMC1311 is a precision, isolated amplifier with an output separated from the input circuitry by an isolation barrier that is highly resistant to magnetic interference. This barrier is certified to provide reinforced galvanic isolation of up to 7 kV_{PEAK} according to VDE V 0884-11 and UL1577. Used in conjunction with isolated power supplies, this isolated amplifier separates parts of the system that operate on different common-mode voltage levels and protects lower-voltage parts from damage.

The high-impedance input of the AMC1311 is optimized for connection to high-voltage resistive dividers or other voltage signal sources with high output resistance. The excellent performance of the device supports accurate, low temperature drift voltage or temperature sensing and control in closed-loop systems. The integrated missing high-side supply voltage detection feature simplifies system-level design and diagnostics.

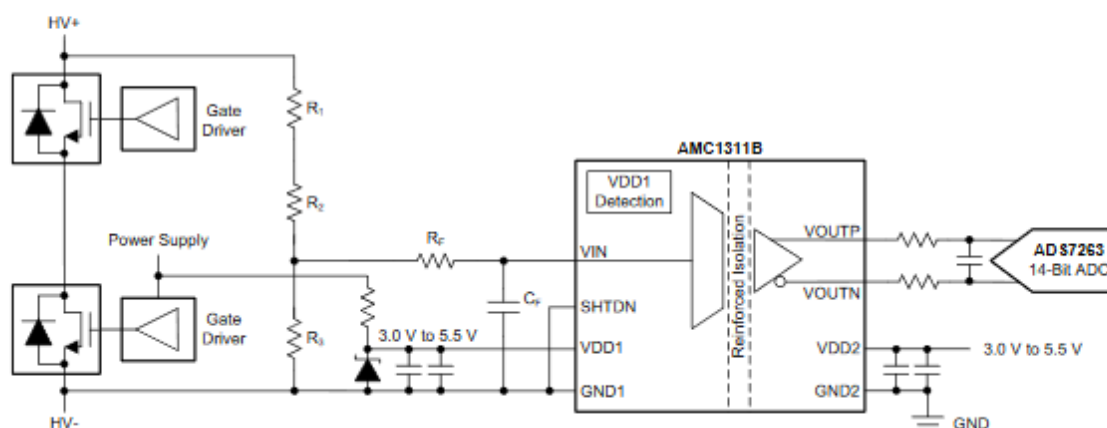
The AMC1311 is offered with two performance grade options: the AMC1311B is specified over the extended industrial temperature range of -55°C to $+125^\circ\text{C}$, and the AMC1311 for operation at -40°C to $+125^\circ\text{C}$.

Device Information⁽¹⁾

PART NUMBER	PACKAGE	BODY SIZE (NOM)
AMC1311x	SOIC (8)	5.85 mm \times 7.50 mm

(1) For all available packages, see the orderable addendum at the end of the data sheet.

Simplified Schematic





FEATURES

- Optimised bipolar output voltages for IGBT/ Mosfet gate drives
- Reinforced insulation to UL60950 recognised³
- ANS/AAMI ES60601-1, 1 MOPP/2 MOOP's recognised⁴
- 5.2kVDC isolation test voltage 'Hi Pot Test'
- Ultra low coupling capacitance
- SIP package style
- 5V, 12V, 15V & 24V inputs
- +15V/-15V, +15V/-5V, +15V/-8.7V, +20V/-3.5 & +20V/-5V outputs
- Operation to 100°C
- Characterised dv/dt immunity 80kV/μs at 1.5kV
- Characterised partial discharge performance

PRODUCT OVERVIEW

The MGJ2 series of DC-DC converters is ideal for powering 'high side' and 'low side' gate drive circuits for IGBTs and Mosfets in bridge circuits. A choice of asymmetric output voltages allows optimum drive levels for best system efficiency and EMI. The MGJ2 series is characterised for high isolation and dv/dt requirements commonly seen in bridge circuits used in motor drives and inverters, while the MGJ2 industrial grade temperature rating and construction gives long service life and reliability.



For full details go to www.murata-ps.com/rohs



MGJ2 Series

5.2kVDC Isolated 2W Gate Drive DC-DC Converters

SELECTION GUIDE

Order Code	Nominal Input Voltage	Output Voltage 1	Output Voltage 2	Output Current 1	Output Current 2	Input Current at Rated Load	Load Regulation (Typ)	Load Regulation (Max)	Ripple & Noise (Typ) ²	Ripple & Noise (Max) ²	Efficiency (Min)	Efficiency (Typ)	Isolation Capacitance	MTTF ¹	
	V	V	V	mA	mA	mA	%	%	mVp-p	mVp-p	%	%	pF	Mil.	Tel. kHrs
MGJ2D051505SC	5	15	-5	80	40	360	5.7	7	30	50	71	76	2.8	2095	
MGJ2D051509SC	5	15	-8.7	80	40	390	6	7	30	50	73	77.5	3.3	1902	
MGJ2D051515SC	5	15	-15	67	67	492	7	8.5	20	35	74	78	4	2629	
MGJ2D052005SC	5	20	-5	80	40	440	6.2	8	30	50	74	78.5	3.3	1655	
MGJ2D121505SC	12	15	-5	80	40	150	4.7	6	30	50	76	80	2.9	2339	
MGJ2D121509SC	12	15	-8.7	80	40	155	5.3	7.5	30	50	76	80	3.5	2296	
MGJ2D121515SC	12	15	-15	67	67	203	6.0	7	24	40	78	82	4	2707	
MGJ2D122005SC	12	20	-5	80	40	195	5.5	8	30	45	78	82	3.3	1799	
MGJ2D151505SC	15	15	-5	80	40	120	5	7	30	50	75	80	2.9	2374	
MGJ2D151509SC	15	15	-8.7	80	40	130	5	7	30	50	76	80	4	2736	
MGJ2D151515SC	15	15	-15	67	67	167	5.5	7	23	35	75	79	4	2100	
MGJ2D152003SC	15	20	-3.5	80	80	150	7	10	30	50	76	81	3	2000	80000
MGJ2D152005SC	15	20	-5	80	40	145	6	8	30	50	78	81	3.4	1864	
MGJ2D241505SC	24	15	-5	80	40	75	4.6	7	30	50	75	80.5	2.7	2194	
MGJ2D241509SC	24	15	-8.7	80	40	80	4.8	7	30	50	77	82	3.5	2275	
MGJ2D241709SC	24	17	-9V	80	80	105	6	8	30	50	78	83	3.5	1050	47000
MGJ2D242005SC	24	20	-5	80	40	90	6	8	30	50	78	82	3.5	1725	

INPUT CHARACTERISTICS

Parameter	Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Voltage range	Continuous operation, 5V input types	4.5	5	5.5	V
	Continuous operation, 12V input types	10.8	12	13.2	
	Continuous operation, 15V input types	13.5	15	16.5	
	Continuous operation, 24V input types	21.6	24	26.4	
Input reflected ripple	5V input types		40		mA
	12V & 15V input types		20		
	24V input types		15		

ISOLATION CHARACTERISTICS

Parameter	Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Isolation test voltage	Production tested for 1 second	5200			VDC
	Qualification tested for 1 minute	5200			
Resistance	Viso= 500VDC		1		GO

OUTPUT CHARACTERISTICS

Parameter	Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Rated Power	Ta=-40°C to 100°C			2	W
Voltage Set Point Accuracy	See tolerance envelopes				
Line regulation	High V _{in} to low V _{in}		1.0	1.2	%/%

GENERAL CHARACTERISTICS

Parameter	Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Switching frequency	All types		45		kHz

1. Calculated using MIL-HDBK-217 FN2 calculation model with nominal input voltage at full load.

2. See ripple & noise test method.

3. UL60950 recognition is currently pending for the MGJ2D241709SC.

4. ANS/AAMI ES60601-1 recognition is currently pending for the MGJ2D241709SC.

All specifications typical at T_a=25°C, nominal input voltage and rated output current unless otherwise specified.

TMS320F2837xS Delfino™ Microcontrollers

1 Device Overview

1.1 Features

- TMS320C28x 32-Bit CPU
 - 200 MHz
 - IEEE 754 Single-Precision Floating-Point Unit (FPU)
 - Trigonometric Math Unit (TMU)
 - Viterbi/Complex Math Unit (VCU-II)
- Programmable Control Law Accelerator (CLA)
 - 200 MHz
 - IEEE 754 Single-Precision Floating-Point Instructions
 - Executes Code Independently of Main CPU
- On-Chip Memory
 - 512KB (256KW) or 1MB (512KW) of Flash (ECC-Protected)
 - 132KB (66KW) or 164KB (82KW) of RAM (ECC-Protected or Parity-Protected)
 - Dual-Zone Security Supporting Third-Party Development
 - Unique Identification Number
- Clock and System Control
 - Two Internal Zero-Pin 10-MHz Oscillators
 - On-Chip Crystal Oscillator
 - Windowed Watchdog Timer Module
 - Missing Clock Detection Circuitry
- 1.2-V Core, 3.3-V I/O Design
- System Peripherals
 - Two External Memory Interfaces (EMIFs) With ASRAM and SDRAM Support
 - 6-Channel Direct Memory Access (DMA) Controller
 - Up to 169 Individually Programmable, Multiplexed General-Purpose Input/Output (GPIO) Pins With Input Filtering
 - Expanded Peripheral Interrupt Controller (ePIE)
 - Multiple Low-Power Mode (LPM) Support With External Wakeup
- Communications Peripherals
 - USB 2.0 (MAC + PHY)
 - Support for 12-Pin 3.3 V-Compatible Universal Parallel Port (uPP) Interface
 - Two Controller Area Network (CAN) Modules (Pin-Bootable)
 - Three High-Speed (up to 50-MHz) SPI Ports (Pin-Bootable)
 - Two Multichannel Buffered Serial Ports (McBSPs)
 - Four Serial Communications Interfaces (SCI/UART) (Pin-Bootable)
 - Two I2C Interfaces (Pin-Bootable)
- Analog Subsystem
 - Up to Four Analog-to-Digital Converters (ADCs)
 - 16-Bit Mode
 - 1.1 MSPS Each (up to 4.4-MSPS System Throughput)
 - Differential Inputs
 - Up to 12 External Channels
 - 12-Bit Mode
 - 3.5 MSPS Each (up to 14-MSPS System Throughput)
 - Single-Ended Inputs
 - Up to 24 External Channels
 - Single Sample-and-Hold (S/H) on Each ADC
 - Hardware-Integrated Post-Processing of ADC Conversions
 - Saturating Offset Calibration
 - Error From Setpoint Calculation
 - High, Low, and Zero-Crossing Compare, With Interrupt Capability
 - Trigger-to-Sample Delay Capture
 - Eight Windowed Comparators With 12-Bit Digital-to-Analog Converter (DAC) References
 - Three 12-Bit Buffered DAC Outputs
- Enhanced Control Peripherals
 - 24 PWM Channels With Enhanced Features
 - 16 High-Resolution Pulse Width Modulator (HRPWM) Channels
 - High Resolution on Both A and B Channels of 8 PWM Modules
 - Dead-Band Support (on Both Standard and High Resolution)
 - Six Enhanced Capture (eCAP) Modules
 - Three Enhanced Quadrature Encoder Pulse (eQEP) Modules
 - Eight Sigma-Delta Filter Module (SDFM) Input Channels, 2 Parallel Filters per Channel
 - Standard SDFM Data Filtering
 - Comparator Filter for Fast Action for Out of Range
- Configurable Logic Block (CLB)
 - Augments Existing Peripheral Capability
 - Supports Position Manager Solutions

1.4 Functional Block Diagram

Figure 1-1 shows the CPU system and associated peripherals.

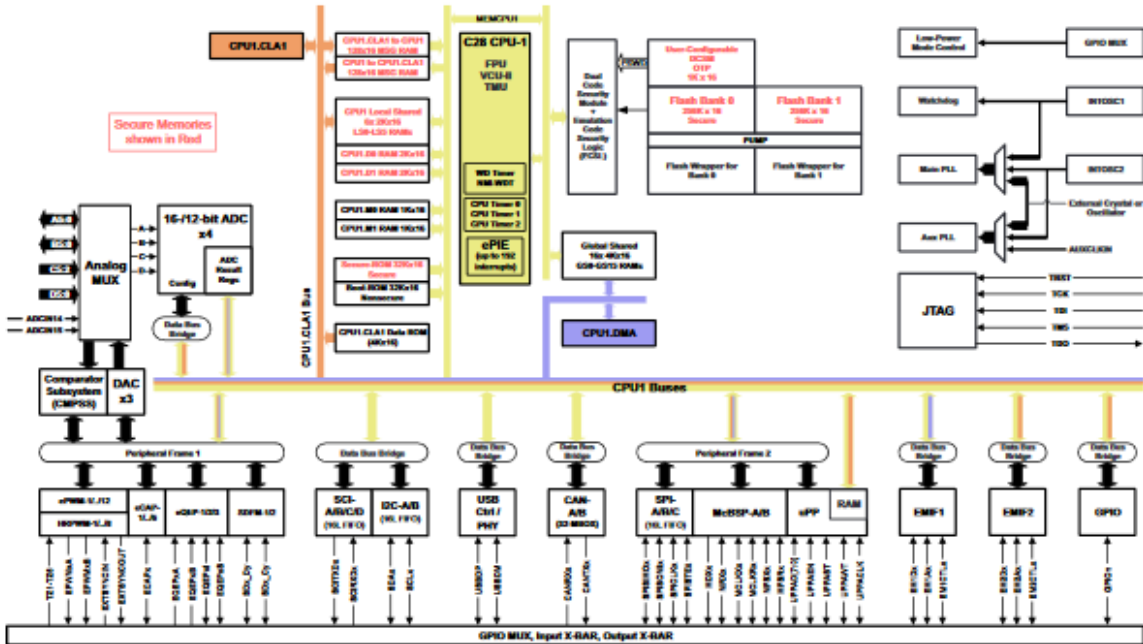
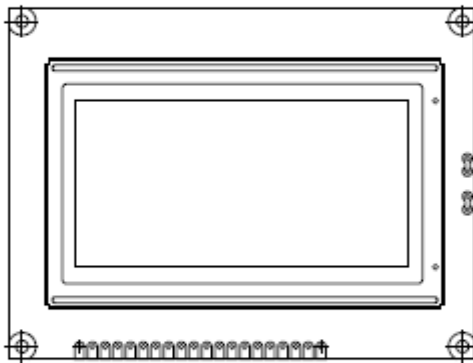


Figure 1-1. Functional Block Diagram

128 x 64 Graphic LCD



FEATURES

- Type: Graphic
- Display format: 128 x 64 dots
- Built-in controller: Samsung KS 0107/KS 0108 (or equivalent)
- Duty cycle: 1/64
- + 5 V power supply
- N.V. built-in
- Compliant to RoHS directive 2002/95/EC


**RoHS
COMPLIANT**

MECHANICAL DATA		
ITEM	STANDARD VALUE	UNIT
Module Dimension	93.0 x 70.0	mm
Viewing Area	72.0 x 40.0	
Dot Size	0.48 x 0.48	
Dot Pitch	0.52 x 0.52	
Mounting Hole	88.0 x 65.0	
Character Size	N/a	

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS					
ITEM	SYMBOL	STANDARD VALUE			UNIT
		MIN.	TYP.	MAX.	
Power Supply	V_{DD} to V_{SS}	4.75	5.0	5.25	V
Input Voltage	V_I	- 0.3	-	V_{DD}	

Note

- $V_{SS} = 0$ V, $V_{DD} = 5.0$ V

ELECTRICAL CHARACTERISTICS						
ITEM	SYMBOL	CONDITION	STANDARD VALUE			UNIT
			MIN.	TYP.	MAX.	
Input Voltage	V_{DD}	L level	$0.7 V_{DD}$	-	V_{DD}	V
	V_{IO}	H level	0	-	$0.3 V_{DD}$	
Supply Current	I_{DD}	$V_{DD} = + 5$ V	-	2.5	7.5	mA
Recommended LC Driving Voltage for Normal Temperature Version Module	V_{DD} to V_O	- 20 °C	9.9	10.4	10.9	V
		0 °C	9.7	10.2	10.7	
		25 °C	8.9	9.4	9.9	
		50 °C	8.6	9.1	9.6	
70 °C	8.4	8.9	9.4			
LED Forward Voltage	V_F	25 °C	-	4.2	4.6	V
LED Forward Current - Array	I_F	25 °C	-	330	660	mA
LED Forward Current - Edge			-	120	240	
EL Power Supply Current	I_{EL}	$V_{EL} = 110$ V _{AC} , 400 Hz	-	-	5.0	mA

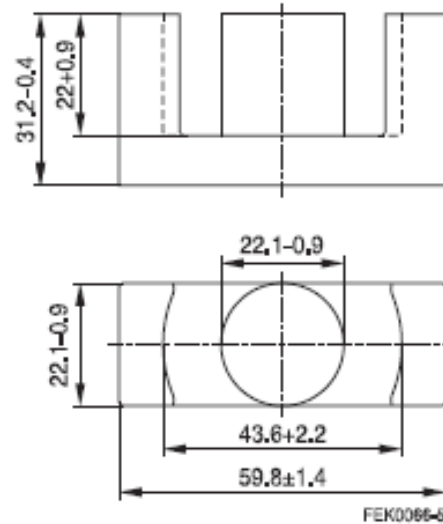
OPTIONS									
PROCESS COLOR						BACKLIGHT			
TN	STN Gray	STN Yellow	STN Blue	FSTN B&W	STN Color	None	LED	EL	CCFL
	x	x	x	x		x	x	x	

For detailed information, please see the "Product Numbering System" document.

- To IEC 62317-6
- For SMPS transformers with optimum weight/performance ratio at small volume
- Delivery mode: single units

Magnetic characteristics (per set)

$$\begin{aligned} \Sigma VA &= 0.38 \text{ mm}^{-1} \\ l_e &= 139 \text{ mm} \\ A_e &= 368 \text{ mm}^2 \\ A_{\text{min}} &= 368 \text{ mm}^2 \\ V_e &= 51200 \text{ mm}^3 \end{aligned}$$

Approx. weight 260 g/set

Ungapped

Material	A_L value nH	μ_e	B_S^* mT	P_V W/set	Ordering code
N27	5000 +30/-20%	1500	320	< 9.62 (200 mT, 25 kHz, 100 °C)	B66397G0000X127
N87	5300 +30/-20%	1590	320	< 5.20 (100 mT, 100 kHz, 100 °C)	B66397G0000X187
N97	5500 +30/-20%	1660	320	< 4.50 (100 mT, 100 kHz, 100 °C)	B66397G0000X197

* $H = 250 \text{ A/m}$; $f = 10 \text{ kHz}$; $T = 100 \text{ °C}$

Gapped (A_L values/air gaps examples)

Material	g mm	A_L value approx. nH	μ_e	Ordering code ** = 27 (N27) = 87 (N87)
N27,	0.20 ± 0.02	1588	476	B66397G0200X1**
N87	1.00 ± 0.05	508	152	B66397G1000X1**
	1.50 ± 0.05	381	114	B66397G1500X1**
	2.00 ± 0.05	311	93	B66397G2000X1**

The A_L value in the table applies to a core set comprising one ungapped core (dimension $g = 0 \text{ mm}$) and one gapped core (dimension $g > 0 \text{ mm}$).

Other A_L values/air gaps and materials available on request – see Processing remarks on page 5.



INT-A-PAK, Half Bridge - Trench IGBT, 200 A



INT-A-PAK

FEATURES

- Trench IGBT
- Very low $V_{CE(on)}$
- 5 μ s short circuit capability
- Positive $V_{CE(on)}$ temperature coefficient
- FRED Pt[®] anti-parallel diode low Q_{rr} and low switching energy
- Industry and standard package
- $T_J = 175$ °C
- UL pending
- Material categorization: for definitions of compliance please see www.vishay.com/doc?99912



PRODUCT SUMMARY	
V_{CES}	650 V
I_C (DC) at $T_C = 80$ °C	166 A
$V_{CE(on)}$ (typical) at $I_C = 200$ A, $T_J = 25$ °C	1.9 V
Speed	8 kHz to 30 kHz
Package	INT-A-PAK
Circuit	Half bridge

BENEFITS

- Benchmark efficiency for UPS and welding application
- Rugged transient performance
- Direct mounting on heatsink
- Very low junction to case thermal resistance

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS				
PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MAX.	UNITS
Collector to emitter voltage	V_{CES}		650	V
Continuous collector current	I_C	$T_C = 25$ °C	221	A
		$T_C = 80$ °C	166	
Pulsed collector current	I_{CM}		320	
Clamped inductive load current	I_{LM}		320	
Diode continuous forward current	I_F	$T_C = 25$ °C	138	
		$T_C = 80$ °C	103	
Maximum non-repetitive peak current	I_{FSM}	10 ms sine or 6 ms rectangular pulse, $T_J = 25$ °C	700	
Gate to emitter voltage	V_{GE}		± 20	V
Maximum power dissipation	IGBT	$T_C = 25$ °C	600	W
		$T_C = 80$ °C	380	
	Diode	$T_C = 25$ °C	288	
		$T_C = 80$ °C	183	
RMS isolation voltage	V_{ISOL}	$T_J = 25$ °C, $f = 50$ Hz, $t = 1$ s	3500	V
Operating junction temperature range	T_J		-40 to +175	°C

LM60 2.7-V, SOT-23 or TO-92 Temperature Sensor

1 Features

- Calibrated Linear Scale Factor of 6.25 mV/°C
- Rated for Full -40°C to +125°C Range
- Suitable for Remote Applications
- Available in SOT-23 and TO-92 Packages
- Key Specifications
 - Accuracy at 25°C: ±2°C and ±3°C (Maximum)
 - Accuracy for -40°C to +125°C: ±4°C (Maximum)
 - Accuracy for -25°C to +125°C: ±3°C (Maximum)
 - Temperature Slope: 6.25 mV/°C
 - Power-Supply Voltage Range: 2.7 V to 10 V
 - Current Drain at 25°C: 110 µA (Maximum)
 - Nonlinearity: ±0.8°C (Maximum)
 - Output Impedance: 800 Ω (Maximum)

2 Applications

- Cell Phones and Computers
- Power Supply Modules
- Battery Management
- Fax Machines and Printers
- HVAC and Disk Drives
- Appliances

3 Description

The LM60 device is a precision integrated-circuit temperature sensor that can sense a -40°C to +125°C temperature range while operating from a single 2.7-V supply. The output voltage of the device is linearly proportional to Celsius (Centigrade) temperature (6.25 mV/°C) and has a DC offset of 424 mV. The offset allows reading negative temperatures without the need for a negative supply. The nominal output voltage of the device ranges from 174 mV to 1205 mV for a -40°C to +125°C temperature range. The device is calibrated to provide accuracies of ±2°C at room temperature and ±3°C over the full -25°C to +125°C temperature range.

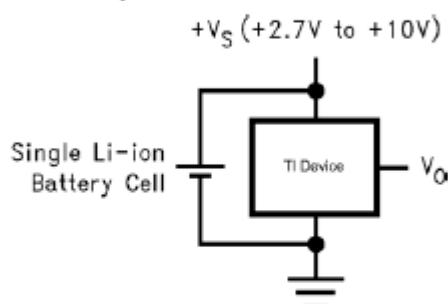
The linear output of the device, 424-mV offset, and factory calibration simplify external circuitry required in a single supply environment where reading negative temperatures is required. Because the quiescent current of the device is less than 110 µA, self-heating is limited to a very low 0.1°C in still air in the SOT-23 package. Shutdown capability for the device is intrinsic because its inherent low power consumption allows it to be powered directly from the output of many logic gates.

Device Information⁽¹⁾

PART NUMBER	PACKAGE	BODY SIZE (NOM)
LM60	TO-92 (3)	4.30 mm × 4.30 mm
	SOT-23 (3)	2.92 mm × 1.30 mm

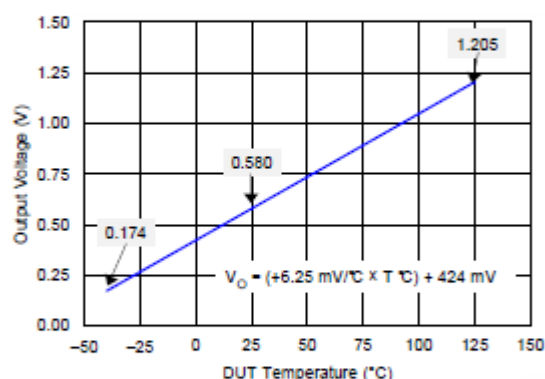
(1) For all available packages, see the orderable addendum at the end of the data sheet.

Simplified Schematic



Copyright © 2017, Texas Instruments Incorporated

Full-Range Centigrade Temperature Sensor (-40°C to +125°C)



An IMPORTANT NOTICE at the end of this data sheet addresses availability, warranty, changes, use in safety-critical applications, intellectual property matters and other important disclaimers. PRODUCTION DATA.

Low-Power Linear Active Thermistor ICs

Features

- Tiny Analog Temperature Sensor
- Available Packages:
 - SC70-5, SOT-23-3, TO-92-3
- Wide Temperature Measurement Range:
 - -40°C to $+125^{\circ}\text{C}$ (Extended Temperature)
 - -40°C to $+150^{\circ}\text{C}$ (High Temperature) (MCP9700, SOT-23-3 and SC70-5 only)
- Accuracy:
 - $\pm 2^{\circ}\text{C}$ (max.), 0°C to $+70^{\circ}\text{C}$ (MCP9700A/9701A)
 - $\pm 4^{\circ}\text{C}$ (max.), 0°C to $+70^{\circ}\text{C}$ (MCP9700/9701)
- Optimized for Analog-to-Digital Converters (ADCs):
 - $10.0\text{ mV}/^{\circ}\text{C}$ (typical) (MCP9700/9700A)
 - $19.5\text{ mV}/^{\circ}\text{C}$ (typical) (MCP9701/9701A)
- Wide Operating Voltage Range:
 - $V_{\text{DD}} = 2.3\text{V}$ to 5.5V (MCP9700/9700A)
 - $V_{\text{DD}} = 3.1\text{V}$ to 5.5V (MCP9701/9701A)
- Low Operating Current: $6\text{ }\mu\text{A}$ (typical)
- Optimized to Drive Large Capacitive Loads

Typical Applications

- Hard Disk Drives and Other PC Peripherals
- Entertainment Systems
- Home Appliance
- Office Equipment
- Battery Packs and Portable Equipment
- General Purpose Temperature Monitoring

General Description

MCP9700/9700A and MCP9701/9701A sensors with Linear Active Thermistor Integrated Circuit (IC) comprise a family of analog temperature sensors that convert temperature to analog voltage.

The low-cost, low-power sensors feature an accuracy of $\pm 2^{\circ}\text{C}$ from 0°C to $+70^{\circ}\text{C}$ (MCP9700A/9701A) and $\pm 4^{\circ}\text{C}$ from 0°C to $+70^{\circ}\text{C}$ (MCP9700/9701) while consuming $6\text{ }\mu\text{A}$ (typical) of operating current.

Unlike resistive sensors, e.g., thermistors, the Linear Active Thermistor IC does not require an additional signal-conditioning circuit. Therefore, the biasing circuit development overhead for thermistor solutions can be avoided by implementing a sensor from these low-cost devices. The Voltage Output pin (V_{OUT}) can be directly connected to the ADC input of a microcontroller. The MCP9700/9700A and MCP9701/9701A temperature coefficients are scaled to provide a $1^{\circ}\text{C}/\text{bit}$ resolution for an 8-bit ADC with a reference voltage of 2.5V and 5V , respectively. The MCP9700/9700A output $0.1^{\circ}\text{C}/\text{bit}$ for a 12-bit ADC with 4.096V reference.

The MCP9700/9700A and MCP9701/9701A provide a low-cost solution for applications that require measurement of a relative change of temperature. When measuring relative change in temperature from $+25^{\circ}\text{C}$, an accuracy of $\pm 1^{\circ}\text{C}$ (typical) can be realized from 0°C to $+70^{\circ}\text{C}$. This accuracy can also be achieved by applying system calibration at $+25^{\circ}\text{C}$.

In addition, this family of devices is immune to the effects of parasitic capacitance and can drive large capacitive loads. This provides printed circuit board (PCB) layout design flexibility by enabling the device to be remotely located from the microcontroller. Adding some capacitance at the output also helps the output transient response by reducing overshoots or undershoots. However, capacitive load is not required for the stability of sensor output.

Package Types

