

# **ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL**

## **FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA**

### **DISEÑO, SIMULACIÓN Y CONTROL EN LAZO CERRADO DE TEMPERATURA DE UN HORNO ELÉCTRICO CUYO PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO ES EL DE INDUCCIÓN**

**TRABAJO DE INTEGRACIÓN CURRICULAR PRESENTADO COMO  
REQUISITO PARA LA OBTENCIÓN DEL TÍTULO DE INGENIERO EN  
ELECTRÓNICA Y AUTOMATIZACIÓN**

**ROBINSON EDUARDO IZA TOAPANTA**

**robinson.iza@epn.edu.ec**

**DIRECTOR: Dr.- Ing. PAUL MARCELO POZO PALMA**

**marcelo.pozo@epn.edu.ec**

**Quito, marzo 2022**

## **CERTIFICACIONES**

Yo, ROBINSON EDUARDO IZA TOAPANTA, declaro que el trabajo de integración curricular aquí descrito es de mi autoría; que no ha sido previamente presentado para ningún grado o calificación profesional; y, que he consultado las referencias bibliográficas que se incluyen en este documento.

---

**ROBINSON EDUARDO IZA TOAPANTA**

Certifico que el presente trabajo de integración curricular fue desarrollado por ROBINSON EDUARDO IZA TOAPANTA, bajo mi supervisión.

---

**Dr.- Ing. PAUL MARCELO POZO PALMA**

## **DECLARACIÓN DE AUTORÍA**

A través de la presente declaración, afirmamos que el trabajo de integración curricular aquí descrito, así como el (los) producto(s) resultante(s) del mismo, son públicos y estarán a disposición de la comunidad a través del repositorio institucional de la Escuela Politécnica Nacional; sin embargo, la titularidad de los derechos patrimoniales nos corresponde a los autores que hemos contribuido en el desarrollo del presente trabajo; observando para el efecto las disposiciones establecidas por el órgano competente en propiedad intelectual, la normativa interna y demás normas.

ROBINSON EDUARDO IZA TOAPANTA

DR.- ING. PAUL MARCELO POZO PALMA

## DEDICATORIA

A Dios, por brindarme sabiduría en todas las decisiones que he tomado en mi vida.

A mi madre Lourdes, por siempre apoyarme en todo momento difícil de mi vida, por cuidarme, por nunca dejar que me rinda y sobre todo por todo su amor incondicional hacia mí.

A mi padre Luis, por nunca dejarme solo, por apoyarme en toda circunstancia, por sus sabios consejos, por guiarme en todo el camino que he recorrido, por su cariño y comprensión en todo momento.

A mis hermanos Liz, Mireya y Jeremy, por animarme a seguir adelante ante cualquier cosa, por siempre confiar en mí y por apoyarme en todo lo que podían.

A Estefanía, mi novia, por acompañarme en todo este trayecto de formación de mi carrera, por su apoyo incondicional, por cariño y comprensión.

A mi familia en general, por el apoyo que me brindaron cuando los necesitaba.



## **AGRADECIMIENTO**

A la Escuela Politécnica Nacional, por permitirme ser parte de esta honorable institución, a todos los ingenieros que supieron plasmar en mí sus conocimientos y enseñanzas, por motivarnos a creer en que todo sacrificio vale la pena.

Al director de este proyecto Dr.-Ing. Paul Marcelo Pozo, por confiar en mí, por apoyarme brindándome sus conocimientos y su total disposición en la realización de este proyecto.

A todos los compañeros de la Universidad, que con el pasar del tiempo se convirtieron en grandes amigos, por su apoyo, lealtad y por acompañarme en este desafiante camino que escogí seguir en mi vida. Gracias a todos.

# ÍNDICE DE CONTENIDO

CERTIFICACIONES .....	I
DECLARACIÓN DE AUTORÍA .....	II
DEDICATORIA .....	III
AGRADECIMIENTO .....	IV
ÍNDICE DE CONTENIDO.....	V
RESUMEN.....	VIII
ABSTRACT.....	IX
1. INTRODUCCIÓN .....	1
1.2    OBJETIVOS ESPECÍFICOS .....	2
1.3    ALCANCES.....	2
1.4    MARCO TEÓRICO .....	3
1.4.1    ANTECEDENTES.....	3
1.4.2    INTRODUCCIÓN COMO MÉTODO DE CALENTAMIENTO .....	3
1.4.3    EFECTO JOULE.....	3
1.4.4    ETAPAS DEL SISTEMA DE CALENTAMIENTO POR INDUCCIÓN .....	4
1.4.4.1    Fuente de poder .....	4
1.4.4.2    Etapa de rectificación .....	5
1.4.4.3    Inversor de alta frecuencia .....	5
1.4.4.4    Circuito resonante serie.....	5
2. METODOLOGÍA.....	8
2.1    PLANTEAMIENTO DEL CONVERTOR A UTILIZAR.....	8
2.2    JUSTIFICACIÓN DE LA MODULACIÓN .....	10
2.3    DISEÑO DEL MODELO MATEMÁTICO DE LA CARGA .....	11
2.3.1    CÁLCULO DE LA POTENCIA NECESARIA PARA CALENTAR HASTA 200 °C .....	11
2.3.2    CÁLCULO DE LOS COMPONENTES DEL CIRCUITO RESONANTE .....	12
2.3.3    MODELO MATEMÁTICO DE LA CARGA .....	13
2.3.4    MODELO MATEMÁTICO DE LA TEMPERATURA .....	14
2.4    DIMENSIONAMIENTO DE LOS ELEMENTOS DEL CONVERTOR A UTILIZAR .....	15
2.4.1    FUENTE DE ALIMENTACIÓN.....	15
2.4.2    DIODOS DE POTENCIA .....	16
2.4.3    SEMICONDUCTOR DE POTENCIA .....	17

2.4.4	CAPACITOR DE RECTIFICACIÓN.....	17
2.5	VALIDACIÓN DEL MODELO MATEMÁTICO CON EL MODELO ELÉCTRICO-ELECTRÓNICO .....	17
2.5.1	SIMULACIÓN DE MODELO ELÉCTRICO-ELECTRÓNICO en lazo abierto.....	17
2.5.2	VALIDACIÓN.....	19
2.6	DISEÑO DE CONTROLADORES DEL SISTEMA.....	20
2.6.1	CONTORLADOR DE CORRIENTE .....	20
2.6.2	CONTROLADOR DE POTENCIA .....	22
2.6.3	CONTROLADOR DE TEMPERATURA .....	23
2.7	CONSIDERACIÓN Y CÁLCULO DE SATURADORES .....	24
2.8	DIMENSIONAMIENTO DE SENSORES DE VOLTAJE, CORRIENTE Y POTENCIA .....	27
2.8.1	SENSOR DE VOLTAJE .....	27
2.8.2	SENSOR DE CORRIENTE.....	27
2.8.3	SENSOR DE TEMPERATURA .....	27
2.8.4	ACONDICIONADOR DE SEÑAL PARA TERMOPAR tipo j AD594 .....	27
3.	RESULTADOS, CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES .....	28
3.1	RESULTADOS.....	28
3.1.1	IMPLEMENTACIÓN CONTROLADOR DE CORRIENTE Y ANÁLISIS DE RESPUESTA ANTE CAMBIOS DE REFERENCIA Y PERTURBACIONES .....	28
3.1.2	IMPLEMENTACIÓN DE CONTROLADOR DE POTENCIA Y ANÁLISIS DE RESPUESTA ANTE CAMBIOS DE REFERENCIA Y PERTURBACIONES .....	30
3.1.3	IMPLEMENTACIÓN DEL CONTROL CASCADA EN LAZO CERRADO DE TEMPERATURA Y ANÁLISIS DE RESPUESTA ANTE CAMBIOS DE REFERENCIA Y PERTURBACIONES .....	31
3.1.4	DISEÑO DE PCBs DE ELECTRÓNICA DE POTENCIA (CONVERSORES, GATE DRIVERS, AISLAMIENTO, PROTECCIONES, CARGAS) .....	36
3.1.4.1	Etapa de rectificación .....	36
3.1.4.2	Bus – DC.....	37
3.1.4.3	Placa de control .....	38
3.1.4.4	Placa de Potencia.....	39
3.1.5	INTERFAZ GRÁFICA DEL USUARIO EN EL SOFTWARE SIMULINK .....	41
3.1.6	ANÁLISIS DE LOS ÍNDICES DE DESEMPEÑO DEL SISTEMA .....	44
3.2	CONCLUSIONES .....	48
3.3	RECOMENDACIONES .....	49
4.	REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....	50
5.	ANEXOS .....	53

ANEXO I .....	53
MANUAL DEL USUARIO .....	53
ANEXO II .....	56
MANUAL DEL PROGRAMADOR.....	56
ANEXO III .....	58
DaTASHEETS .....	58

## RESUMEN

En el documento presente se explica las etapas que conlleva la implementación de un horno que funciona por el principio de inducción, también se presenta el desarrollo del modelo matemático tanto del sistema eléctrico como del sistema térmico del horno. Posteriormente por medio de los softwares Matlab/Simulink y Plecs, se simula el modelo matemático y el sistema eléctrico-electrónico en lazo abierto para realizar la validación del modelo matemático y el respectivo análisis de la respuesta de corriente, voltaje, potencia y temperatura. Luego de verificar que los parámetros de diseño son los correctos, se realiza el diseño de los reguladores de corriente, potencia y temperatura para posteriormente implementarlos en un control cascada tomando en cuenta el análisis de saturadores y límites de operación para tener un correcto control de temperatura. Después se procede con la simulación del control cascada de temperatura en el software Plecs y se realizan varias pruebas de funcionamiento para diferentes cambios de referencia, también se añaden perturbaciones para observar el comportamiento de los controladores y su efectividad. Una vez comprobado el correcto funcionamiento del control cascada se realiza el diseño de la placa PCB del sistema de potencia y la placa PCB del sistema de control. Finalmente se diseña una interfaz HMI en donde el usuario puede variar ciertos parámetros y visualizar el cambio de temperatura, corriente y potencia en el tiempo.

**PALABRAS CLAVE:** regulador, convertidor, frecuencia de resonancia, controlador PI, temperatura, potencia, corriente.

## **ABSTRACT**

In this document, the stages involved in the implementation of an oven that works by the induction principle are explained, as well as the development of the mathematical model of both the electrical system and the thermal system of the oven. Subsequently, using the Matlab/Simulink and PLECS software, the mathematical model and the open-loop electrical-electronic system are simulated to perform the validation of the mathematical model and the respective analysis of the current, voltage, power and temperature response. After verifying that the design parameters are correct, the design of the current, power and temperature regulators is carried out to later implement them in a cascade control taking into account the analysis of saturators and operating limits to have a correct temperature control. Then we proceed with the simulation of the temperature cascade control in the PLECS software, and several performance tests are carried out for different reference changes, disturbances are also added to observe the behavior of the controllers and their effectiveness. Once the correct operation of the cascade control has been verified, the design of the PCB board of the power system and the PCB board of the control system is carried out. Finally, an HMI interface is designed where the user can vary certain parameters and visualize the change in temperature, current and power over time.

**KEYWORDS:** regulator, converter, resonance frequency, PI controller, temperature, power, current.

# 1. INTRODUCCIÓN

En el siguiente proyecto se explica el funcionamiento de un sistema de calentamiento por inducción aplicado en hornos y las etapas que conlleva este sistema, seguidamente se desarrolla el modelo matemático de la carga y del sistema térmico para su posterior validación con el sistema eléctrico. Luego se realiza la simulación en lazo abierto tanto del sistema eléctrico como del modelo matemático para su respectivo análisis, así como también la comprobación de su salida de corriente a alta frecuencia.

Luego se procede con el dimensionamiento de los elementos eléctricos y electrónicos de cada etapa que componen el sistema de calentamiento por inducción del horno.

Posteriormente se realiza el diseño de los reguladores para el sistema de control cascada tomando en cuenta los límites de operación, seguidamente se realiza la simulación en el software PLECs de todo el sistema completo junto con la implementación del control cascada en lazo cerrado.

Luego se realizan simulaciones con diferentes niveles de referencia de temperatura para comprobar la efectividad de los reguladores diseñados, también se colocan perturbaciones junto con diferentes cambios de referencia para corroborar el correcto funcionamiento del sistema.

Después se presenta el desarrollo de las placas PCBs tanto de control como la placa de potencia realizadas en el software Altium Designer en el cual se añaden diferentes protecciones como fusibles, varistor, malla a tierra, etc., para tener un diseño más completo y eficiente de las placas.

Finalmente, después de realizar un análisis al funcionamiento del sistema del horno de inducción empleando el criterio de la integral del error al cuadrado (ISE) y el criterio de la integral del valor absoluto del error (IAE), se desarrolla una interfaz gráfica (HMI) hombre-máquina en donde el usuario puede colocar varios cambios de referencia de temperatura en diferentes tiempos, así como también se puede observar los cambios de la corriente, potencia y temperatura al seguir la referencia por medio de gráficas.

## 1.1 OBJETIVO GENERAL

El objetivo general de este proyecto de Integración Curricular es diseñar un sistema de control en lazo cerrado de temperatura para un horno de 4kW cuyo principio de funcionamiento es la inducción.

## 1.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

Los objetivos específicos del proyecto de Integración Curricular son:

- Realizar una revisión bibliográfica sobre modelamiento de sistemas térmicos, con especial enfoque en hornos.
- Desarrollar el modelo matemático del sistema eléctrico-electrónico y sistema térmico de un horno.
- Realizar el diseño de los reguladores para implementar el control cascada en lazo cerrado de temperatura de un horno de inducción de hasta 4kW.
- Realizar la simulación de diseño del control en cascada para realizar el control de temperatura de un horno de inducción por medio de un software especializado.
- Analizar las respuestas ante cambios de referencia y perturbaciones, es decir, variaciones de temperatura y evaluar los resultados por medio de los índices de desempeño ISE e IAE.

## 1.3 ALCANCES

- Se realizará una revisión bibliográfica sobre el modelamiento de sistemas térmicos, con especial enfoque en hornos.
- Se desarrollará el modelo matemático del sistema completo de un horno de inducción (sistema eléctrico-electrónico y sistema térmico).
- Se implementará el control en lazo abierto del sistema.
- Se realizará el diseño de los reguladores para implementar el control cascada en lazo cerrado de temperatura de un horno de inducción de hasta 4kW.
- Se implementará saturadores/límites en los reguladores.
- Se realizará el dimensionamiento de los elementos eléctricos y electrónicos para el control en lazo cerrado de temperatura en hornos.
- Se analizará las respuestas ante cambios de referencia y perturbaciones, es decir, variaciones de temperatura y se evaluarán los resultados por medio de los índices de desempeño ISE e IAE.
- Se realizará una interfaz gráfica-HMI del control de temperatura.
- Se diseñará las placas PCBs del sistema de potencia y control en un software especializado.



## **1.4 MARCO TEÓRICO**

### **1.4.1 ANTECEDENTES**

En el lapso de la segunda guerra mundial durante los años 20 se tuvo la necesidad de avanzar en la tecnología sobre métodos para ablandar, endurecer o unir piezas de metal en motores de manera rápida, de esta necesidad surgió la técnica de calentamiento por inducción el cual ayudó generando procesos rápidos y fiables para endurecer piezas metálicas [1].

### **1.4.2 INTRODUCCIÓN COMO MÉTODO DE CALENTAMIENTO**

El principio básico del calentamiento por inducción se efectúa por medio de un transformador, al aplicar una corriente alterna al primario de dicho transformador se produce un campo electromagnético, luego en base a la ley de Faraday se dice que se puede inducir una corriente eléctrica si se coloca el secundario del transformador dentro del campo magnético generado por el primario.

Haciendo analogía para el esquema de un horno, se tendría un bobinado que rodea a la estructura del horno y este bobinado actúa como el primario del transformador, luego la estructura del horno estaría compuesta por un metal conductor y esta estructura actuaría como el secundario del transformador. Entonces al energizar la bobina con corriente alterna se generará un campo electromagnético, dicho campo electromagnético atraviesa por la estructura metálica del horno provocando que se generen corrientes de foucault, estas corrientes de foucault fluyen en sentido contrario a la resistividad eléctrica del metal y a causa de estas corrientes se genera un calor preciso y localizado conocido como Efecto Joule. De esta forma se realiza el calentamiento de la estructura del horno sin la necesidad de que exista algún contacto entre el bobinado y la estructura del horno.

### **1.4.3 EFECTO JOULE**

En el año 1841 James Prescott Joule descubrió un fenómeno que trata de lo siguiente: los electrones que se hallan desplazándose por una corriente eléctrica chocan contra el material a través del cual están siendo transportados. Dado a este choque, la energía cinética que tenían los electrones se transforma en energía térmica, y esta energía térmica es el calentamiento que se tiene en el material por el cual circula la corriente.

Se tienen varias aplicaciones para este efecto joule, principalmente aplicaciones de sistemas de calefacción [2].

Para realizar el cálculo de la energía térmica que disipa el conductor, James planteó las siguientes ecuaciones mostradas en (1) y (2).

$$E = R * I^2 * t \quad (1)$$

$$E = P * t \quad (2)$$

Donde:

I: Energía eléctrica (corriente) que atraviesa por un material, medida en amperios.

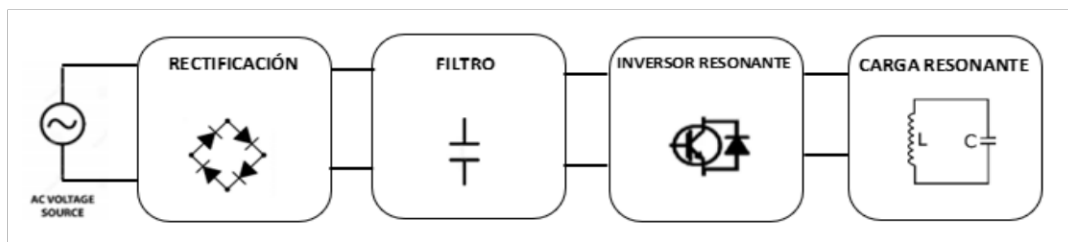
t: Tiempo que tarda en recorrer la corriente por el material.

R: Resistencia del material conductor, medida en ohms.

E: Energía térmica disipada en forma de calor en un conductor, medida en Joules.

#### 1.4.4 ETAPAS DEL SISTEMA DE CALENTAMIENTO POR INDUCCIÓN

En el desarrollo de un sistema de calentamiento por inducción primero se analiza las etapas que conforman este sistema y las funciones que cumple cada etapa, posteriormente se realiza el dimensionamiento de los elementos que forman parte de este sistema. En la figura 1 se puede observar dichas etapas y a continuación el respectivo análisis de las funciones que cumple cada etapa.



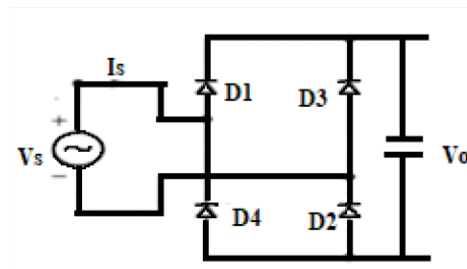
**Figura 1.** Sistema de calentamiento por inducción por etapas

##### 1.4.4.1 Fuente de poder

En la primera etapa del sistema de calentamiento por inducción se debe escoger una fuente de alimentación alterna que energizará el horno de inducción, para ello se debe tener en cuenta los parámetros eléctricos de diseño del horno el cual es que tenga una potencia máxima de 4kW y la corriente de salida que circula por el circuito resonante debe tener una frecuencia de 10 kHz.

#### 1.4.4.2 Etapa de rectificación

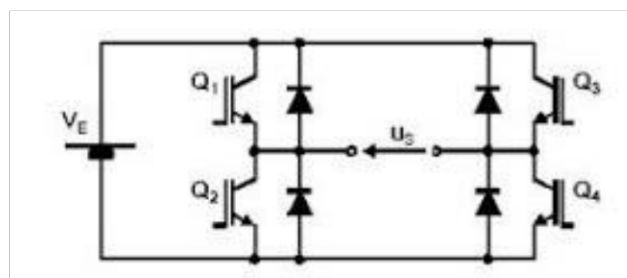
En la segunda etapa que pertenece a la etapa de rectificación se utiliza un circuito rectificador de onda completa que en nuestro caso será un puente de diodos en el cual ingresa el voltaje alterno de la fuente de alimentación y a su salida se tiene un voltaje rectificado con rizado, posteriormente para obtener una señal DC con menos rizado se utiliza un condensador y de esta manera se obtiene una señal de voltaje DC que ingresará en la siguiente etapa.



**Figura 2.** Circuito rectificador de onda completa (puente de diodos + capacitor) [2]

#### 1.4.4.3 Inversor de alta frecuencia

La tercera etapa le corresponde a la etapa del inversor de alta frecuencia, para esta etapa existen algunas opciones de inversores a escoger, sin embargo, hay que asegurarse de que el inversor escogido pueda trabajar a la frecuencia requerida por el diseño ya que del inversor depende que se llegue a la resonancia y de mismo modo se debe dimensionar correctamente los elementos del inversor para que pueda trabajar a la potencia requerida en el diseño.

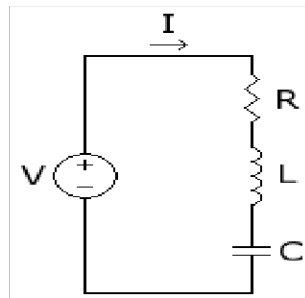


**Figura 3.** Inversor monofásico puente H [3]

#### 1.4.4.4 Circuito resonante serie

Analizaremos dos esquemas de circuitos resonantes, el primero es en serie y el otro en paralelo y estos circuitos están compuestos por una capacitancia y una inductancia,

además también se incluye una resistencia que representa las pérdidas en la inductancia. En el circuito resonante paralelo debido a su configuración, este bloquea la señal a una frecuencia determinada lo cual no es útil para nuestra aplicación, suele usarse en aplicaciones que involucran circuitos de sintonía de receptores de radio frecuencia. Por otro lado, el circuito resonante serie beneficia la transmisión de energía a una determinada frecuencia lo cual es fundamental en nuestra aplicación y por este motivo se escoge el circuito resonante serie el cual se lo puede visualizar en la figura 4.



**Figura 4.** Circuito resonante serie

La frecuencia de resonancia se alcanza cuando la impedancia en valor absoluto de la bobina es igual a la impedancia en valor absoluto del condensador, es decir se llegan a compensar entre si ya que llevan el signo contrario, además cuando se llega al punto de resonancia las tensiones de los dos elementos son iguales y de fase opuesta con lo que se comienza a aparecer el efecto de entrega y recepción de energía entre la capacitancia e inductancia y por lo tanto empieza a haber los ciclos positivos y negativos formando una sinusoidal con frecuencia igual a la frecuencia de resonancia.

Es decir, para el cálculo de la frecuencia de resonancia se presenta en (3).

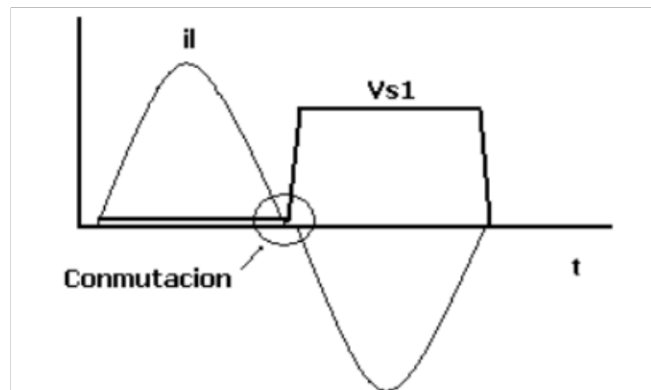
$$|Z_L| = |Z_C|$$

$$L * 2 * \pi * f_{resonancia} = \frac{1}{2 * \pi * C * f_{resonancia}}$$

$$f_{resonancia} = \frac{1}{2 * \pi * \sqrt{L * C}} \quad (3)$$

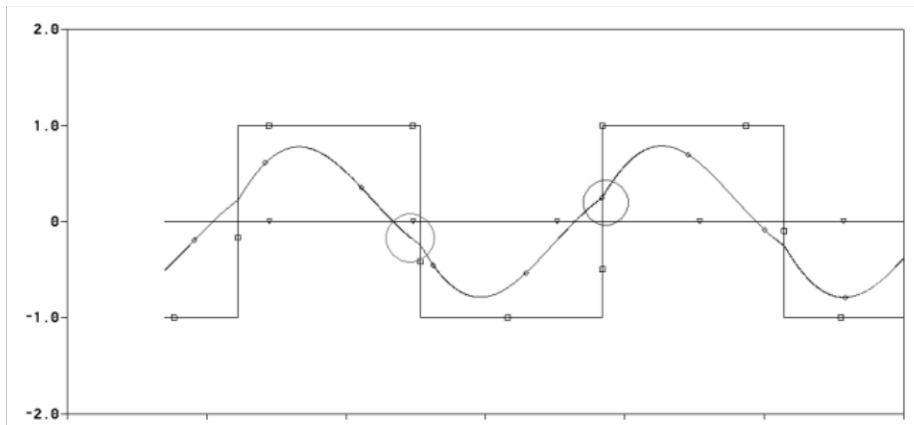
El circuito resonante serie es alimentada por medio de un puente inversor monofásico y al suministrar una onda cuadrada de pulsos con la frecuencia de resonancia de la carga, las reactancias del condensador y de la inductancia se anulan y en este punto no existe una diferencia de fase entre la componente fundamental de la tensión y la corriente de carga,

provocando así una corriente sinusoidal, su forma de onda se lo puede visualizar en la figura 5.



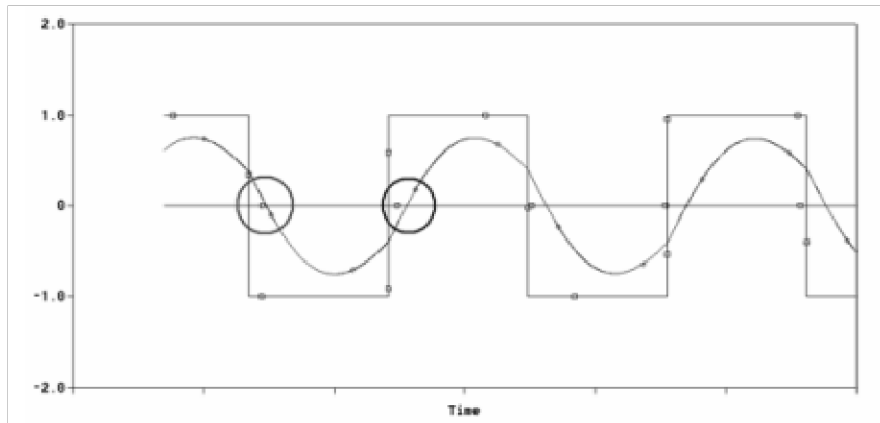
**Figura 5.** Corriente del circuito RLC a frecuencia de resonancia [4]

Se debe considerar que cuando el puente inversor opera a frecuencias inferiores a la frecuencia de resonancia de la carga, afectaría a las condiciones de conmutación de los semiconductores de potencia. En la figura 6 se puede ver que cuando se trabaja a frecuencias menores a la frecuencia de resonancia la carga presenta características capacitivas provocando que la corriente adelante a la tensión lo cual ocasiona que se tengan diferentes estados de conmutación.



**Figura 6.** Corriente del circuito RLC a frecuencias menores que la frecuencia de resonancia [4]

De la misma forma cuando se trabaja a frecuencias superiores a la frecuencia de resonancia, la carga presenta características inductivas y provoca que la corriente atrase a la tensión como se puede observar en la figura 7, y también ocasiona que se tengan diferentes estados de conmutación.



**Figura 7.** Corriente del circuito RLC a frecuencias mayores que la frecuencia de resonancia [4]

Por lo dicho anteriormente es recomendable trabajar a la frecuencia de resonancia para evitar estos efectos capacitivos e inductivos.

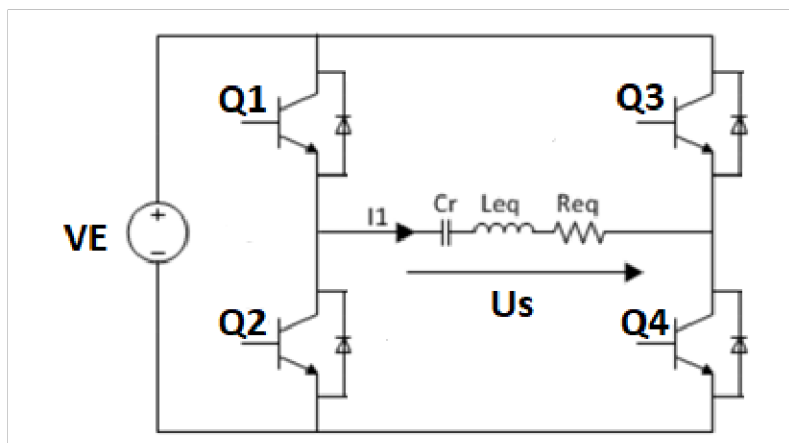
## 2. METODOLOGÍA

### 2.1 PLANTEAMIENTO DEL CONVERTOR A UTILIZAR

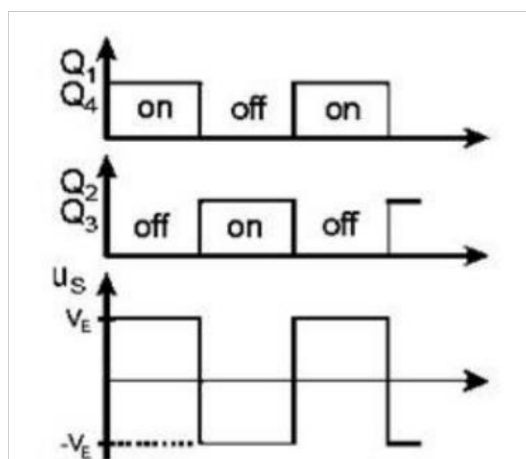
Para nuestra aplicación es necesario utilizar un convertor DC-AC del tipo inversor fuente de voltaje (VSI), para lo cual se ha tomado en cuenta las configuraciones monofásicas que existen de este tipo de inversor. Existen 2 topologías, el primero se trata de un inversor de medio puente, una característica negativa que tiene este tipo de inversor es que los interruptores soportan el doble de tensión con respecto a la amplitud de la señal cuadrada de salida.

El otro tipo de inversor es el inversor de puente completo (puente H), a diferencia de la anterior topología en este tipo de inversor se puede controlar la amplitud del voltaje de salida y permite reducir el contenido armónico en la salida. Por lo mencionado anteriormente y también porque es el más comúnmente utilizado en sistemas que requieren altas potencias, se ha escogido trabajar con un inversor de puente completo.

El circuito de un inversor de puente completo se lo puede visualizar en la figura 8, este circuito se conforma por cuatro semiconductores de potencia, estos semiconductores conmutan simultáneamente de dos en dos, de esta manera en cada conmutación el voltaje de la fuente DC se reflejará sobre la carga RLC y dependiendo del par de semiconductores que haya conmutado el voltaje en la carga será positiva o negativa como se puede observar en la figura 9.

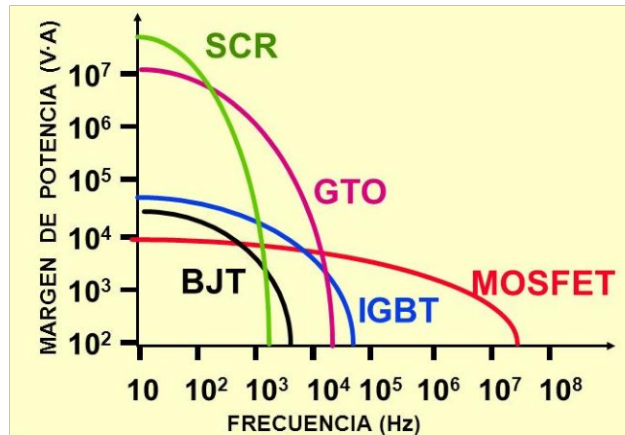


**Figura 8.** Convertidor resonante serie [5]



**Figura 9.** Conmutaciones en el convertidor resonante [5]

Como se mencionó anteriormente, los semiconductores de potencia utilizados en el inversor de puente completo deben tener una frecuencia de conmutación igual a la frecuencia de resonancia de la carga RLC serie, para nuestro caso se tiene una frecuencia de resonancia de 10 kHz y una potencia máxima de 4kW. Por lo dicho anteriormente se ha escogido trabajar con semiconductores IGBTs ya que por medio de la gráfica mostrada en la figura 10 se puede observar que el semiconductor IGBT puede trabajar a frecuencias de hasta  $10^5$  Hz y a potencias máximas de hasta  $10^5$  W aproximadamente, por lo tanto cumple con las condiciones de trabajo requeridas.



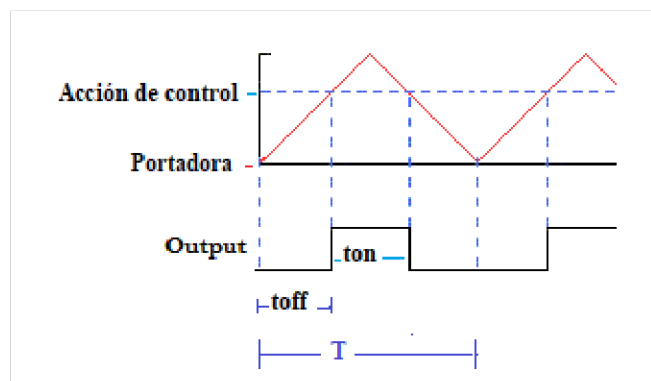
**Figura 10.** Comparación de potencia vs frecuencia entre semiconductores [6]

## 2.2 JUSTIFICACIÓN DE LA MODULACIÓN

En las industrias en donde se utilizan inversores comúnmente necesitan controlar su frecuencia o su voltaje de salida y a su vez el método mayormente utilizado para realizar dicho control es la modulación por ancho de pulso PWM [6].

La PWM (modulación por ancho de pulso) se realiza en una onda cuadrada al controlar la relación entre el tiempo de encendido y su periodo (duty cycle) sin variar su frecuencia como se puede ver en la figura 11.

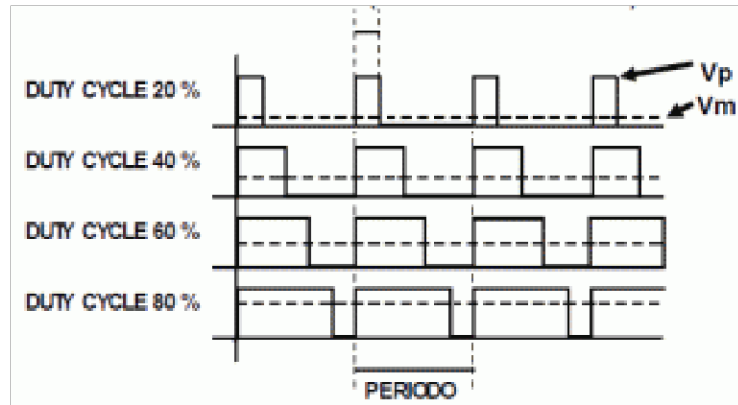
$$Duty\ cycle = \frac{t_{on}}{T} \tag{4}$$



**Figura 11.** Forma de onda de la modulación por ancho de pulso PWM

En nuestro caso la onda cuadrada deberá tener la frecuencia de resonancia de la carga y al variar el duty cycle de la onda cuadrada se controlará la corriente que pasa por la carga resonante. En la figura 12 se puede observar un ejemplo para diferentes valores de duty cycle.





**Figura 12.** Modulación por ancho de pulso PWM para diferentes duty cycle [7]

## 2.3 DISEÑO DEL MODELO MATEMÁTICO DE LA CARGA

### 2.3.1 CÁLCULO DE LA POTENCIA NECESARIA PARA CALENTAR HASTA 200 °C

En el siguiente apartado se va a realizar un cálculo aproximado de la potencia necesaria para calentar el horno hasta 200 °C, considerando que se está diseñando un sistema de inducción para un horno doméstico, este horno tendrá una carcasa con características de la estructura, material, tamaño, resistencia, etc, los cuales nos ayudaran con el cálculo aproximado de la potencia que se requiere para que la estructura del horno pueda llegar hasta los 200 °C y de esta forma pueda transmitir dicha temperatura a la carga que se lo coloque dentro de el.

Se tienen los siguientes datos de diseño propuestos:

Temperatura máxima = 200 °C

Temperatura mínima = 20 °C

Potencia máxima = 4 Kw

Datos de las medidas y características del material del horno:

Calor específico del acero inoxidable =  $0.11 \frac{\text{kcal}}{\text{kg} \cdot ^\circ\text{C}}$

Densidad de acero inoxidable =  $8238 \frac{\text{kg}}{\text{m}^3}$

Alto = 0.5 m

Grosor = 0.05 m

Ancho = 0.5 m

Primero realizamos el cálculo del volumen externo e interno por medio de la formula expuesta en (5):

$$v_{externo} = b * h * a \quad (5)$$

$$v_{externo} = 0.5 * 0.5 * 0.5$$

$$v_{externo} = 0.125 \text{ m}^3$$

$$v_{interno} = b * h * a$$

$$v_{interno} = 0.497 * 0.497 * 0.497$$

$$v_{interno} = 0.1237 \text{ m}^3$$

$$v_{total} = 0.125 \text{ m}^3 - 0.1237 \text{ m}^3$$

$$v_{total} = 0.002237 \text{ m}^3$$

Posteriormente obtenemos el valor de la masa del horno por medio de (6).

$$m = v * \delta \quad (6)$$

$$m = (0.002236 \text{ m}^3) * 8238 \frac{\text{kg}}{\text{m}^3}$$

$$m = 18.4245 \text{ Kg}$$

Luego por medio de (7) obtenemos la energía transferida en forma de calor que se requiere para llegar hasta los 200 °C:

$$Q = m * c * \Delta T \text{ [Kcal]} \quad (7)$$

$$Q = 18.4245 \text{ Kg} * \frac{0.11 \text{ kcal}}{\text{kg}} \text{ } ^\circ\text{C} * (200 - 20) \text{ [Kcal]}$$

$$Q = 364.8051 \text{ [Kcal]}$$

Se transforma a kWh

$$1 \text{ Kcal} = 0,001164 \text{ kWh}$$

$$Q_{horno} = 364.8051 * 0,001164 = 0.42463313 \text{ [kWh]}$$

Finalmente obtenemos la energía en kWh, la cual es necesaria para calentar la estructura del horno hasta los 200 °C.

### 2.3.2 CÁLCULO DE LOS COMPONENTES DEL CIRCUITO RESONANTE

A continuación, se plantean ciertos datos de la bobina que va a ser implementada en el horno, dichos datos se escogieron de acuerdo con el tamaño del horno y por medio de la ecuación planteada en (8) se calculará la inductancia de la bobina planteada.

Diámetro del espacio hueco (D) = 60 cm

Diámetro del cable de la bobina (d) = 0.5 cm

Número de vueltas (N) = 15

$$L = \frac{D * n^2}{\frac{n * d}{D} + 0.44} \quad (8)$$

$$L = \frac{60 * 15^2}{\frac{15 * 0.5}{60} + 0.44}$$

$$L = 238.93 \mu H$$

Una vez obtenida la inductancia de la bobina procedemos con el cálculo del condensador que irá conectado en serie con la bobina para obtener una frecuencia de resonancia de 10 kHz, el cálculo se lo realiza por medio de la ecuación presentada en (3).

$$f_{resonancia} = \frac{1}{\sqrt{LC} * 2\pi}$$

$$C = \frac{1}{\sqrt{L * f_{resonancia} * 2\pi}}$$

$$C = \frac{1}{\sqrt{10000 * 238.93 * 10^{-6} * 2\pi}}$$

$$C = 1.06 \mu F$$

La Resistencia equivalente la cual está en serie en el circuito RLC representa las pérdidas en la inductancia la cual tiene un valor bajo, en nuestro caso se asumirá un valor de 0.5 ohm.

### 2.3.3 MODELO MATEMÁTICO DE LA CARGA

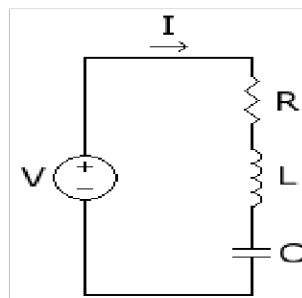


Figura 13. Circuito resonante serie RLC

Voltajes en el capacitor, inductor y resistencia

$$V_R = i \cdot R \quad (9)$$

$$V_L = L \frac{dI_L(t)}{dt} \quad (10)$$

$$V_C = C \frac{dV_C(t)}{dt} \quad (11)$$

Ley de voltajes de Kirchoff

$$V_i = V_R + V_L + V_C$$

$$V_i = i \cdot R + L \frac{dI_L}{dt} + \frac{1}{C} \int iT dt \quad (12)$$

Ya que es un circuito en serie se cumple que:

$$I_L = I_C = I_R = iT \quad (13)$$

Remplazamos (13) en (12)

$$V_i = iT(t) * R + L \frac{diT(t)}{dt} + \frac{1}{C} \int iT dt$$

Aplicamos transformada de Laplace

$$V_i = R * iT(S) + S * L * iT(S) + \frac{1}{S * C} iT(S)$$

$$\frac{iT(S)}{V_i} = \frac{S * C}{S^2 * LC + S * RC + 1}$$

Finalmente remplazamos los valores que se obtuvo del condensador y la bobina.

$$\frac{iT(S)}{V_i} = \frac{S * 1 \mu F}{S^2 * (238.93 \mu H)(1 \mu F) + S * (0.5)(1 \mu F) + 1}$$

### 2.3.4 MODELO MATEMÁTICO DE LA TEMPERATURA

El modelo matemático de la temperatura se lo puede ver en la ecuación (14), se la obtiene por medio de la relación entre la temperatura obtenida al aplicar cierta potencia y esta función se traduce en una función de primer orden [8].

$$\frac{T(S)}{P(S)} = \frac{k}{\tau s + 1} \quad (14)$$

Para la relación de la temperatura vs potencia se lo representa mediante una curva exponencial que tiene una ganancia y esta está representada por la constante “k”, dicha ganancia se selecciona de acuerdo con la temperatura máxima esperada con la potencia máxima, para nuestro caso se selecciona el valor de 0.07.

El otro parámetro que interviene en el modelo matemático de la temperatura es la constante  $\tau$ , para el cálculo de esta constante se utiliza la ecuación (15).

$$\tau = \frac{M * c * (\Delta T)}{P} \quad (15)$$

Donde la masa de la estructura del horno a calentar está representada por la letra M, el valor del calor específico del horno esta representado con la letra c, P es la potencia aplicada y  $\Delta T$  es la variación de la temperatura que va a tener el horno.

Remplazando los datos obtenidos en el ítem 2.2.1, el modelo matemático de la temperatura es:

$$\frac{T(S)}{P(S)} = \frac{0.07}{0.981s + 1}$$

## 2.4 DIMENSIONAMIENTO DE LOS ELEMENTOS DEL CONVERTOR A UTILIZAR

### 2.4.1 FUENTE DE ALIMENTACIÓN

A continuación se realizará el cálculo del voltaje necesario que debe tener la fuente de alimentación tomando en cuenta que se va a trabajar a la frecuencia de resonancia de la carga y cuando se trabaja a esta frecuencia de resonancia los efectos de la inductancia y capacitancia se anulan entonces la potencia entregada a la carga se la calcula con la formula presentada en (16), donde  $V_p$  es el voltaje máximo de la carga el cual va a ir variando para controlar su potencia, la variable  $p(t)$  es el valor de la potencia que en este caso se tiene una potencia máxima de 4kW y variable  $R_{eq}$  es la resistencia equivalente de la bobina del circuito resonante.

$$p(t) = \frac{8 * V_p^2}{\pi^2 * R_{eq}} \quad (16)$$

Calculamos el voltaje máximo que se necesitaría para conseguir los 4kW por medio de la ecuación (17).

$$V_p = \sqrt{\frac{R_{eq} * P * \pi^2}{8}} \quad (17)$$

$$V_p = \sqrt{\frac{0.5 * 4000 * \pi^2}{8}}$$

$$V_p = 49.673 \text{ V}$$

Luego por medio de (18) obtenemos la corriente máxima que pasaría por el circuito resonante con 4kW

$$P = V * I \quad (18)$$

$$i_p = \frac{P}{V}$$

$$i_p = \frac{4000}{49.673}$$

$$i_p = 80.53 \text{ A}$$

Ya que se obtuvo los valores de corriente y voltaje necesarios para la alimentación del inversor monofásico, se optó por utilizar la fuente de alimentación de 110 voltios la cual es suficiente de acuerdo con el cálculo realizado para abastecer con el voltaje y corriente necesario.

## 2.4.2 DIODOS DE POTENCIA

En vista de que se escogió una alimentación de 110 Vac para el inversor monofásico, entonces por los diodos de potencia se tendrá un voltaje máximo de 156 voltios y a su vez se dimensionará con una corriente máxima de 80 amperios.

Calculamos el valor de voltaje de pico inverso.

$$V = 156 * 2 = 312 \text{ V}$$

El voltaje de pico inverso se tendría en un ramal del inversor, y cada ramal tiene dos diodos que estarían en serie, por lo tanto para cada diodo se tendría un voltaje de 156 V

Luego sobredimensionamos la corriente.

$$I = 1.5 * 80 = 120 \text{ A}$$

Entonces los diodos a implementar en el circuito deben poder trabajar con 156 V y 120 A.

Se escogió ocupar un diodo rectificador 1N5404, que tienen una corriente de fuga de 200 amperios y voltaje de ruptura de 400 voltios.

### 2.4.3 SEMICONDUCTOR DE POTENCIA

Para la elección del semiconductor de potencia IGBT se toma en cuenta los siguientes parámetros eléctricos.

Frecuencia de trabajo= 10 KHz

Corriente= 80 A

Voltaje= 156 V

Por lo tanto se eligió trabajar con un transistor IGBT FGH80N60FD2 que tiene voltaje de colector-emisor de 600V y corriente de colector de 80 amperios.

### 2.4.4 CAPACITOR DE RECTIFICACIÓN

$$C = \frac{I}{\%risado * f * V} \quad (19)$$

$$C = \frac{80}{0.1 * 60 * 156}$$

$$C = 85.4 \text{ mF}$$

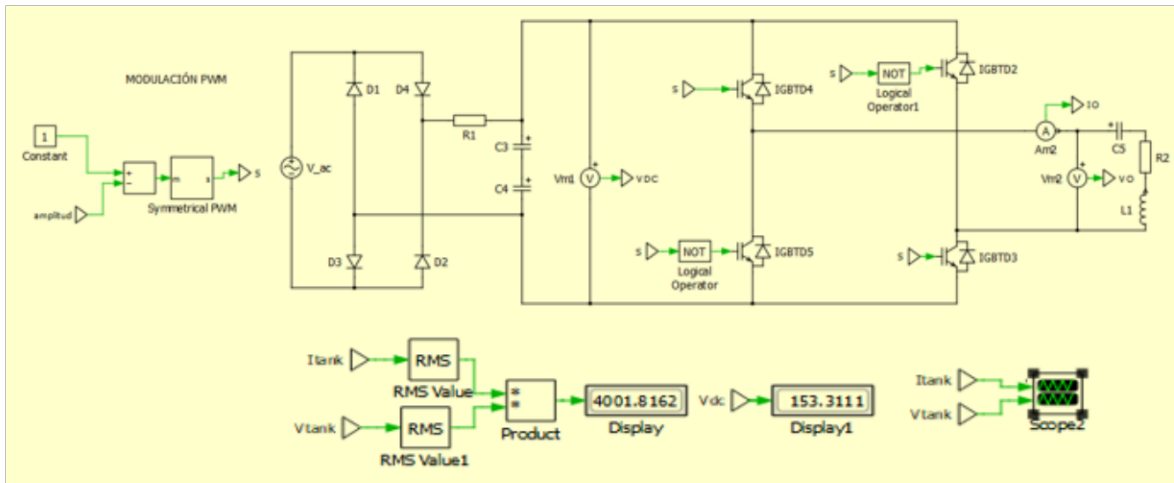
Se implementará un banco de capacitores y se ha escogido utilizar capacitores electrolíticos de la serie KMS que tienen 10000 uF de capacitancia y un voltaje nominal de hasta 600 V.

## 2.5 VALIDACIÓN DEL MODELO MATEMÁTICO CON EL MODELO ELÉCTRICO-ELECTRÓNICO

### 2.5.1 SIMULACIÓN DE MODELO ELÉCTRICO-ELECTRÓNICO en lazo abierto

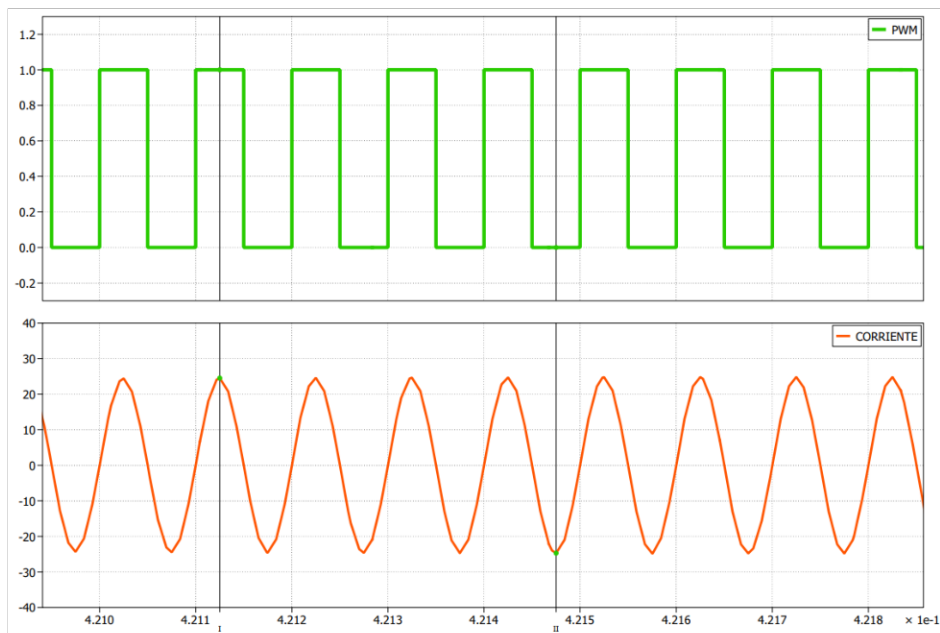
En la figura 14 se muestra la simulación del sistema eléctrico-electrónico del horno realizado en sol software PLECs, en dicha simulación se puede observar las etapas de rectificación, inversor monofásico y el circuito resonante serie. En el circuito resonante se colocó un voltímetro y un amperímetro para observar el valor de la corriente y el voltaje que

tiene el horno y por ende también la potencia la cual se puede ver que tiene un valor de 4 kW.



**Figura 14.** Diseño eléctrico implementado en el software PLECS

Se observa en la figura 15 la forma de onda senoidal de la corriente de salida a alta frecuencia.



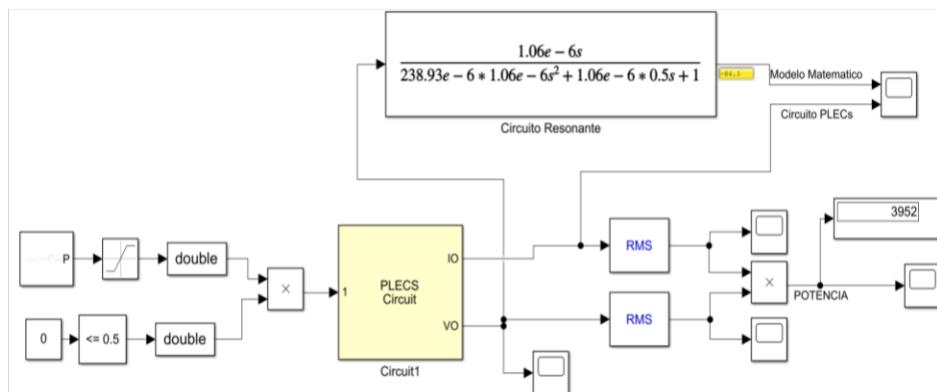
**Figura 15.** Forma de onda de la corriente en el circuito resonante serie RLC a alta frecuencia simulado en PLECS



## 2.5.2 VALIDACIÓN

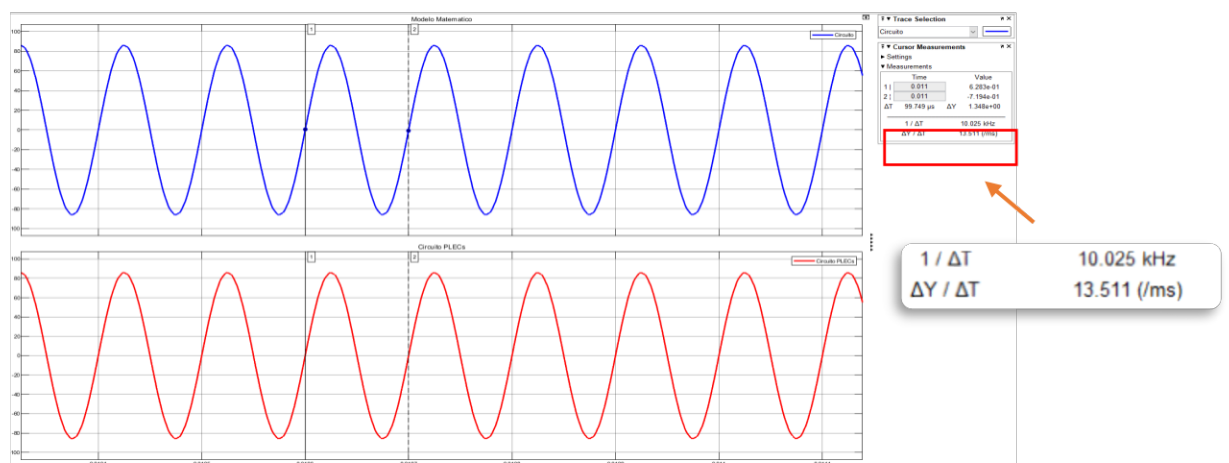
En la figura 16 se tiene la implementación del modelo matemático del horno de inducción el cual se dedujo en el literal 2.2.3 y 2.2.4, dicho modelo se lo implementó en el software Matlab/Simulink.

Para la validación se comparó la salida de corriente a alta frecuencia tanto del modelo matemático como del sistema eléctrico-electrónico y se midió la frecuencia de la forma de onda de la corriente.



**Figura 16.** Circuito de validación del modelo matemático realizado en simulink

En la figura 17 se tiene la comparación de la salida de corriente en los dos sistemas y se puede observar que son idénticas por ende se asume que el modelo matemático del sistema es correcto. Además, por medio de cursores se midió la frecuencia de las formas de onda de la corriente y se puede observar que su frecuencia es de aproximadamente 10 kHz por tal motivo el dimensionamiento de los elementos que integran el sistema RLC del circuito resonante son correctos.



**Figura 17.** Forma de onda de corriente a 10 KHz en el circuito resonante, (azul) modelo matemático, (rojo) circuito en el software Matlab/Simulink

## 2.6 DISEÑO DE CONTROLADORES DEL SISTEMA

Antes de empezar con el diseño de los controladores primero establecemos el modelo de control que se ha escogido realizar el cual es un control en cascada ya que este tipo de control es robusto y su desempeño ante perturbaciones es efectivo. La estructura de un control en cascada se basa en un arreglo de dos o más lazos de control constituidos por controladores de tipo PI, PID; en donde el controlador del lazo más externo es considerado un controlador maestro porque establece la referencia al controlador del siguiente lazo interno como se puede or en la figura 18.

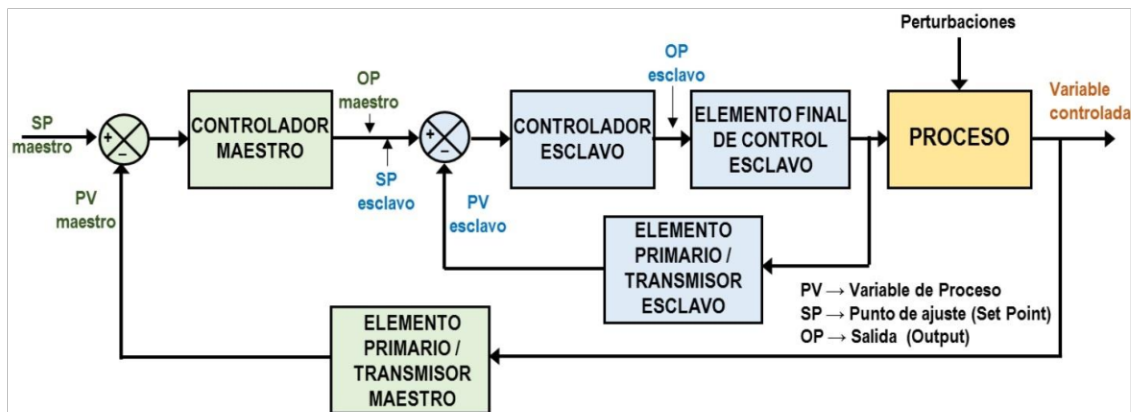


Figura 18. Esquema de control cascada [9]

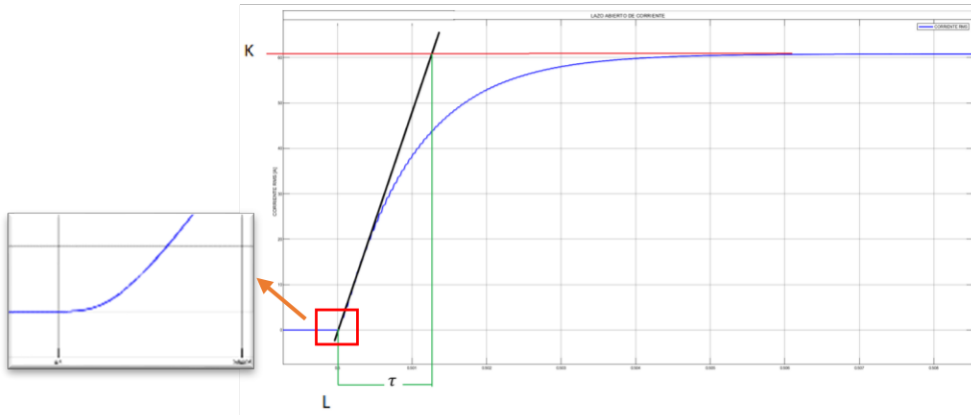
Para el diseño de los controladores del sistema, dado que la estructura del control es un control en cascada, primero se debe diseñar el controlador del lazo más interno, seguido del controlador del lazo externo en ese orden de acuerdo a la cantidad de lazos que existan. En nuestro caso se va a tener tres lazos de control, en el lazo más interno se tiene el controlador de corriente ya que la corriente es la variable más rápida a controlar, luego se tiene el lazo del controlador de potencia y por último en el lazo más externo se tiene al controlador de temperatura.

El método escogido para el diseño de los controladores es el método de Lazo abierto de Ziegler y Nichols el cual nos ayuda a diseñar el controlador en base a la respuesta transitoria del sistema y es utilizado especialmente cuando no se conoce el modelo de la Planta [20].

### 2.6.1 CONTROLADOR DE CORRIENTE

Primero se modela el lazo interno que es el de corriente mediante el método de Ziegler-Nichols en lazo abierto, entonces se aplica una entrada escalón unitario como valor de referencia y se observa la respuesta del sistema tal como en la figura 19. Por medio de la

curva de la respuesta del sistema se obtienen varias constantes (K, L y  $\tau$ ) que nos van a ayudar a calcular los parámetros del controlador de corriente.



**Figura 19.** Curva de respuesta de lazo de corriente

Entonces obtenemos la primera constante “K” que es el valor en donde se estabiliza el sistema.

$$k = 60.75$$

Luego obtenemos la segunda constante “L” que es el retardo del sistema y de acuerdo con la curva se tiene un valor muy pequeño por lo cual se va a realizar una aproximación.

$$L = 2 * 10^{-4}$$

Después calculamos la última constante “ $\tau$ ” que es la constante de tiempo y se obtiene midiendo entre las intersecciones que tiene la línea tangente trazada en la curva como se puede observar en la figura 19.

$$\tau = 0.9 * 10^{-3}$$

Luego se procede a calcular el controlador de corriente y dado que el método de Ziegler y Nichols aproxima la planta a un modelo de primer orden, entonces un controlador PI será suficiente para controlar el lazo de corriente.

$$K_p = \frac{0.9}{K} * \left(\frac{L}{\tau}\right)^{-1} \quad (20)$$

$$K_p = \frac{0.9}{60.75} * \left(\frac{2 * 10^{-4}}{0.9 * 10^{-3}}\right)^{-1}$$

$$K_p = 0.066666667$$

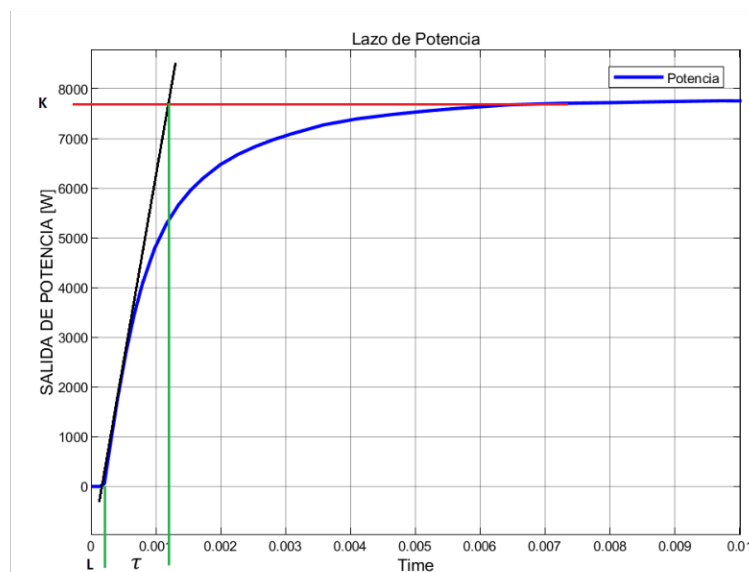
$$\tau_i = \frac{L}{0.3} \quad (21)$$

$$\tau_i = \frac{2 * 10^{-4}}{0.3}$$

$$\tau_i = 6.666 * 10^{-4}$$

## 2.6.2 CONTROLADOR DE POTENCIA

Una vez diseñado el lazo de control más interno (controlador de corriente) se continua con el diseño del segundo lazo de control que le corresponde al controlador de la potencia, para ello multiplicamos la salida de corriente rms con la salida de voltaje rms y de esta manera obtenemos la potencia. Luego aplicamos una entrada escalón unitario como valor de referencia y observamos la curva de respuesta como se puede ver en la figura 20, después por medio de la curva de respuesta medimos los valores de las constantes que nos van a ayudar a calcular los valores de  $K_p$  y  $K_i$  del controlador de potencia.



**Figura 20.** Curva de respuesta de lazo de potencia

Medimos el valor en donde se estabiliza el sistema y con ello obtenemos la constante  $K$ .

$$k = 7771$$

Luego calculamos el valor del retardo del sistema por medio de la curva y obtenemos  $L$

$$L = 3 * 10^{-4}$$

Después medimos la constante de tiempo  $\tau$

$$\tau = 1.2 * 10^{-3}$$

Finalmente, una vez obtenidas las constantes procedemos a calcular los parámetros del

controlador PI de potencia.

$$K_p = \frac{0.9}{K} * \left(\frac{L}{\tau}\right)^{-1}$$

$$K_p = \frac{0.9}{7771} * \left(\frac{3 * 10^{-4}}{1.2 * 10^{-3}}\right)^{-1}$$

$$K_p = 4.6326 * 10^{-4}$$

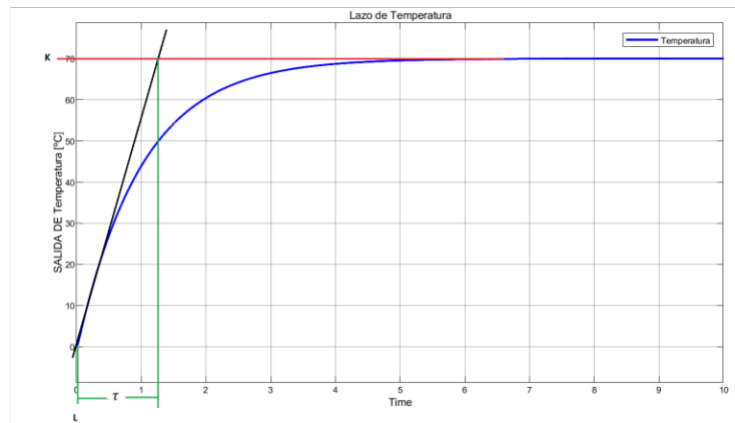
$$\tau_i = \frac{L}{0.3}$$

$$\tau_i = \frac{3 * 10^{-4}}{0.3}$$

$$\tau_i = 1 * 10^{-3}$$

### 2.6.3 CONTROLADOR DE TEMPERATURA

Por último, se continúa con el diseño del tercer y último controlador (controlador de temperatura), para ello en el diagrama del control cascada conectamos la salida de potencia a la entrada de la función de transferencia de la temperatura y de esta manera a la salida obtenemos la temperatura del horno de inducción. Luego para diseñar el controlador de temperatura aplicamos una entrada escalón unitario como valor de referencia y observamos la curva de respuesta como se puede ver en la figura 21, después por medio de la curva de respuesta medimos los valores de las constantes que nos van a ayudar a calcular los valores de Kp y Ki del controlador de temperatura.



**Figura 21.** Curva de respuesta de lazo de temperatura

De igual manera medimos el valor en donde se estabiliza el sistema y con ello obtenemos la constante K.

$$k = 70$$

Luego calculamos el valor del retardo del sistema por medio de la curva y obtenemos la constante L la cual representa este retardo

$$L = 8 * 10^{-4}$$

Después medimos la constante de tiempo  $\tau$

$$\tau = 1.3$$

Por último, con las constantes medidas obtenemos los parámetros del controlador PI de temperatura.

$$K_p = \frac{0.9}{K} * \left(\frac{L}{\tau}\right)^{-1}$$

$$K_p = \frac{0.9}{70} * \left(\frac{0.1}{1.1}\right)^{-1}$$

$$K_p = 20.89$$

$$\tau_i = \frac{L}{0.3}$$

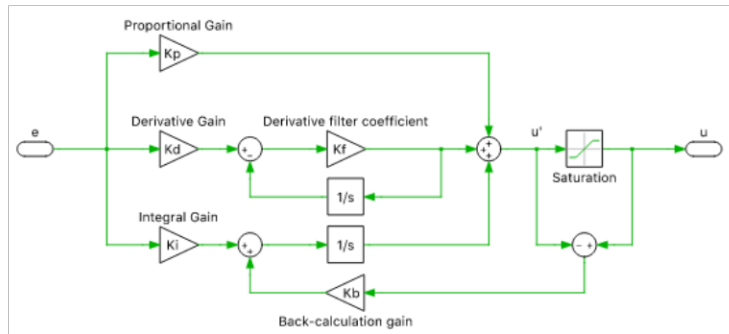
$$\tau_i = \frac{8 * 10^{-4}}{0.3}$$

$$\tau_i = 2.7 * 10^{-3}$$

## 2.7 CONSIDERACIÓN Y CÁLCULO DE SATURADORES

### Anti-windup

Al colocar saturadores se está fijando un rango o zona de operación correcto del actuador, sin embargo, cuando el sistema se sale de los límites de la zona de operación, la acción integral del actuador va creciendo es decir se acumula y este error acumulado se demora en descargar lo que conlleva a que exista un retardo en la acción de control. Para evitar dicho retardo se implementa un mecanismo de control llamado anti-windup.



**Figura 22.** Esquema anti-windup con cálculo inverso en PLECs

El anti-windup con cálculo inverso actúa cuando se satura la salida del controlador cambiando la acción integral, esta saturación puede darse en la parte superior o inferior y cuando esto sucede el sistema opera de forma que retroalimenta la diferencia entre la salida que no está saturada con la salida que si está saturada del controlador, su esquema se observa en la figura 22. La constante  $K_{bc}$  determina la rapidez a la cual se reinicia el integrador y representa la ganancia de cálculo inverso. La fórmula para calcular dicha ganancia lo podemos ver en (22).

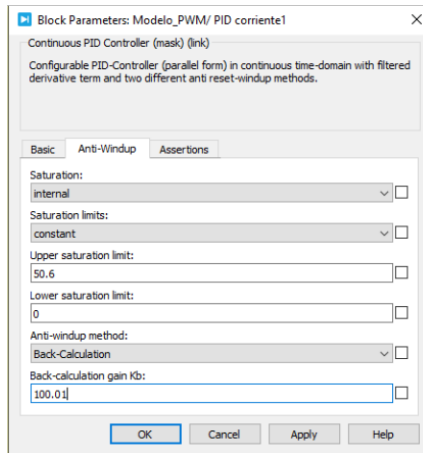
$$K_{bc} = \sqrt{\frac{K_d}{K_i}} \quad (22)$$

Sin embargo, la formula (22) se utiliza cuando se tiene controladores PID, en nuestro caso se tiene controladores PI por lo tanto la nueva fórmula para la ganancia de cálculo inverso se muestra en (23):

$$K_{bc} = \frac{K_p}{K_i} \quad (23)$$

Luego por medio de (23) procedemos con el cálculo de la ganancia  $K_{bc}$  para el controlador de corriente:

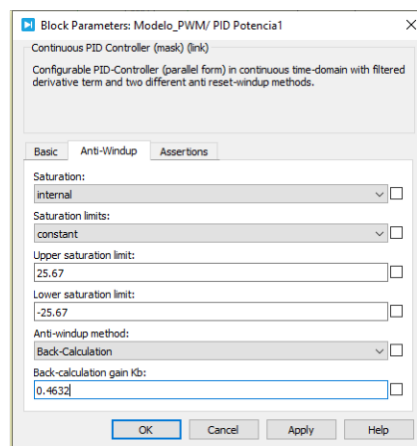
$$K_{bc} = \frac{0.0666667}{6.66 * 10^{-4}} = 100.01$$



**Figura 23.** Anti-windup para el controlador de corriente

Después procedemos con el cálculo de la ganancia  $K_{bc}$  para el controlador de potencia.

$$K_{bc} = \frac{4.6326 * 10^{-4}}{1 * 10^{-3}} = 0.4632$$

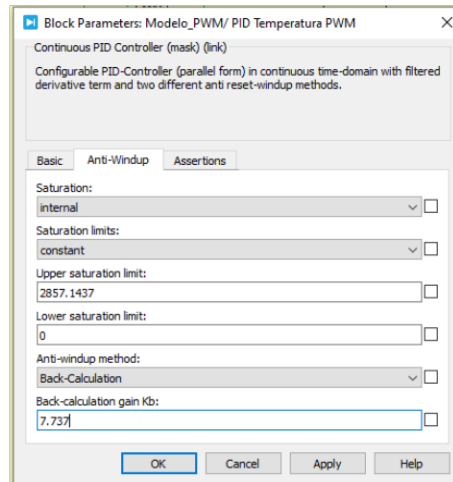


**Figura 24.** Anti-windup para el controlador de potencia

Por último, procedemos con el cálculo de la ganancia  $K_{bc}$  para el controlador de temperatura.

$$K_{bc} = \frac{20.89}{2.7} = 7.737$$





**Figura 25.** Anti-windup para el controlador de temperatura

## **2.8 DIMENSIONAMIENTO DE SENSORES DE VOLTAJE, CORRIENTE Y POTENCIA**

### **2.8.1 SENSOR DE VOLTAJE**

Para la medición de la tensión se ha elegido trabajar con un sensor de efecto Hall serie HV4825, entre las características más importantes de este sensor se puede mencionar su rango de medida que es de 750 Voltios, su tiempo de respuesta es de 54 microsegundos y tiene una precisión de +-1%.

En vista de que la salida máxima del sensor de voltaje es de 5 voltios, no es necesario un circuito de acople para conectarlo a un microcontrolador.

### **2.8.2 SENSOR DE CORRIENTE**

Para la medición de la corriente se ha elegido trabajar con un sensor de efecto Hall serie TMCS1107A1B/U, entre las características más importantes de este sensor se puede mencionar su ancho de banda que es de 80 kHz, cuenta con aislamiento galvánico, es capaz de medir tanto corriente alterna como directa, su sensibilidad es de 50 mV/A y cuenta con una alta estabilidad y precisión.

### **2.8.3 SENSOR DE TEMPERATURA**

El sensor de temperatura escogido para medir la temperatura es un termopar de tipo J debido a que su rango de medición es de 0 a 750 °C y además este tipo de sensor escogido posee una protección metálica

### **2.8.4 ACONDICIONADOR DE SEÑAL PARA TERMOPAR tipo j AD594**

Para poder ingresar la salida enviada por el termopar hacia un microcontrolador es necesario realizar un circuito de acoplamiento, sin embargo se ha decidido ocupar un integrado AD594 de Texas Instrument que fue creado específicamente para acondicionar la señal de salida del termopar tipo J, entre las características más importantes de este integrado se puede mencionar que tiene un amplificador de instrumentación, su alimentación es de 5 voltios, su salida de voltaje es de 10 mV/°C y cuenta con una salida de alarma en caso de que exista una desconexión o daño en el termopar.

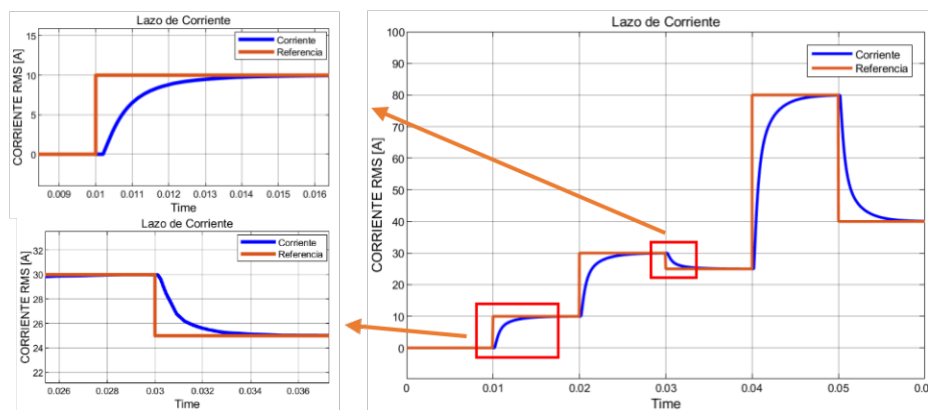
### 3. RESULTADOS, CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

#### 3.1 RESULTADOS

##### 3.1.1 IMPLEMENTACIÓN CONTROLADOR DE CORRIENTE Y ANÁLISIS DE RESPUESTA ANTE CAMBIOS DE REFERENCIA Y PERTURBACIONES

El primer controlador para analizar es el de corriente, ya que dicho controlador se encuentra en el lazo de control más interno en el esquema de control cascada.

Primero se implementó el controlador del corriente en el sistema del modelo matemático, en la figura 26 se observa la respuesta que tiene la salida de corriente rms ante cambios de referencia.

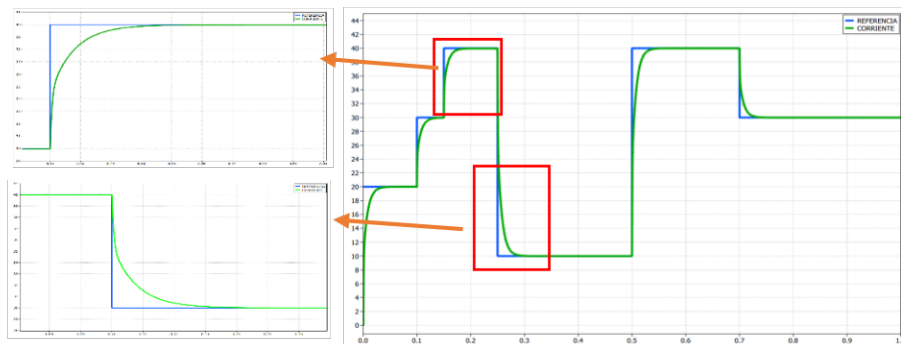


**Figura 26.** Curva de respuesta de corriente ante cambios de referencia en el modelo matemático simulado en Simulink

En la figura 26 se puede observar que el controlador de corriente ante cambios de referencia no tiene sobre picos y para cada referencia se llega a estabilizar en aproximadamente de 6 a 8 milisegundos. Posteriormente, luego de verificar que el

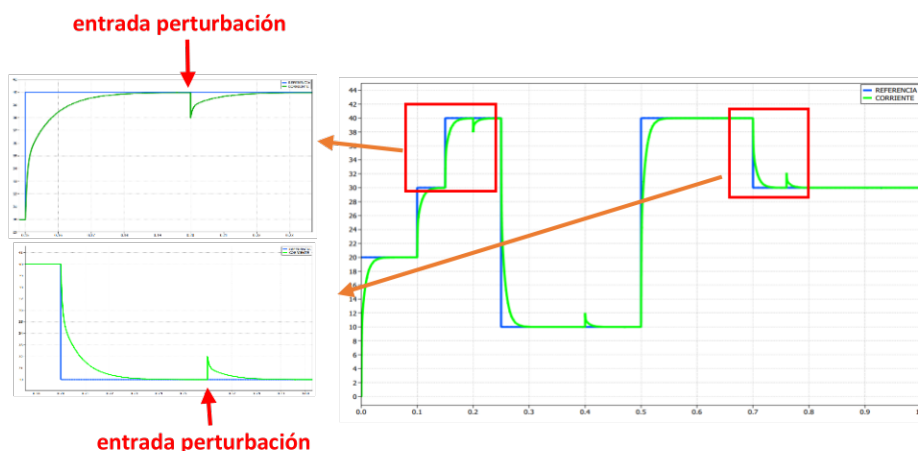
controlador de corriente actúa de manera correcta, es decir que sigue la referencia correctamente, se procede a implementar el controlador de corriente en el sistema eléctrico-electrónico del horno de inducción.

En la figura 27 se muestra la respuesta que se tiene ante cambios de referencia realizadas en el sistema eléctrico-electrónico. Se observa que también sigue la referencia de manera correcta sin sobre picos, su tiempo de establecimiento es de 30 a 40 milisegundos lo cual es relativamente rápido y el error en estado estable es nulo.



**Figura 27.** Curva de respuesta de corriente ante cambios de referencia en el sistema eléctrico-electrónico simulado en PLECs

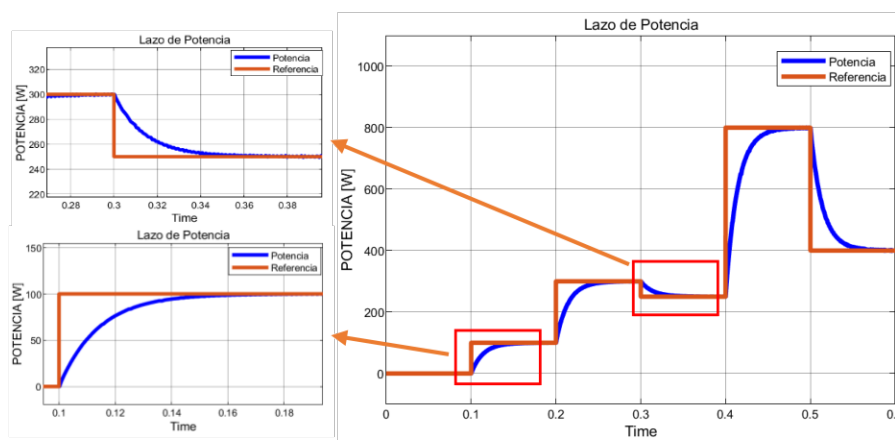
Finalmente se colocan perturbaciones en la corriente y por medio de la figura 28 se puede observar que en el tiempo de 0.3 segundos se tiene una perturbación y debido a esta perturbación se tiene un sobre pico de -2 amperios en donde se puede ver que la curva logra estabilizarse en 50 milisegundos. De igual forma se tiene otra perturbación que provoca un sobre pico de +2 amperios en el tiempo de 0.75 segundos y al igual que en el caso anterior la curva se estabiliza en 50 milisegundos. Por tal motivo se puede afirmar que el controlador actúa de manera adecuada y eficiente.



**Figura 28.** Curva de respuesta de corriente ante cambios de referencia y perturbaciones en el sistema eléctrico-electrónico simulado en PLECs

### 3.1.2 IMPLEMENTACIÓN DE CONTROLADOR DE POTENCIA Y ANÁLISIS DE RESPUESTA ANTE CAMBIOS DE REFERENCIA Y PERTURBACIONES

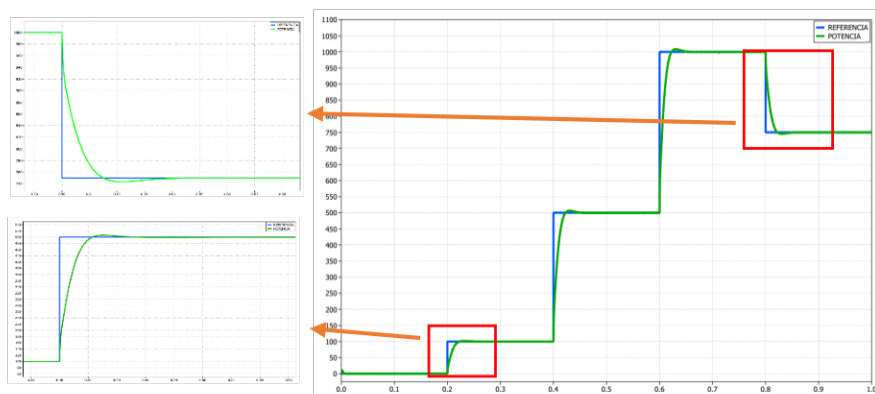
El segundo controlador para analizar es el de potencia, de igual forma que en el caso del controlador de corriente, primero se lo implementó en el sistema del modelo matemático, en la figura 29 se observa la respuesta que tiene la salida de potencia ante cambios de referencia.



**Figura 29.** Curva de respuesta de corriente ante cambios de referencia en el modelo matemático simulado en simulink

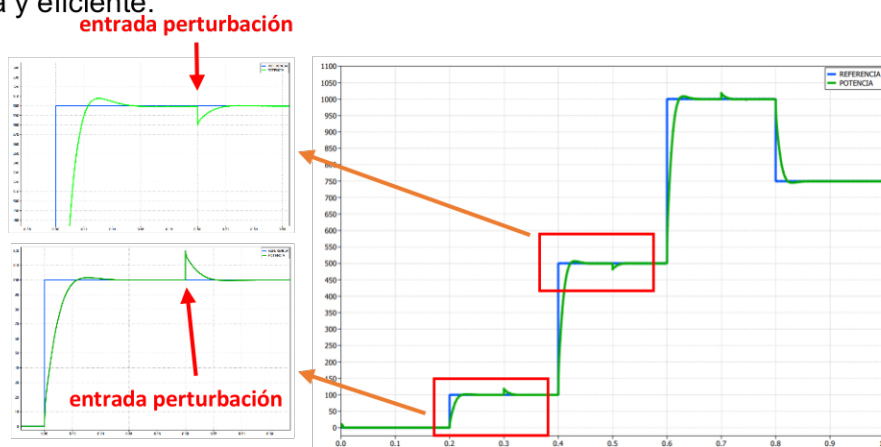
En la figura 29 se puede observar que el controlador de corriente ante cambios de referencia no presenta sobre picos ni oscilaciones y para cada referencia se llega a estabilizar en aproximadamente 0.18 segundos. Posteriormente, luego de verificar que el controlador de potencia actúa de manera correcta, es decir que sigue la referencia correctamente, se procede a implementar el controlador en el sistema eléctrico-electrónico del horno de inducción.

En la figura 30 se observa la respuesta que se tiene ante cambios de referencia realizadas en el sistema eléctrico-electrónico y se puede notar que en este caso la curva de potencia presenta un sobre pico del 2% respecto a la referencia lo cual es un valor aceptable, además también se puede ver que no presenta oscilaciones y su tiempo de establecimiento es de aproximadamente 0.1 segundos por tal motivo se puede decir que el controlador actúa de manera correcta.



**Figura 30.** Curva de respuesta de potencia ante cambios de referencia en el sistema eléctrico-electrónico simulado en PLECs

Por último, se colocan perturbaciones en la potencia y por medio de la figura 31 se puede observar que en el tiempo de 0.3 segundos se tiene una perturbación que provoca un sobre pico de +20 watts en donde se puede ver que la curva logra estabilizarse en 40 milisegundos. Se tiene otra perturbación que provoca un sobre pico de -20 watts en el tiempo de 0.5 segundos y al igual que en el caso anterior la curva se estabiliza en 40 milisegundos. Por tal motivo se puede afirmar que el controlador actúa de manera adecuada y eficiente.

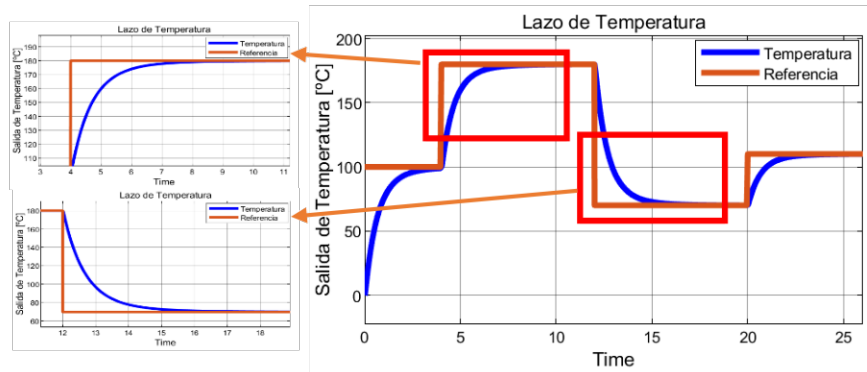


**Figura 31.** Curva de respuesta de potencia ante cambios de referencia y perturbaciones en el sistema eléctrico-electrónico simulado en PLECs

### 3.1.3 IMPLEMENTACIÓN DEL CONTROL CASCADA EN LAZO CERRADO DE TEMPERATURA Y ANÁLISIS DE RESPUESTA ANTE CAMBIOS DE REFERENCIA Y PERTURBACIONES

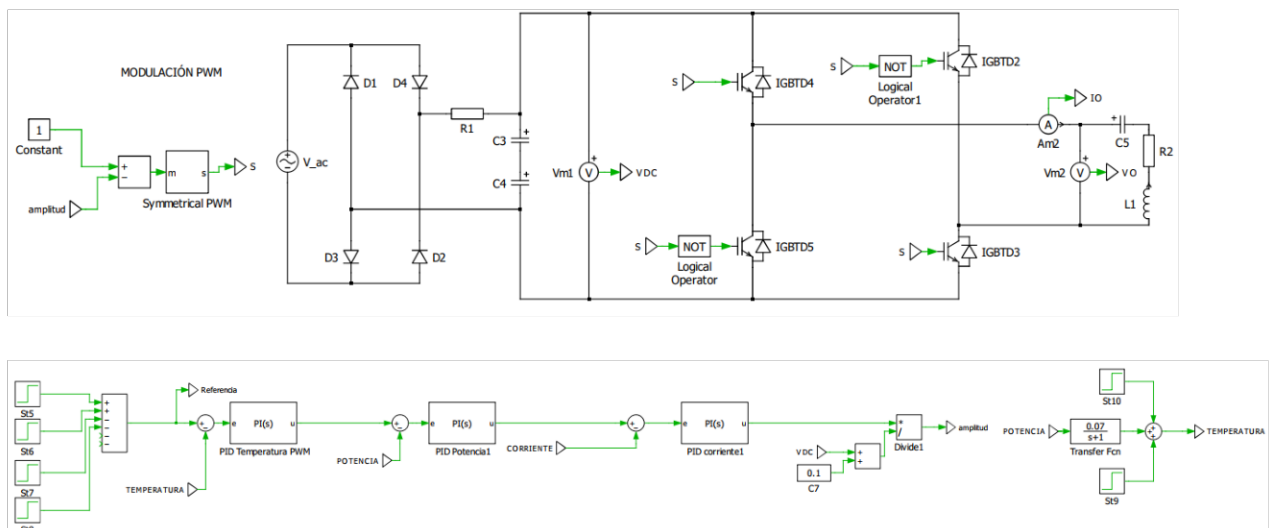
El último controlador para analizar es el de temperatura, con este último controlador diseñado ya se tendría completo el control cascada en lazo cerrado para el control de la temperatura y de igual forma que en el caso del controlador de potencia, primero se

implementó el control cascada en el sistema del modelo matemático, en la figura 32 se observa la respuesta que tiene la salida de temperatura ante cambios de referencia.

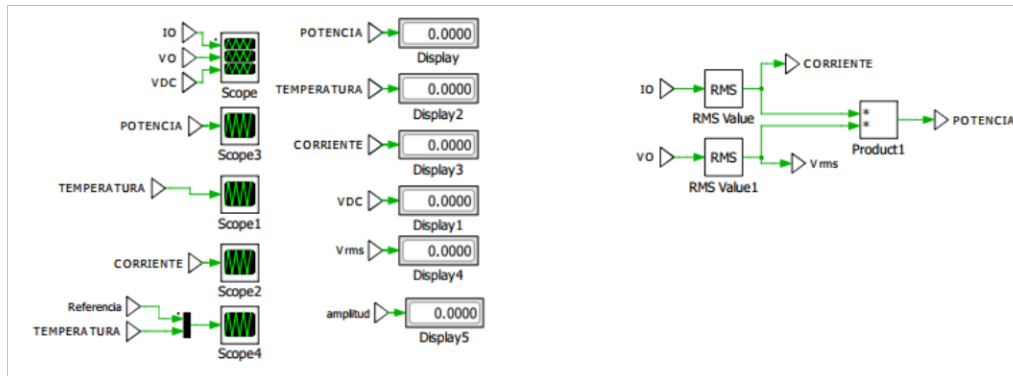


**Figura 32.** Curva de respuesta de la salida de temperatura ante cambios de referencia en el modelo matemático simulado en Simulink

En el análisis se puede decir que se tiene un control sin oscilaciones ni sobre picos y su tiempo de estabilización es de aproximadamente de 4 a 6 segundos con un error en estado estable nulo, por lo tanto, cumple con el objetivo de diseño. Ya que se han calculado todos los parámetros para realizar el control de temperatura en el sistema del horno de inducción y se comprobó su funcionamiento en el modelo matemático, se implementó todo el sistema eléctrico en el software PLECs junto con el control cascada en lazo cerrado. Su implementación se lo puede visualizar en la figura 33.

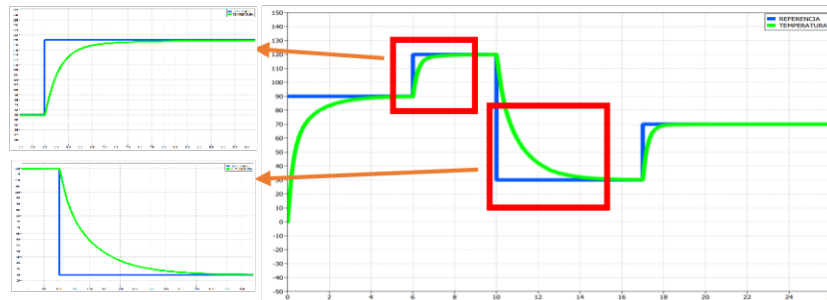






**Figura 33.** Sistema eléctrico-electrónico completo del horno de inducción simulado en PLECs

En la figura 34 se observa la respuesta que se tiene ante cambios de referencia de temperatura realizadas en el sistema eléctrico-electrónico del horno.



**Figura 34.** Curva de respuesta de la salida de temperatura ante cambios de referencia en el sistema eléctrico-electrónico simulado en PLECs

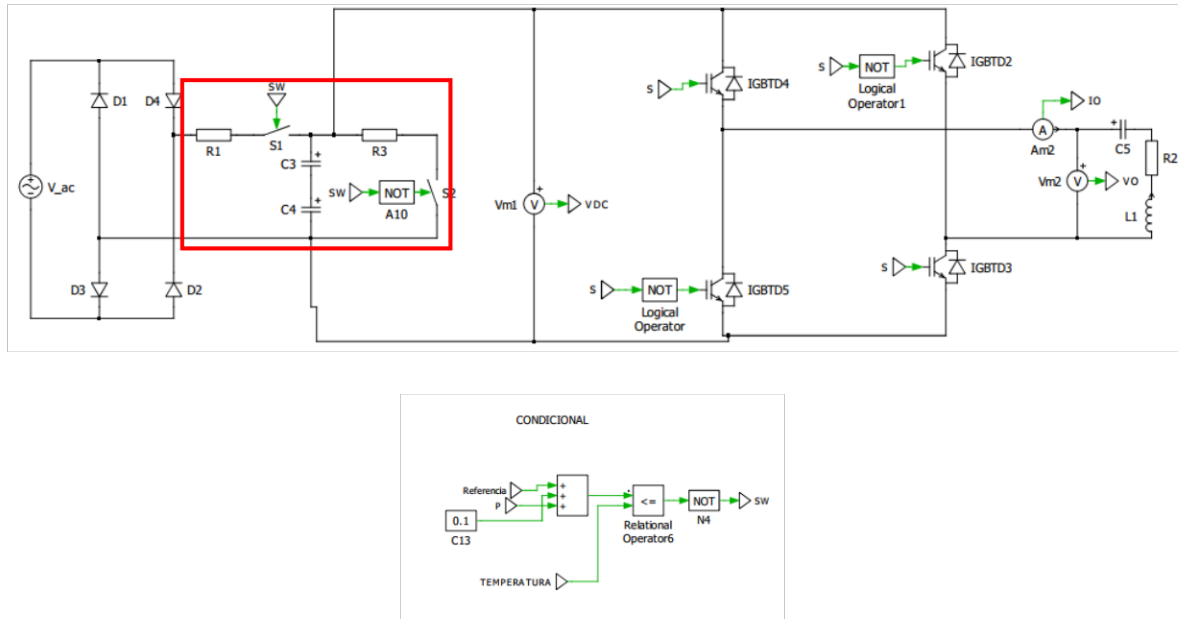
Se puede observar que también sigue la referencia tanto para cambios de referencia positivos (aumento de temperatura) como para cambios de referencia negativos (disminución de temperatura) y no presenta sobre picos ni oscilaciones. Su tiempo de estabilización es alrededor de 5 segundos, este tiempo de estabilización es mucho mayor a diferencia del tiempo de estabilización de las otras variables ya que la temperatura es una variable que tiene una variación lenta de su valor.

Luego de observar que el sistema de control de temperatura diseñado funciona de manera correcta, se decidió implementar un circuito de descarga con la ayuda de un condicional para que el sistema eléctrico-electrónico funcione de manera más eficiente, su implementación se observa en la figura 35.

Como se ha dicho anteriormente, la temperatura es una variable lenta, por tal motivo para cuando se tenga cambios de referencia de temperatura negativos (disminución de temperatura) se activará el circuito de descarga y por medio del condicional se

desconectará todo el sistema eléctrico-electrónico de la fuente de alimentación automáticamente, es decir el horno se apagará automáticamente para que su temperatura pueda disminuir con mayor prontitud.

Cuando la temperatura haya disminuido hasta su nueva referencia, todo el sistema eléctrico-electrónico del horno junto con el sistema de control se volverán a activar de manera inicial y empezará a realizar el control de temperatura para mantener la referencia.



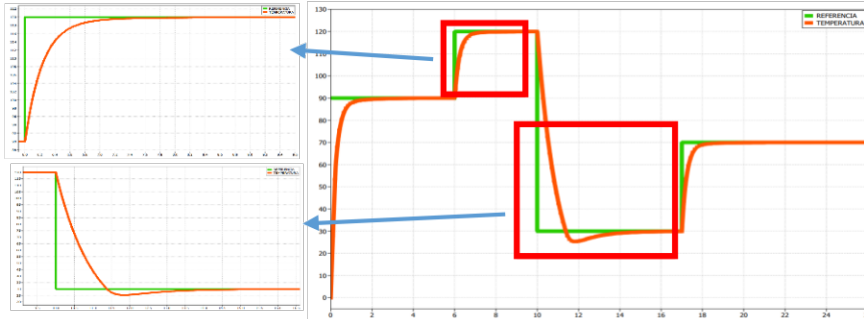
**Figura 35.** Circuito de descarga y condicional añadido al sistema eléctrico-electrónico del horno de inducción simulado en PLECs

En la figura 36 se observa la respuesta que se tiene ante cambios de referencia de temperatura realizadas en el nuevo sistema eléctrico-electrónico del horno con el circuito de descarga.

Se puede observar que también sigue la referencia tanto para cambios de referencia positivo (aumento de temperatura) como para cambios de referencia negativos (disminución de temperatura). En el caso del cambio de referencia negativo (disminución de temperatura) se puede observar que la temperatura disminuye más rápido por la acción del circuito de descarga, sin embargo se genera un pequeño sobre pico antes de llegar a estabilizarse la temperatura, esto es ocasionado porque en la disminución de temperatura el controlador se encuentra apagado junto con todo el sistema eléctrico-electrónico y se activará en el momento en que la temperatura disminuya hasta la nueva referencia negativa lo cual sucede a los 11 segundos de acuerdo a la figura 36. Una vez que se activan nuevamente los controladores, se empieza a controlar la temperatura haciendo que llegue a su referencia, sin embargo, la acción de control no debe ser muy brusca para no disminuir



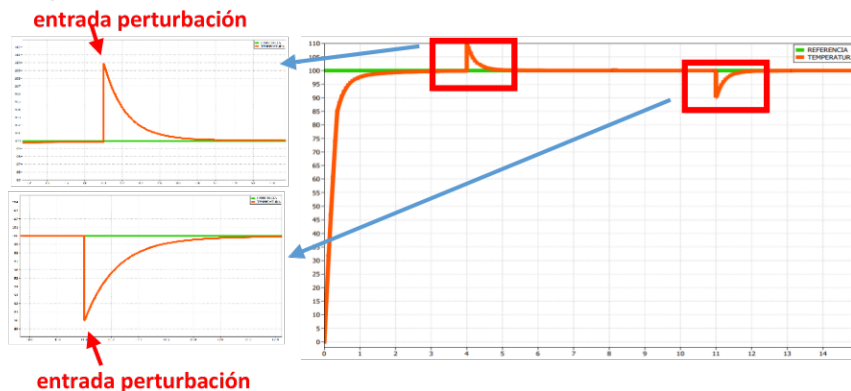
la vida útil del controlador y por tal motivo se genera el pequeño sobre pico del 5% respecto a la referencia, dicho porcentaje tiene un valor aceptable y su tiempo de estabilización es de 5 segundos aproximadamente.



**Figura 36.** Curva de respuesta de la salida de temperatura ante cambios de referencia en el sistema eléctrico-electrónico con circuito de descarga simulado en PLECs

Por último, se analizó el comportamiento del control de la temperatura ante perturbaciones. Como se puede observar en la figura 37, en el tiempo de 4 segundos se tiene una perturbación que ocasiona un sobre pico de 10 grados centígrados en donde se puede ver que el controlador logra alcanzar nuevamente la referencia en 1 segundo aproximadamente. De la misma manera se tiene una perturbación en el tiempo de 11 segundos que provoca un sobre pico de -10 grados centígrados y al igual que el caso anterior, el controlador logra alcanzar nuevamente la referencia en 1 segundo aproximadamente.

Por lo dicho anteriormente se puede concluir que todos los controladores funcionan correctamente y de manera eficiente.



**Figura 37.** Curva de respuesta de la temperatura ante perturbaciones en el sistema con circuito de descarga simulado en PLECs

### 3.1.4 DISEÑO DE PCBS DE ELECTRÓNICA DE POTENCIA (CONVERSORES, GATE DRIVERS, AISLAMIENTO, PROTECCIONES, CARGAS)

A continuación, se presenta los diseños de las placas PCBs, así como los esquemáticos de los circuitos de control y potencia realizados en el software Altium.

#### 3.1.4.1 Etapa de rectificación

La primera etapa del horno de inducción es la etapa de rectificación, en esta etapa se implementa un puente de diodos para rectificar la señal AC de voltaje proveniente de la fuente de 110 Vac. Su esquemático se lo puede ver en la figura 38 y está compuesto por 4 diodos de potencia y dos borneras para la conexión de la entrada y salida de la señal rectificada.

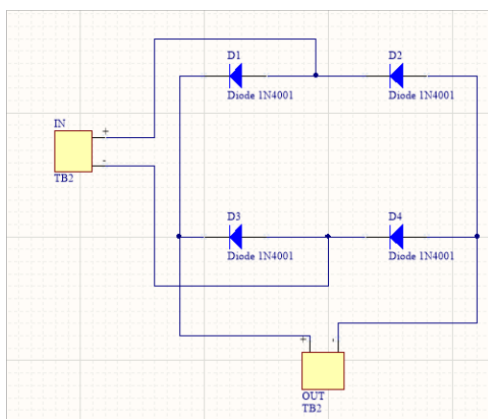


Figura 38. Diseño puente de diodos, esquemático

Después dicho esquemático se lo implementa en una placa PCB y al final se le añade una malla a tierra para evitar en lo posible el ruido. Su implementación se lo puede ver en la figura 39 y 40.

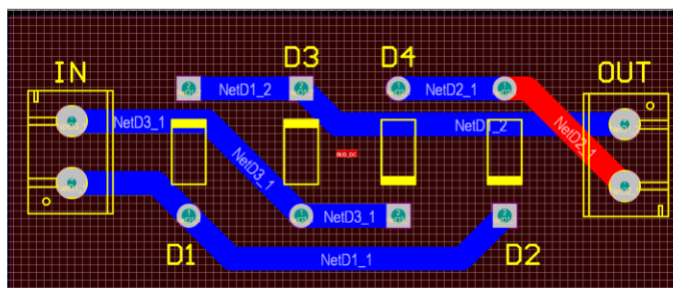
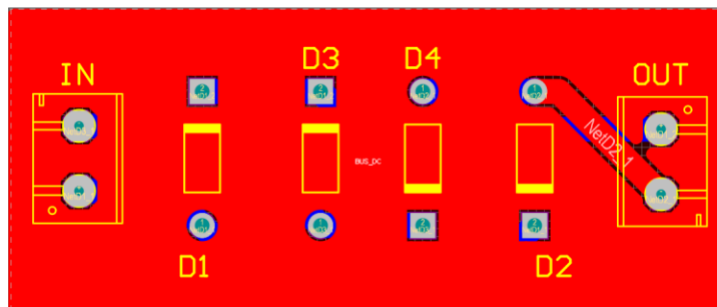


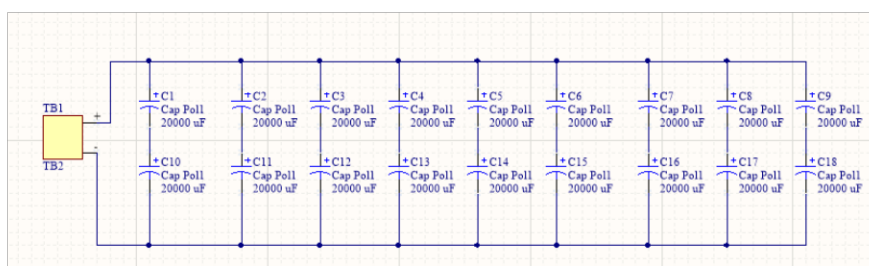
Figura 39. Diseño puente de diodos, placa PCB



**Figura 40.** Diseño puente de diodos, placa PCB con malla tierra

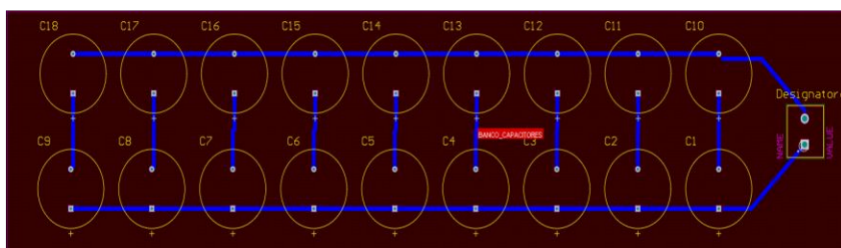
### 3.1.4.2 Bus – DC

Luego para completar la etapa de rectificación se utiliza un condensador o en nuestro caso un banco de capacitores el cual tiene la función de disminuir en lo posible el rizado en la señal rectificada. Su esquemático se lo puede visualizar en la figura 41 y está compuesto por 9 capacitores de 10000 uF.

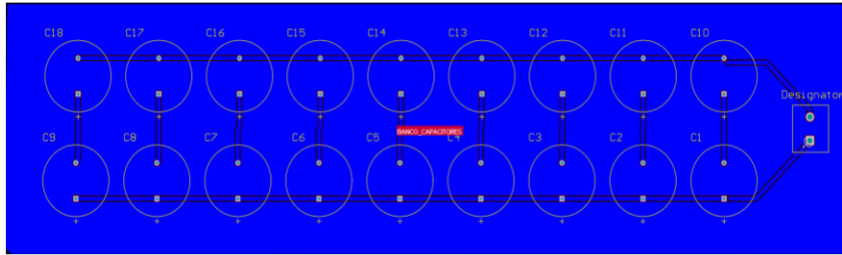


**Figura 41.** Diseño de banco de capacitores, esquemático

Luego dicho esquemático se lo implementa en una placa PCB y al final se le añade una malla a tierra para evitar en lo posible el ruido. Su implementación se lo puede ver en la figura 42 y 43



**Figura 42.** Diseño de banco de capacitores, placa PCB



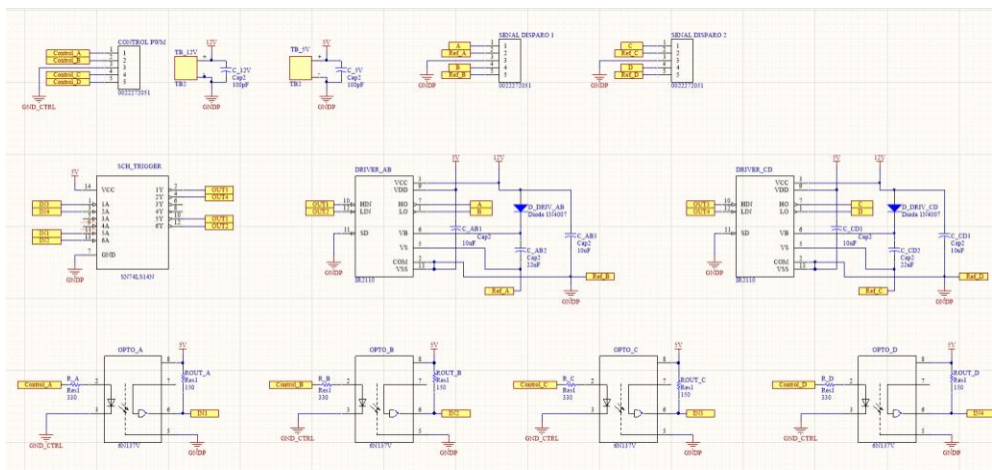
**Figura 43.** Diseño de banco de capacitores, placa PCB con malla a tierra

### 3.1.4.3 Placa de control

Para la realización de esta placa se colocó un aislamiento óptico con el fin de dividir la parte de potencia con la parte de control que llega desde el microcontrolador, para dicho aislamiento, se utilizó 4 opto-nand con sus respectivas resistencias.

Posteriormente las señales que pasan a través del aislamiento por medio de las opto-nand ingresan en un schmitt trigger el cual tiene la función de formar y rectificar las señales de salida PWM de disparo ya que al colocar el aislamiento dichas señales tienden a generar sobre picos o a su vez provocan una inclinación en la subida del pulso.

Luego las señales son enviadas a los transistores de potencia por medio de un gate driver para cada señal y de esta manera se asegura su conmutación en el encendido y apagado. Su esquemático se lo puede visualizar en la figura 44.



**Figura 44.** Diseño de la placa de control, esquemático

Luego dicho esquemático se lo implementa en una placa PCB y al final se le añade una malla a tierra para evitar en lo posible el ruido. Su implementación se lo puede ver en la figura 45 y 46.

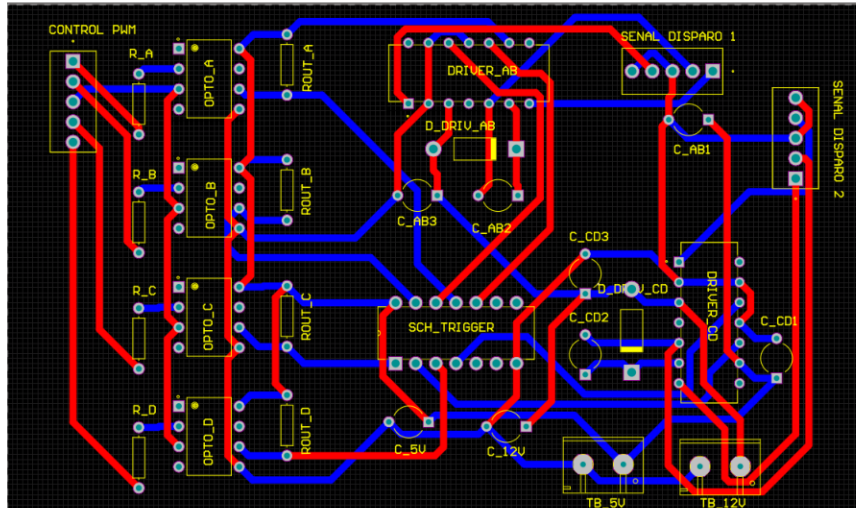


Figura 45. Diseño de la placa de control, placa PCB

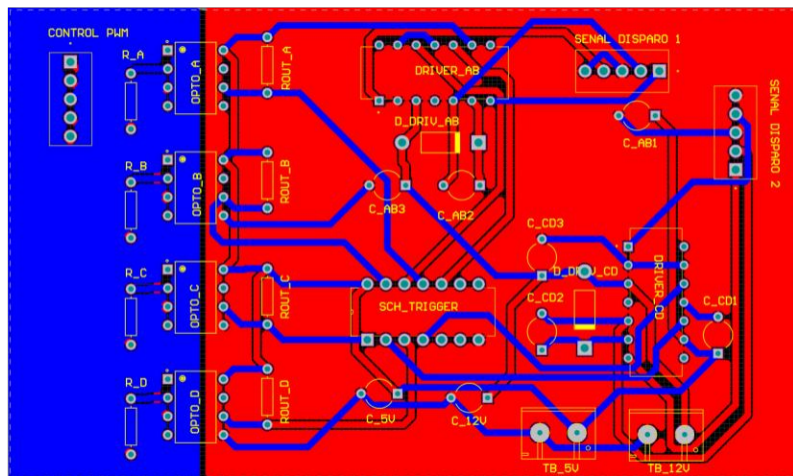
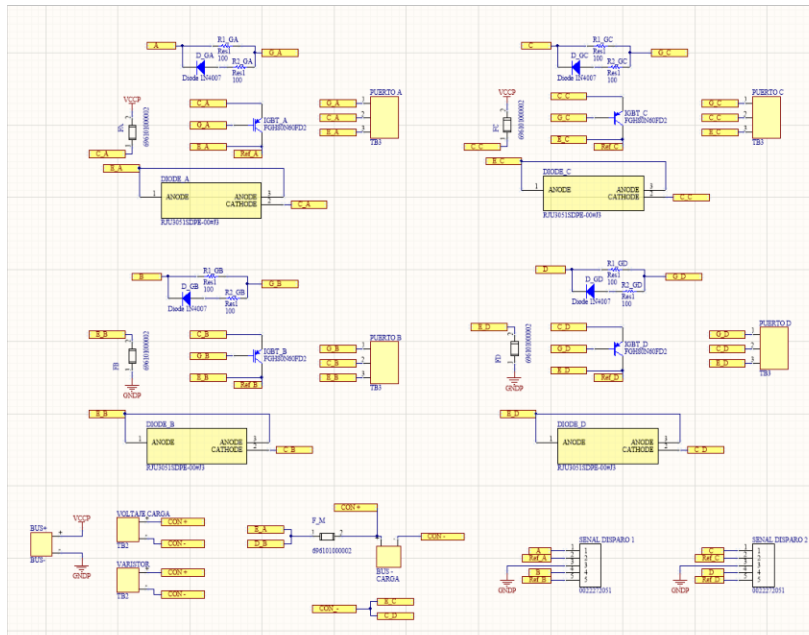


Figura 46. Diseño de la placa de control, placa PCB con malla a tierra

### 3.1.4.4 Placa de Potencia

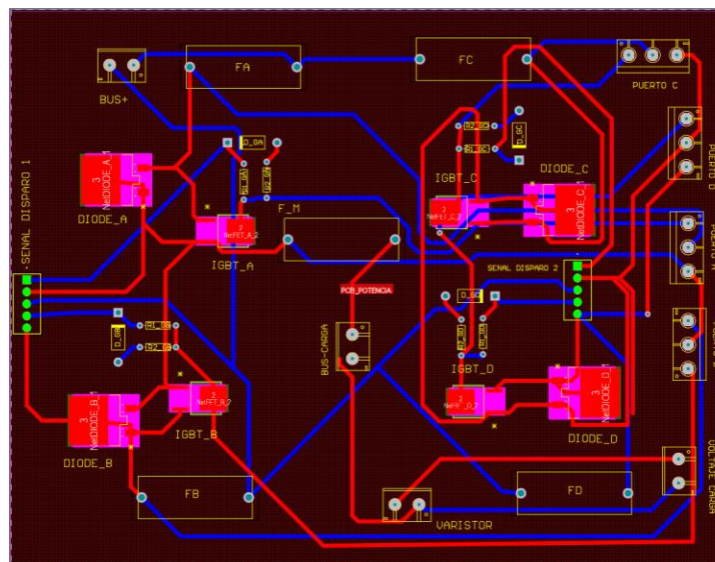
En la placa de potencia se tiene a la entrada una bornera de cuatro entradas para que ingresen las señales de control hacia los transistores de potencia, además se colocó fisibles para cada línea en donde ingresan las señales hacia los transistores de potencia. También se colocó una bornera para el ingreso de la señal del bus DC y otra bornera para conectar el circuito resonante. En el caso de que algún transistor de potencia deje de funcionar correctamente, se colocó borneras para medir el voltaje en cada transistor y por último un varistor para limitar los picos de voltaje. En la figura 47 se puede visualizar su esquemático.



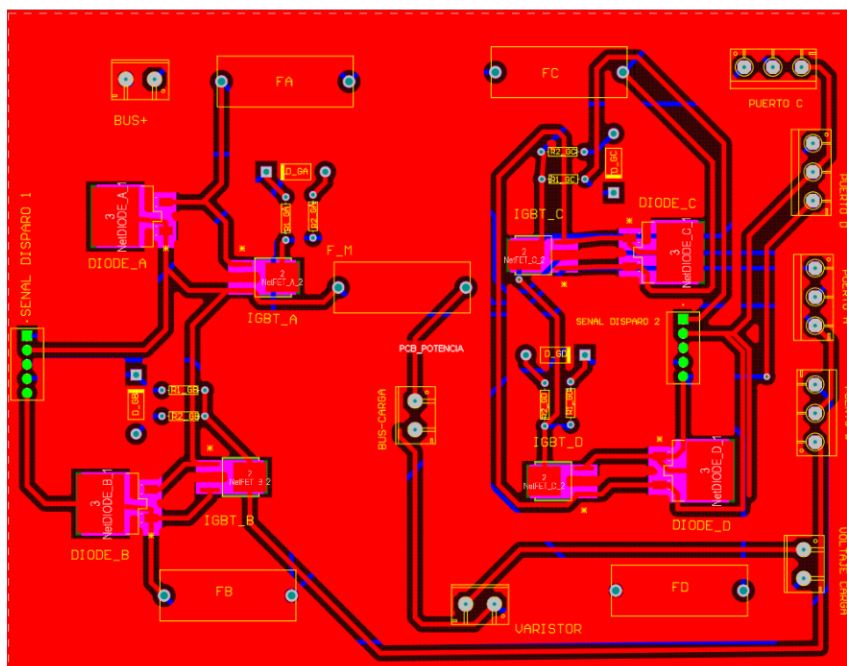


**Figura 47.** Diseño de la placa de Potencia, esquemático

De igual manera que en los casos anteriores, se implementó una placa PCB y al final se le añade una malla a tierra para evitar en lo posible el ruido. Su implementación se lo puede ver en la figura 48 y 49.



**Figura 48.** Diseño de la placa de Potencia, placa PCB



**Figura 49.** Diseño de la placa de Potencia, placa PCB con malla a tierra

### 3.1.5 INTERFAZ GRÁFICA DEL USUARIO EN EL SOFTWARE SIMULINK

La interfaz gráfica para el usuario (HMI) se lo realizó en el software Matlab/Simulink por medio de la herramienta Dashboard, en dicha interfaz se han colocado Plots y display que sirven de guía para que el usuario pueda visualizar el avance de la temperatura en el tiempo y a su vez también pueda visualizar la corriente y potencia que se está consumiendo en ese momento. También se ha colocado cuatro secciones en donde el usuario pueda programar cambios de temperatura en el tiempo que lo desee y finalmente se ha colocado dos display que indican el valor de los índices de desempeño.

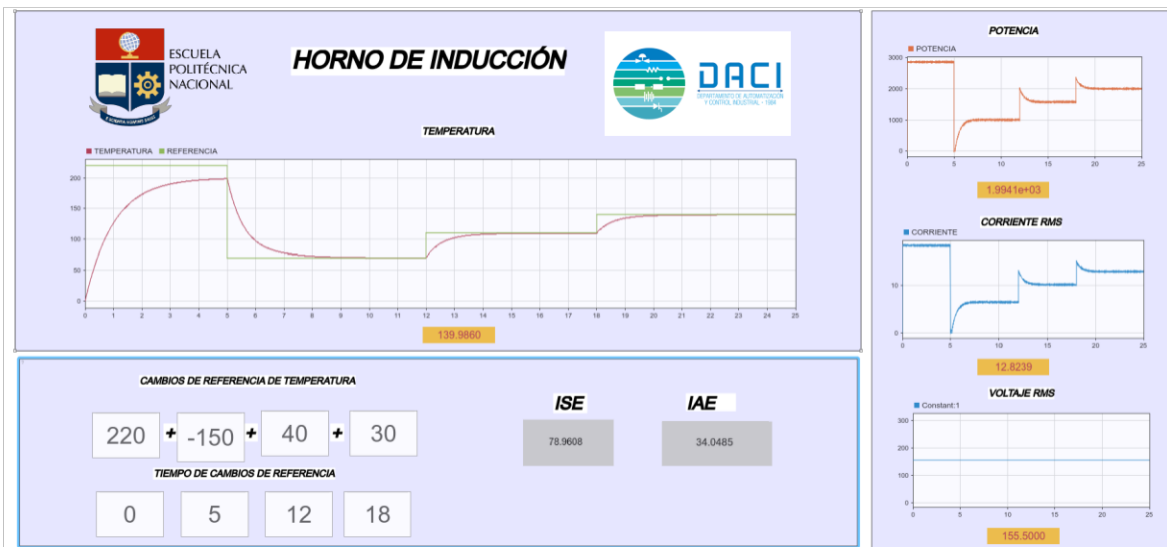
Para presentar los resultados se van a explicar diferentes ejemplos en donde se va a comprobar el funcionamiento del control cascada realizado y el funcionamiento de la interfaz HMI.

En la figura 50 se realizó los cambios de referencia en un sistema que aún no estaba con corrección del anti-windup para visualizar el efecto de retraso que este provoca cuando se coloca una referencia de temperatura superior al límite el cual es de 200 °C, dicho retraso se da a los 5 segundos cuando se efectúa el primer cambio de referencia.



**Figura 50.** Interfaz gráfica para el usuario con cambios de referencia sin corregir anti-windup simulado en Simulink

Luego en la figura 51 se realizó los mismos cambios de referencia que en la figura 50 pero en este caso el sistema ya cuenta con la corrección ante un anti-windup por lo tanto ya no se genera el retraso en el tiempo 5 segundos y sigue la referencia de manera rápida sin sobre picos ni oscilaciones.



**Figura 51.** Interfaz gráfica para el usuario con cambios de referencia con corrección de anti-windup simulado en Simulink

En la figura 52 se presentan diferentes cambios de referencia de temperatura para corroborar el funcionamiento correcto del sistema y se puede observar que, tanto para cambios de referencia positivos como para cambios de referencia negativos, la temperatura siempre alcanza la referencia sin presentar sobre picos.

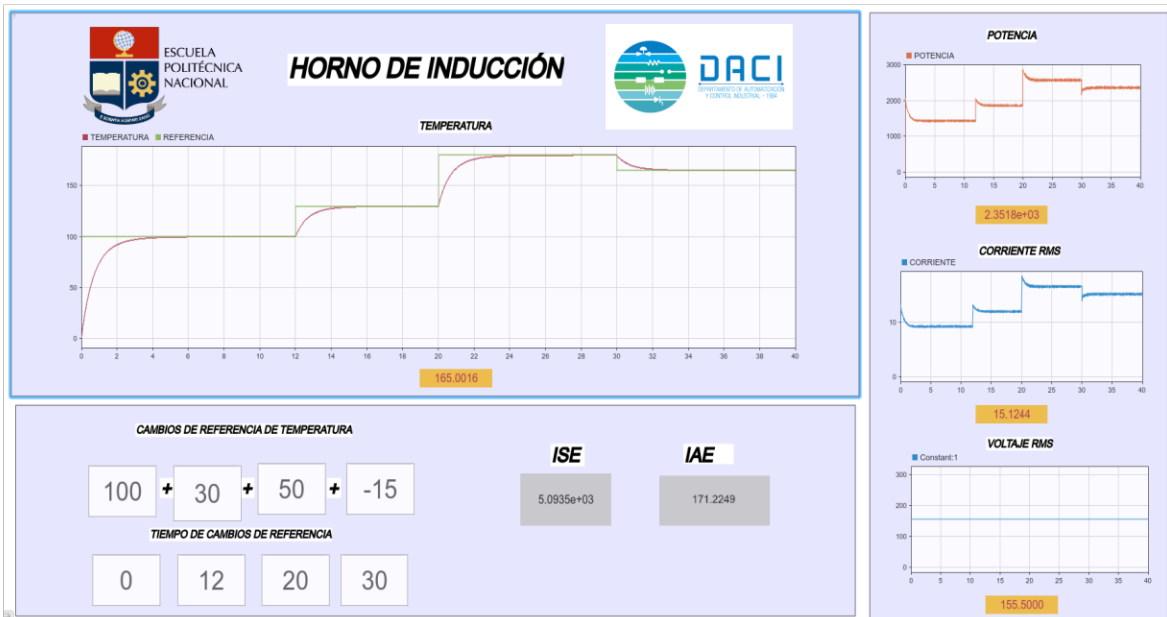




**Figura 52.** Interfaz gráfica para el usuario con cambios de referencia con corrección de anti-windup simulado en Simulink

En la figura 53 se presenta distintos niveles de cambios de referencia para posteriormente cambiar la carga en el horno de inducción y visualizar cual es el efecto que causa al aumentar la carga.

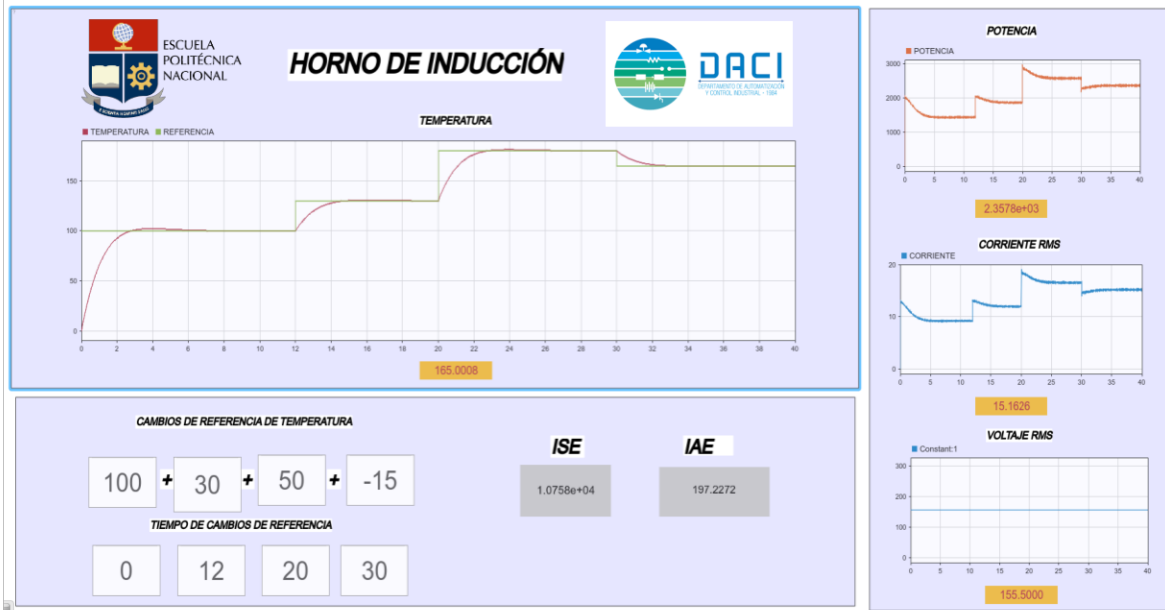
Como se puede observar en este caso la temperatura se llega a estabilizar en aproximadamente 4 segundos en cada cambio de referencia a excepción del último caso que se estabiliza en dos segundos. También se puede observar que la potencia máxima que se alcanza para estos cambios de referencia es de 2.9 Kw.



**Figura 53.** Interfaz gráfica para el usuario con cambios de referencia con carga 1 simulado en Simulink

Luego como se había mencionado en la figura anterior, para la figura 54 se tienen los

mismo niveles de cambios de referencia que en la figura 53 con la diferencia de que ahora se aumentó un poco la carga en el horno de inducción y se puede observar que ahora el tiempo de estabilización de la temperatura está entre 6 y 7 segundos con lo cual se verifica que el tiempo de estabilización de la temperatura depende también de la carga que se le coloque al horno, sin embargo el funcionamiento del horno sigue siendo adecuado ya que no presenta oscilaciones y si llega a la referencia. También se puede observar que la potencia máxima que alcanza es de 3 kW.



**Figura 54.** Interfaz gráfica para el usuario con cambios de referencia con carga 2 simulado en Simulink

### 3.1.6 ANÁLISIS DE LOS ÍNDICES DE DESEMPEÑO DEL SISTEMA

Los índices de desempeño son utilizados para evaluar el desempeño o rendimiento de un sistema de control de una forma cuantitativa, a su vez existen distintos tipos de índices de desempeño y cada uno evalúa de distinta forma empleando diferentes criterios de error los cuales están referidos a la integral del error. Para este proyecto se ha escogido trabajar con dos índices de desempeño los cuales son:

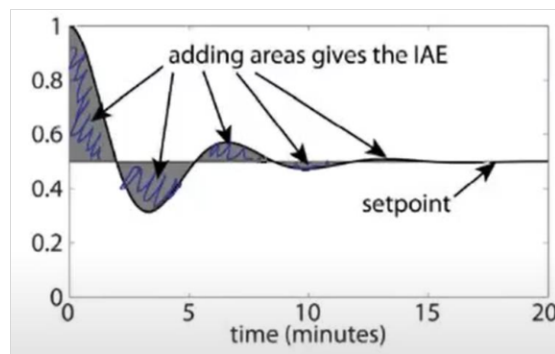
El criterio de la integral del valor absoluto del error (IAE)

$$IAE = \int_0^T |e(t)| dt \quad (24)$$

El criterio de la integral del error al cuadrado (ISE)

$$ISE = \int_0^T e^2(t)dt \quad (25)$$

El criterio de la integral del error al cuadrado (ISE) sirve para diferenciar de sistemas muy sobre amortiguados y sub amortiguados. Por otro lado, el criterio de la integral del valor absoluto del error (IAE) por el hecho de ser valor absoluto del error, siempre va a ir sumando los valores del error hasta el punto donde llega a estabilizarse como se indica en la figura 55.



**Figura 55.** Error que mide el índice de desempeño IAE

A continuación se presenta en la primera tabla los valores de los índices de desempeño para cada lazo de control de forma individual, el índice de desempeño ISE tanto para la corriente y para la potencia tienen valores bajos lo cual quiere decir que el control es rápido y no tiene pendientes bruscas por otro lado en la temperatura se tiene un valor un poco mayor debido a sus características de control es decir al inicio presenta una pendiente agresiva ya que intenta controlar de manera rápida y posteriormente se estabiliza en un valor. En cuanto a los valores del índice de desempeño IAE se puede observar que todos sus valores son bajos lo cual quiere decir que la curva no tiene oscilaciones grandes y su tiempo de estabilización es rápida.

**Tabla 1.** Índices de desempeño sistema individual

Índices de desempeño	de Controlador corriente PI	de Controlador potencia PI	de Controlador temperatura PI
ISE	1.5142	1.9450	35.55
IAE	0.1375	0.1368	2.611

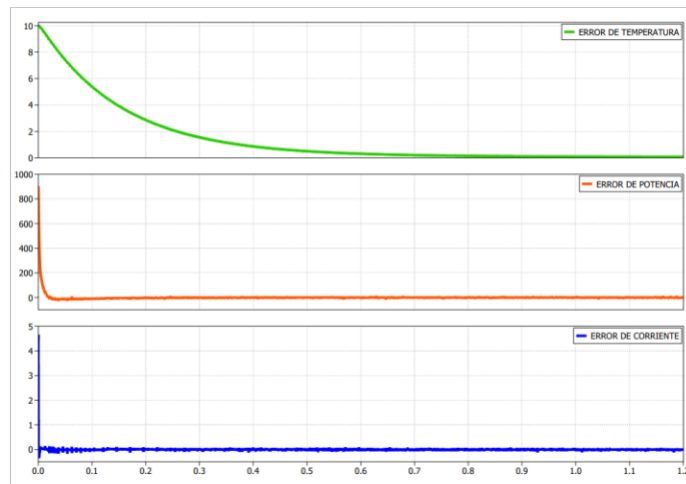
La segunda tabla presenta los índices de desempeño del sistema en cascada, es decir ahora el pre controlador de todo el sistema es la temperatura la cual se sabe que es una

variable lenta, por lo tanto, el sistema llega a estabilizarse en un mayor tiempo y esto también influye en los índices de desempeño.

**Tabla 2.** Índices de desempeño sistema cascada

Índices de desempeño	Controlador de corriente PI	Controlador de potencia PI	Controlador de temperatura PI
ISE	0.0045	123.88	35.55
IAE	0.0098	3.69	2.611

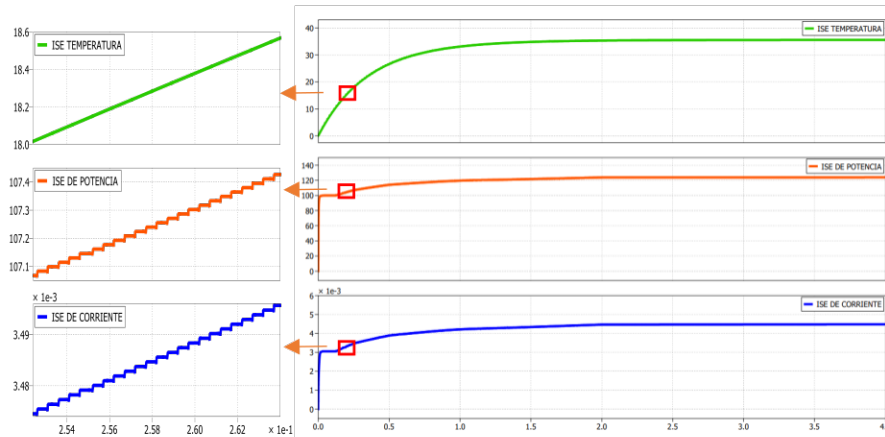
Para el análisis de los índices de desempeño en el sistema de control cascada se ha graficado el error en el lazo de corriente, en el lazo de potencia, y en el lazo de temperatura en función del tiempo como se muestra en la figura 56.



**Figura 56.** Error de corriente, potencia y temperatura

Como se observa en la figura 56, en cada lazo de control se tiene un sobre pico de error al inicio con respecto a la referencia, como era de esperarse ya que al inicio la diferencia entre la referencia y la señal medida es de un 100%, y posteriormente cuando la respuesta se iguala a la referencia en un cierto tiempo de establecimiento el error se vuelve cero.

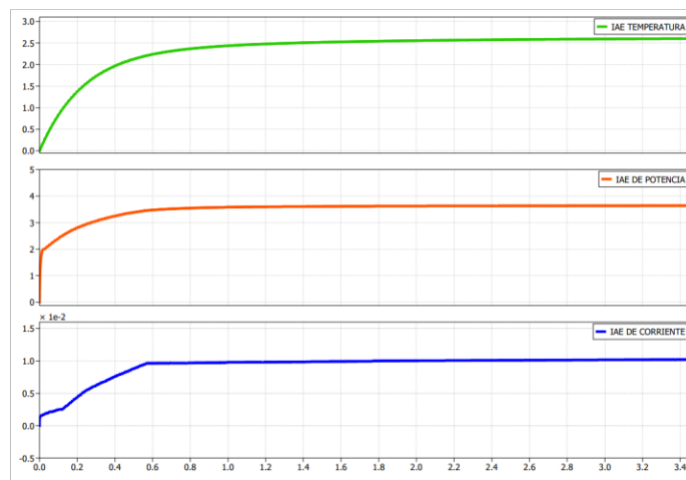
Tomando en cuenta lo dicho anteriormente, por medio de la figura 57 se puede decir que el índice de desempeño ISE presenta una pendiente agresiva al inicio tanto para el controlador de corriente, potencia y temperatura, posteriormente se llega a estabilizar en un corto tiempo, en el caso de la temperatura en aproximadamente 4 segundos en donde la media del error es cero.



**Figura 57.** Índice de desempeño ISE de la corriente, potencia y temperatura

En la figura 58 se tiene la gráfica del índice de desempeño IAE en donde se puede observar que el error va acumulándose gradualmente por su definición de valor absoluto hasta llegar a un punto en donde el error tiende a cero y la pendiente de la curva disminuye hasta un valor muy cercano a cero.

Por los valores bajos obtenidos en el índice de desempeño IAE y por su corto tiempo de establecimiento se puede decir que el sistema tiene controlabilidad.



**Figura 58.** Índice de desempeño IAE de la corriente, potencia y temperatura

## 3.2 CONCLUSIONES

- Se realizó una revisión bibliográfica encontrándose buena información sobre sistemas térmicos la cual fue muy importante e informativa para la presente aplicación.
- Se desarrolló el modelo matemático del sistema eléctrico y del sistema térmico de un horno de inducción, y se calculó los parámetros eléctricos adecuados para el correcto funcionamiento del sistema en general.
- Se implementó el control en lazo abierto del sistema donde se obtuvo una corriente de salida sinusoidal a la frecuencia de resonancia del sistema.
- Se realizó la validación del sistema eléctrico-electrónico del horno de inducción con el modelo matemático y se obtuvo salidas idénticas entre los dos sistemas, dicha salida representa la corriente que circula por el circuito resonante a alta frecuencia.
- Se midió la frecuencia de la corriente de salida que circula por el circuito resonante RLC en donde se obtuvo una frecuencia aproximada de 10 kHz, dicho valor de frecuencia forma parte del objetivo de diseño, por tal motivo se puede decir que se dimensionó correctamente los parámetros eléctricos.
- Se realizó el diseño de los reguladores para la implementación del control cascada de temperatura la cual se dividió en tres lazos de control (lazo de corriente, lazo de potencia, lazo de temperatura) ajustados para que el horno de inducción trabaje a una potencia máxima de 4kW.
- Se realizó el cálculo de saturadores para ser implementados en los reguladores con el fin de que no sobrepasen los valores de los parámetros de diseño.
- Se simuló el lazo de corriente del control en lazo cerrado y después de realizar una sintonización al controlador de corriente, se observó que la respuesta de corriente siempre alcanza la referencia en un tiempo de establecimiento dentro de los requerimientos de diseño, sin presentar sobre picos y con buena respuesta ante perturbaciones, logrando así estabilizarse de manera rápida.
- Una vez comprobado el correcto funcionamiento del control de corriente en lazo cerrado, se simuló el lazo de potencia del control en lazo cerrado y se observó que la respuesta de potencia ante cambios de referencia tiene un tiempo de estabilización dentro de los requerimientos de diseño, presenta un pequeño

sobre pico del 2% respecto a la referencia y ante perturbaciones se estabiliza de manera rápida.

- Una vez comprobado el correcto funcionamiento del control de potencia en lazo cerrado, se simuló el lazo de temperatura del control en lazo cerrado y se observó que la respuesta de temperatura ante cambios de referencia tiene un tiempo de estabilización dentro de los requerimientos de diseño, no presenta sobre picos y ante perturbaciones se estabiliza de manera rápida.
- Se elaboró una interfaz (HMI) en la cual se pueda visualizar el comportamiento de la temperatura y sus cambios de referencia. Además, se puede configurar cambios de referencia y perturbaciones en el tiempo, según requerimientos del usuario.
- Se diseñó las placas de control y las placas de potencia utilizando los elementos seleccionados de acuerdo las características obtenidas mediante el cálculo de los parámetros para su posterior implementación.

### **3.3 RECOMENDACIONES**

- El tiempo de estabilización de la temperatura depende de la carga que se coloque en el horno de inducción por tal motivo de acuerdo con la carga que se coloque en el horno se demorará más o menos tiempo en alcanzar la referencia de temperatura, la variable que controla este comportamiento es  $\tau$  que en este caso se utilizó un valor de 1.
- Es recomendable no exceder los límites para el cual el horno fue diseñado que es una temperatura máxima de 200 °C.

## 4. REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Group GH, “Calentamiento por inducción”, Electrotermia, S.A.U.,2011. [En línea]. Disponible: <https://www.ghinduction.com/sobre-calentamiento-por-induccion/?lang=es>. [Accedido: 20-Nov-2021]
- [2] Muhammad H. Rashid, “Electrónica de Potencia circuitos, dispositivos y aplicaciones”, Pearson Educación, tercera edición, México: Prentice Hall, 2004, pp. 76-78.
- [3] A. Portilla, “Propuesta de nueva función PWM para circuitos inversores”, Benemérita Universidad Autónoma de Puebla, Puebla, 2017. [En línea]. Disponible: <https://repositorioinstitucional.buap.mx/handle/20.500.12371/174>.
- [4] J. Gélvez, “Metodología para la construcción de un horno de inducción electromagnética”, Universidad Industrial de Santander, Bucaramanga, Colombia, 2007. [En línea]. Disponible: <http://tangara.uis.edu.co/biblioweb/tesis/2007/125275.pdf>.
- [5] J. Hincapié, A. Trejos, M. Moncada, A. Escobar, “Electrónica de potencia para el calentamiento por inducción doméstico: revisión del estado del arte”, Universidad EAFIT, 2013. [En línea]. Disponible: [http://www.scielo.org.co/scielo.php?script=sci\\_arttext&pid=S1794-91652013000200014](http://www.scielo.org.co/scielo.php?script=sci_arttext&pid=S1794-91652013000200014).
- [6] J. Ribas, “Electrónica y Automatismos”, Universidad de Oviedo, 2015. [En línea]. Disponible: <https://slideplayer.es/slide/1103192/>.
- [7] V. García, “El puente- H (H-Bridge)”, Electrónica Práctica Aplicada, 2016. [En línea]. Disponible: <https://www.diarioelectronicohoy.com/blog/el-puente-h-h-bridge>. [Accedido: 15-Dic-2021]
- [8] H. Reyes, M. Montaña, “Modelamiento y control digital de temperatura para horno eléctrico”, Pontificia Universidad Javeriana, Bogotá, Colombia, 2010. [En línea]. Disponible: <https://repository.javeriana.edu.co/bitstream/handle/10554/7044/tesis489.pdf>.
- [9] S. Moya, “Aplicación de control en cascada de Temperatura-Temperatura en un reactor de planta piloto”, InTech, Isamex, México. [En línea]. Disponible: [https://www.isamex.org/intechmx/index.php/2017/03/17/articuloprincipal/#:~:text=El%20control%20en%20cascada%20es,\)%20\(ver%20%EF%AC%81gura%203](https://www.isamex.org/intechmx/index.php/2017/03/17/articuloprincipal/#:~:text=El%20control%20en%20cascada%20es,)%20(ver%20%EF%AC%81gura%203) ). [Accedido: 15-Dic-2021]



- [10] W. González, “Análisis de las técnicas modernas de modulación aplicadas a los sistemas CD/CA”, Universidad Politécnica Salesiana, Cuenca, Ecuador, 2012. [En línea]. Disponible: <https://docplayer.es/19050539-Universidad-politecnica-salesiana-carrera-de-ingenieria-electronica-analisis-de-las-tecnicas-modernas-de-modulacion-aplicadas-a-los-sistemas-cd-ca.html>.
- [11] D. Ribeiro, “James Prescott Joule”, Revista de Ciencia Elementar, 2014. [Online]. Available: [https://www.fc.up.pt/pessoas/jfgomes/pdf/vol\\_2\\_num\\_4\\_95\\_art\\_jamesJoule.pdf](https://www.fc.up.pt/pessoas/jfgomes/pdf/vol_2_num_4_95_art_jamesJoule.pdf).
- [12] F. Encarnación Ramos, E. Loayza Loaiza, “Diseño y construcción de un horno a inducción eléctrica para fundición de bronce, laboratorio de la Universidad Tecnológica Equinoccial campus Santo Domingo”, UTE, Santo Domingo, Ecuador, 2013. [En línea]. Disponible: <http://repositorio.ute.edu.ec/handle/123456789/19355>.
- [13] C. A. Sanabria, O. M. Hernández, “Modelado y control de un prototipo de inversor monofásico tipo puente completo”, Universidad de Pamplona, Boyacá, Colombia, 2011. [En línea]. Disponible: [http://www.unipamplona/portallG/home\\_40/recursos/03\\_v13\\_18/revista\\_17/03122011/19.pdf](http://www.unipamplona/portallG/home_40/recursos/03_v13_18/revista_17/03122011/19.pdf).
- [14] G. Segura, “Induction heating converter`s desing, control and modeling applied to continuous wire heating”, tesis doctoral, Universiat Politécnica de Catalunya, Barcelona, España, 2012. [Online]. Available: <https://upcommons.upc.edu/bitstream/handle/2117/94610/TGMS1de1.pdf>.
- [15] A. Acevedo, “Metodología para la construcción de un horno de inducción electromagnética”, Universidad Industrial de Santander, Bucaramanga, Colombia, 2007. [En línea]. Disponible: <http://tangara.uis.edu.co/biblioweb/tesis/2007/125275.pdf>.
- [16] W. H. Agudelo, “Diseño y construcción de un sistema automático de control de temperatura para un horno industrial”, Universidad Tecnológica de Pereira, 2007. [En línea]. Disponible: <https://1library.co/document/qvl6x1ry-diseno-construccion-sistema-automatico-control-temperatura-horno-industrial.html>.
- [17] Texas Instruments, “Sensor de corriente de efecto Hall aislado TMCS1107”, Digi-Key, 2021. [Online]. Available: <https://www.digikey.com/es/product-highlight/t/texas-instruments/tmcs1107-420-v-isolated-hall-effect-current-sensor>.

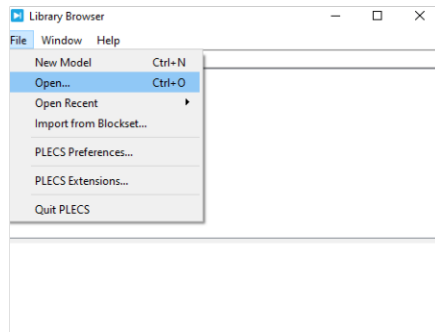
- [18] J. Mayné, "Sensores acondicionadores y procesadores de señal", SILICA, 2003. [Online]. Available: [http://arantxa.ii.uam.es/~gdrivera/robotica/h\\_datos/Sensores\\_Acond.pdf](http://arantxa.ii.uam.es/~gdrivera/robotica/h_datos/Sensores_Acond.pdf).
- [19] W. González, "Análisis de las técnicas modernas de modulación aplicadas a los sistemas CD/CA", UPS, Cuenca, Ecuador, 2012. [En línea]. Disponible: <https://dSPACE.ups.edu.ec/bitstream/123456789/3280/1/UPS-CT002536.pdf>.
- [20] S. Castaño, "Anti-Windup en un Control PID", control automático educación. [En línea]. Disponible: <https://controlautomaticoeducacion.com/control-realimentado/anti-windup-en-un-control-pid/>. [Accedido: 01- Dic-2021]
- [21] S. Castaño, "Índices de desempeño", control automático educación. [En línea]. Disponible: <https://controlautomaticoeducacion.com/control-realimentado/indices-de-desempeno/>. [Accedido: 010- Dic-2021]

## 5. ANEXOS

### ANEXO I

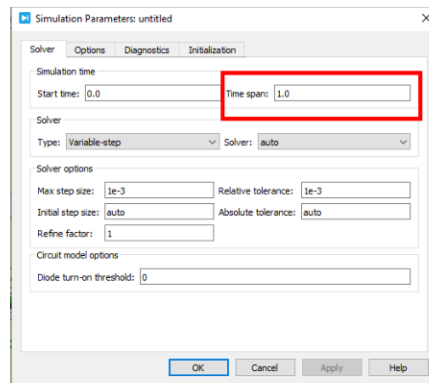
#### MANUAL DEL USUARIO

- Primero se debe abrir el programa en el software PLECS Standalone, para ello damos clic en “File” luego damos clic en “Open” y después escogemos el archivo del programa



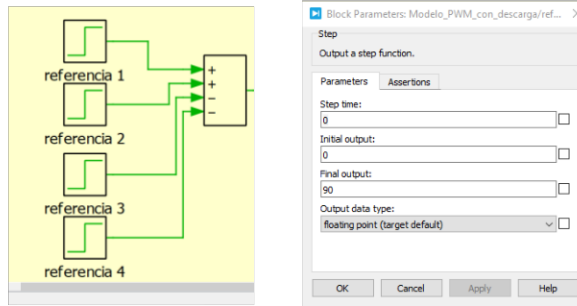
**Figura 59.** Inicio del software PLECS

- Luego se debe configurar el tiempo de simulación, para ello en la parte superior damos clic en “Simulation”, luego damos clic en “Simulation parameters” posteriormente se nos despliega la ventana mostrada en la figura 57 y en la parte superior derecha configuramos el tiempo de simulación que se desee.



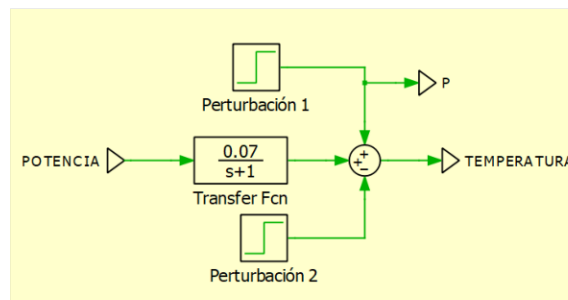
**Figura 60.** Ventana de configuración de parámetros

- Posteriormente en la parte del control cascada se deben configurar los cambios de referencia de temperatura que se desee realizar durante la simulación, en la figura 58 se observa el bloque para realizar el cambio de referencia, así como también los tiempos en que se van a ejecutar dichos cambios de referencia, se aconseja configurar mínimo 5 segundos entre cada cambio de referencia.



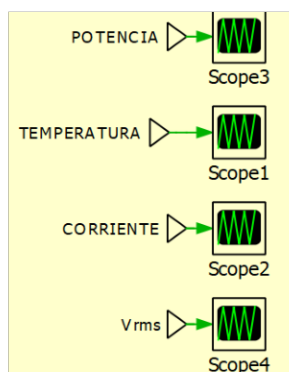
**Figura 61.** Configuración de cambios de referencia

- Si se desea también se pueden colocar perturbaciones las cuales se configuran en la parte del control cascada posterior al bloque de la función de transferencia de la temperatura. Se recomienda que dichas perturbaciones se coloquen en tiempos que sean diferentes a los tiempos en que se dan los cambios de referencia ya que si se cruzan estos tiempos no se podría observar en las gráficas las perturbaciones.



**Figura 62.** Configuración de perturbaciones en la temperatura

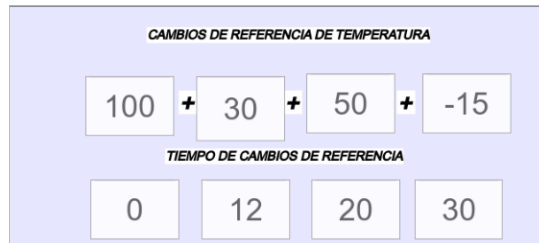
- Finalmente se manda a correr la simulación y por medio de scopes se pueden observar los diferentes parámetros como corriente, voltaje, potencia y temperatura.



**Figura 63.** Scopes de las variables controladas

- Respecto a la interfaz gráfica, primero se debe abrir el programa del HMI en el software Matlab/Simulink.

- Luego se deben configurar los cambios de referencia que se deseen colocar a la simulación, en la interfaz se pueden colocar hasta cuatro cambios de referencia y a cada cambio se le debe configurar el tiempo en que se dará este cambio de referencia como se puede observar en la figura 61.



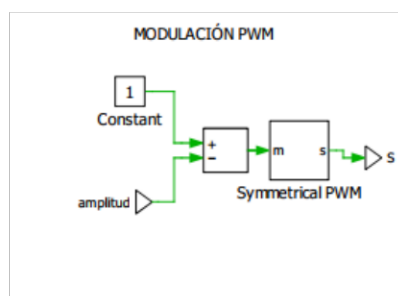
**Figura 64.** Cambios de referencia en la Interfaz HMI

- Por último, se simula y se observa la variación de la temperatura en el tiempo, así como también se puede observar el valor de los índices de desempeño del sistema.

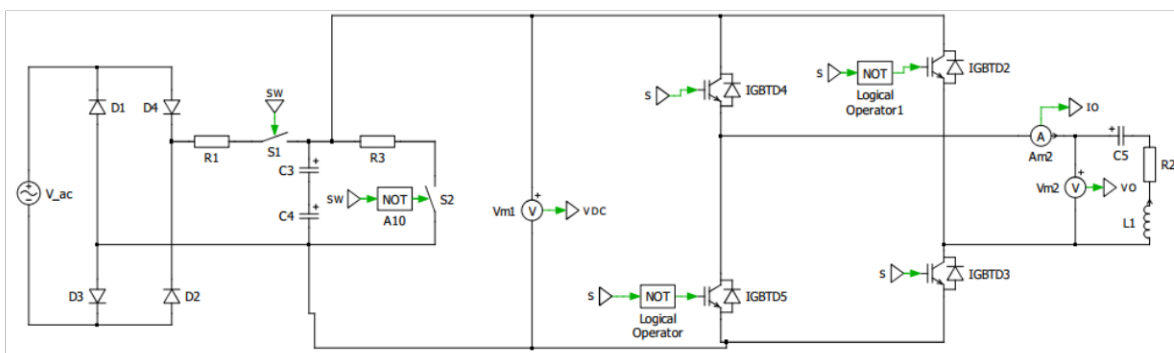
## ANEXO II

### MANUAL DEL PROGRAMADOR

**Modulación PWM :** Este tipo de modulación es utilizada para enviar la señal de pulsos hacia el puente H en donde se varía el duty cycle de la onda cuadrada por medio de la variable amplitud sin variar su frecuencia, la frecuencia de la onda cuadrada debe ser la frecuencia de resonancia que tenga la carga y de esta manera se logra controlar la corriente de salida.

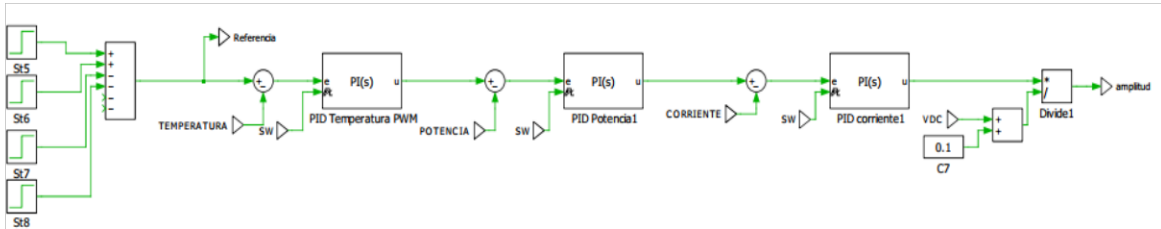


**Circuito inversor y circuito resonante:** El valor de la capacitancia en el bus DC se calculó de acuerdo con los valores de voltaje, frecuencia y rizado que se desea para la alimentación del circuito inversor, en dicho circuito ingresan los disparos de la modulación PWM, luego en el circuito resonante se genera una corriente a alta frecuencia, dicha frecuencia varía de acuerdo con el valor de la inductancia y capacitancia del circuito resonante, en nuestro caso se calculó los valores de dichos elementos para obtener una frecuencia de 10 kHz en la corriente.

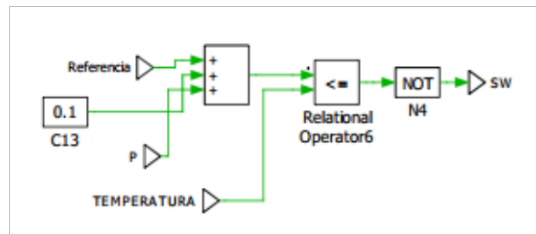


**Circuito de control cascada en lazo cerrado:** En el sistema de control cascada ingresa la referencia de temperatura, en nuestro caso se tiene cuatro diferentes referencias de temperatura, luego se tiene los controladores PI para la corriente, potencia y temperatura, en estos controladores a más de ingresar su respectiva entrada en cada uno, también

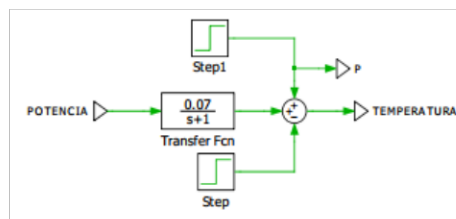
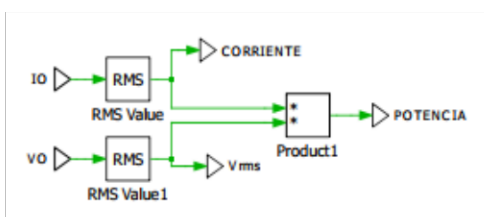
ingresa una variable “sw” la cual es la salida del bloque condicional, esta variable es la encargada de resetear los controladores y a su vez apagarlos cuando se tenga un cambio de referencia negativo, es decir una disminución de temperatura. También se han colocado valores de anti-windup en cada bloque de controlador PI para evitar retrasos en la acción de control.



**Bloque condicional:** Este bloque se programó de manera que se active la salida “sw” cuando la referencia de temperatura cambie a un valor inferior de la temperatura actual



**Función de transferencia de la temperatura:** La potencia que ingresa en el bloque de la función de transferencia de la temperatura se obtiene por medio de la multiplicación entre la corriente rms y el voltaje rms medido en el circuito resonante RLC, de esta manera se obtiene la salida de temperatura del sistema del horno de inducción.



# ANEXO III

## DATASHEETS

### Diodo de potencia 1N5404



## 1N5400 Thru 1N5408

### 3 AMP PLASTIC SILICON RECTIFIER

#### FEATURES

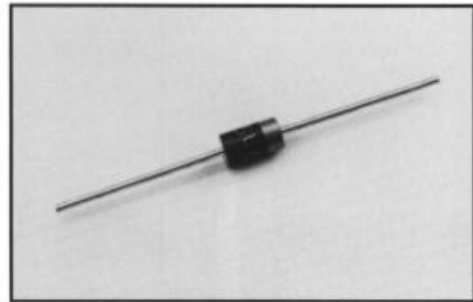
- Rating to 1000V PRV
- Low cost
- Diffused junction
- Low leakage
- Low forward voltage drop
- High current capability
- Easily cleaned with freon, alcohol, chloroethene and similar solvents
- UL recognized 94V-O plastic material

#### Mechanical Data

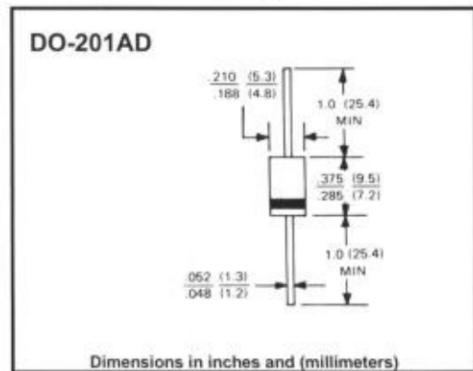
- Case: JEDEC DO-201AD
- Terminals: Axial leads, solderable per MIL-STD-202, Method 208
- Polarity: Color band denotes cathode
- Weight: 0.04 ounce, 1.1 grams
- Mounting Position: Any

#### Maximum Ratings & Characteristics

- Ratings at 25° C ambient temperature unless otherwise specified
- Single phase, half wave, 60Hz, resistive or inductive load
- For capacitive load, derate current by 20%



#### Outline Drawing



		1N5400	1N5401	1N5402	1N5403	1N5404	1N5405	1N5406	1N5407	1N5408	Units
Maximum Recurrent Peak Reverse Voltage	$V_{RRM}$	50	100	200	300	400	500	600	800	1000	V
Maximum RMS Voltage	$V_{RMS}$	35	70	140	210	280	350	420	560	700	V
Maximum DC Blocking Voltage	$V_{DC}$	50	100	200	300	400	500	600	800	1000	V
Maximum Average Forward Rectified Current, .500" (12.7mm) Lead Length	$I_{AV}$	3.0									A
Peak Forward Surge Current 8.3 ms Single Half-Sine-Wave Superimposed On Rated Load	$I_{FSM}$	200									A
Maximum Forward Voltage At 3.0A DC	$V_F$	1.0									V
Maximum DC Reverse Current At Rated DC Blocking Voltage	$I_R$	10									$\mu A$
		100									
Typical Junction Capacitance (Note 1)	$C_J$	50						25			pF
Typical Thermal Resistance (Note 2)	$R_{\theta JA}$	15									°C/W
Operating Temperature Range	$T_J$	-65 to +175									°C
Storage Temperature Range	$T_{STG}$	-65 to +175									°C

- Notes: 1. Measured at 1.0 MHz and applied reverse voltage of 4.0V DC  
2. Thermal resistance Junction to Ambient.

Collmer Semiconductor, Inc.



## IGBT - Field Stop 600 V, 40 A

### FGH80N60FD2

#### Description

Using novel field stop IGBT technology, ON Semiconductor's field stop IGBTs offer the optimum performance for induction heating and PFC applications where low conduction and switching losses are essential.

#### Features

- High Current Capability
- Low Saturation Voltage:  $V_{CE(sat)} = 1.8\text{ V (Typ.) @ } I_C = 40\text{ A}$
- High Input Impedance
- Fast Switching
- This Device is Pb-Free and is RoHS Compliant

#### Applications

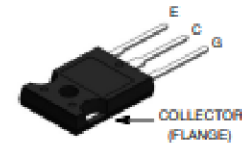
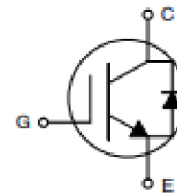
- Induction Heating, PFC



**ON Semiconductor®**

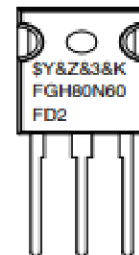
[www.onsemi.com](http://www.onsemi.com)

$V_{CES}$	$I_C$
600 V	40 A



TO-247-3LD  
CASE 340CK

#### MARKING DIAGRAM



SY	= ON Semiconductor Logo
&Z	= Assembly Plant Code
&3	= Numeric Date Code
&K	= Lot Code
FGH80N60FD2	= Specific Device Code

#### ORDERING INFORMATION

See detailed ordering and shipping information on page 2 of this data sheet.

## FGH80N60FD2

### ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Description	Ratings	Unit	
$V_{CES}$	Collector to Emitter Voltage	600	V	
$V_{GES}$	Gate-Emitter Voltage	$\pm 20$	V	
$I_C$	Collector Current	$T_C = 25^\circ\text{C}$	80	A
		$T_C = 100^\circ\text{C}$	40	A
$I_{CM}$ (Note 1)	Pulsed Collector Current	$T_C = 25^\circ\text{C}$	180	A
$P_D$	Maximum Power Dissipation	$T_C = 25^\circ\text{C}$	290	W
		$T_C = 100^\circ\text{C}$	118	W
$T_J$	Operating Junction Temperature	-55 to +150	$^\circ\text{C}$	
$T_{STG}$	Storage Temperature Range	-55 to +150	$^\circ\text{C}$	
$T_L$	Maximum Lead Temp. for Soldering Purposes, 1/8" from Case for 5 Seconds	300	$^\circ\text{C}$	

Stresses exceeding those listed in the Maximum Ratings table may damage the device. If any of these limits are exceeded, device functionality should not be assumed, damage may occur and reliability may be affected.

1. Repetitive rating: Pulse width limited by max. junction temperature.

### THERMAL CHARACTERISTICS

Symbol	Parameter	Typ.	Max.	Unit
$R_{\theta JC}$ (IGBT)	Thermal Resistance, Junction to Case	-	0.43	$^\circ\text{C/W}$
$R_{\theta JA}$ (Diode)	Thermal Resistance, Junction to Case	-	1.45	$^\circ\text{C/W}$
$R_{\theta JA}$	Thermal Resistance, Junction to Ambient	-	40	$^\circ\text{C/W}$

### PACKAGE MARKING AND ORDERING INFORMATION

Part Number	Top Mark	Package	Packing Method	Reel Size	Tape Width	Quantity
FGH80N60FD2TU	FGH80N60FD2	TO-247	Tube	N/A	N/A	30

### ELECTRICAL CHARACTERISTICS OF THE IGBT ( $T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
--------	-----------	-----------------	------	------	------	------

#### OFF CHARACTERISTICS

$BV_{CES}$	Collector-Emitter Breakdown Voltage	$V_{GE} = 0\text{ V}, I_C = 250\ \mu\text{A}$	600	-	-	V
$\Delta BV_{CES} / \Delta T_J$	Temperature Coefficient of Breakdown Voltage	$V_{GE} = 0\text{ V}, I_C = 250\ \mu\text{A}$	-	0.6	-	$\text{V}/^\circ\text{C}$
$I_{CES}$	Collector Cut-Off Current	$V_{CE} = V_{CES}, V_{GE} = 0\text{ V}$	-	-	250	$\mu\text{A}$
$I_{GES}$	G-E Leakage Current	$V_{GE} = V_{GES}, V_{CE} = 0\text{ V}$	-	-	$\pm 400$	nA

#### ON CHARACTERISTICS

$V_{GE(th)}$	G-E Threshold Voltage	$I_C = 250\ \mu\text{A}, V_{CE} = V_{GE}$	4.5	5.5	7.0	V
$V_{CE(sat)}$	Collector to Emitter Saturation Voltage	$I_C = 40\text{ A}, V_{GE} = 15\text{ V},$	-	1.8	2.4	V
		$I_C = 40\text{ A}, V_{GE} = 15\text{ V},$ $T_C = 125^\circ\text{C}$	-	2.05	-	V

#### DYNAMIC CHARACTERISTICS

$C_{iss}$	Input Capacitance	$V_{CE} = 30\text{ V}, V_{GE} = 0\text{ V},$ $f = 1\text{ MHz}$	-	2110	-	$\mu\text{F}$
$C_{oss}$	Output Capacitance		-	200	-	$\mu\text{F}$
$C_{res}$	Reverse Transfer Capacitance		-	80	-	$\mu\text{F}$

# Capacitor electrolítico 1000 uF

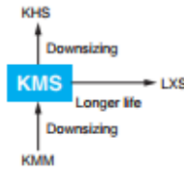


## LARGE CAPACITANCE ALUMINUM ELECTROLYTIC CAPACITORS

Downsized snap-ins, 105°C

### KMS Series *Upgrade!*

- The lower temperature range of the category temperature range has been expanded.
- For solar power generation
- Endurance with ripple current : 105°C 3,000 hours
- Rated voltage range : 160 to 600V<sub>ac</sub>
- Capacitance range : 47 to 3,300μF
- Non solvent resistant type
- RoHS2 Compliant



**600V Lineup!**



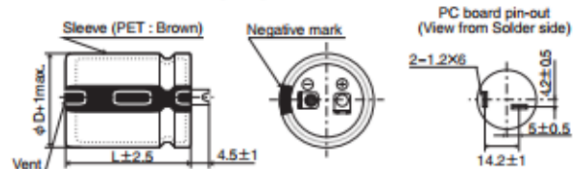
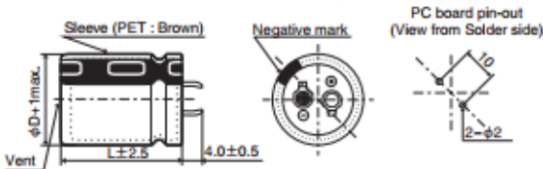
### ◆ SPECIFICATIONS

Items	Characteristics		
Category			
Temperature Range	-40 to +105°C (160 to 500V <sub>ac</sub> )	-25 to +105°C (550 to 600V <sub>ac</sub> )	
Rated Voltage Range	160 to 600V <sub>ac</sub>		
Capacitance Tolerance	±20% (M) (at 20°C, 120Hz)		
Leakage Current	I ≤ 3·C/V Where, I : Max. leakage current (μA), C : Nominal capacitance (μF), V : Rated voltage (V) (at 20°C after 5 minutes)		
Dissipation Factor (tan δ)	Rated voltage (V <sub>ac</sub> )	160 to 400V	420 to 600V
	tan δ (Max.)	0.15	0.20
Low Temperature Characteristics (Max. Impedance Ratio)	Rated voltage (V <sub>ac</sub> )	160 to 400V	420 to 600V
	Z(-25°C)/Z(+20°C)	4	8
Endurance	The following specifications shall be satisfied when the capacitors are restored to 20°C after subjected to DC voltage with the rated ripple current is applied (the peak voltage shall not exceed the rated voltage) for 3,000 hours at 105°C.		
	Capacitance change	≤ ±20% of the initial value	
	D.F. (tan δ)	≤ 200% of the initial specified value (600V <sub>ac</sub> : ≤ 300%)	
	Leakage current	≤ The initial specified value	
Shelf Life	The following specifications shall be satisfied when the capacitors are restored to 20°C after exposing them for 1,000 hours at 105°C without voltage applied. Before the measurement, the capacitor shall be preconditioned by applying voltage according to Item 4.1 of JIS C 5101-4.		
	Capacitance change	≤ ±15% of the initial value	
	D.F. (tan δ)	≤ 150% of the initial specified value	
	Leakage current	≤ The initial specified value	

### ◆ DIMENSIONS [mm]

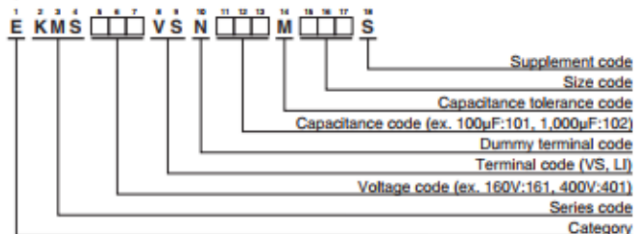
● Terminal Code : VS (φ22 to φ35) : Standard

● Terminal Code : LI (φ35)



The standard design has no plastic disc.

### ◆ PART NUMBERING SYSTEM



Please refer to "Product code guide (snap-in type)"

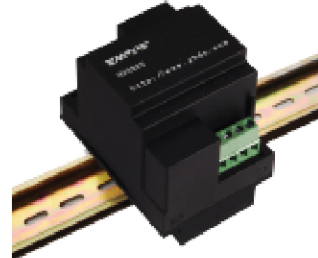
# Sensor de voltaje de efecto hall HV4825

## Hall voltage sensor



Model: HV4825

Sub-plate installation, Crimping terminal input/output;  
Current limiting resistance and sampling resistance built-in.  
Detect DC, AC and pulse voltage.



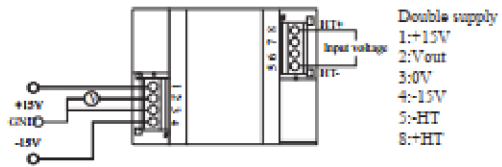
### Technical indicators:

- Flame resistance: UL94-V0
- Working temperature: -10~+70°C
- Storage temperature: -40~+85°C
- Dielectric strength: 3.5KV 50Hz 1min

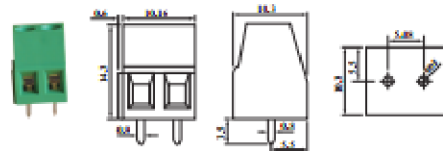
### Electrical parameters:

$V_P$	Rated input	$\approx 300$	V
$V_{PM}$	Input measured range	$\approx 450$	V
$V_{OUT}$	Rated output	$\approx 5$	V
X	Accuracy	1	%
$\epsilon_L$	Linearity	$< 0.1$	%
$V_C$	Supply voltage( $\pm 5\%$ )	$\approx 15$	V
$I_C$	Current consumption	$< 35$	mA
$R_L$	Load impedance	$> 10K$	$\Omega$
$V_{OFF}$	Zero offset(TA=25°C)	$\leq \pm 30$	mV
$T_R$	Response time		$\mu s$
N.W	Weight	219	g

### Connection Diagram:

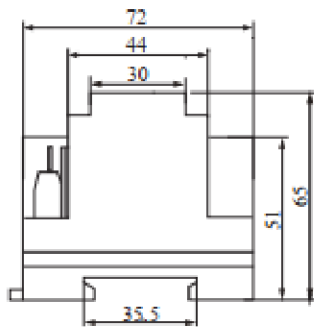


### connector schematic diagram:

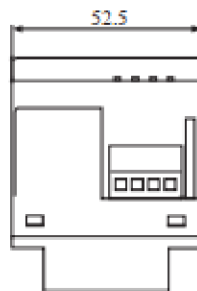


Secondary output way terminal straight PCB welding type, distance 5.08

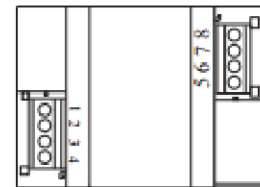
### Dimensions ( in mm ) :



Front view



Side view



Top view

## TMCS1107 3% Basic Isolation Hall-Effect Current Sensor With $\pm 420\text{-V}$ Working Voltage

### 1 Features

- Total error:  $\pm 1\%$  typical,  $\pm 3\%$  maximum,  $-40^\circ\text{C}$  to  $125^\circ\text{C}$ 
  - Sensitivity error:  $\pm 0.9\%$
  - Offset error: 40 mA
  - Offset drift: 0.2 mA/°C
  - Linearity error: 0.5%
- Multiple sensitivity options:
  - TMCS1107A1BAU: 50 mV/A
  - TMCS1107A2BAU: 100 mV/A
  - TMCS1107A3BAU: 200 mV/A
  - TMCS1107A4BAU: 400 mV/A
- Zero drift internal reference
- Bidirectional and unidirectional current sensing
- Operating supply range: 3 V to 5.5 V
- Signal bandwidth: 80 kHz
- 3-kV<sub>RMS</sub> isolation rating
- Robust 420-V lifetime working voltage
- Safety related certifications
  - UL 1577 component recognition program
  - IEC/CEB 62368-1

### 2 Applications

- Motor and load control
- Inverter and H-bridge current measurements
- Power factor correction
- Overcurrent protection
- DC and AC power monitoring

### 3 Description

The TMCS1107 is a galvanically isolated Hall-effect current sensor capable of DC or AC current measurement with high accuracy, excellent linearity, and temperature stability. A low-drift, temperature-compensated signal chain provides  $<3\%$  full-scale error across the device temperature range.

The input current flows through an internal 1.8-m $\Omega$  conductor that generates a magnetic field measured by an integrated Hall-effect sensor. This structure eliminates external concentrators and simplifies design. Low conductor resistance minimizes power loss and thermal dissipation. Inherent galvanic insulation provides a 420-V lifetime working voltage and 3-kV<sub>RMS</sub> basic isolation between the current path and circuitry. Integrated electrical shielding enables excellent common-mode rejection and transient immunity.

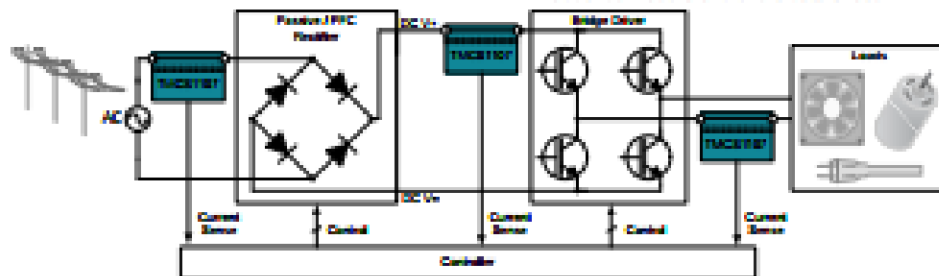
The output voltage is proportional to the input current with multiple sensitivity options. Fixed sensitivity allows the TMCS1107 to operate from a single 3-V to 5.5-V power supply, eliminates ratiometry errors, and improves supply noise rejection. The current polarity is considered positive when flowing into the positive input pin. Both unidirectional and bidirectional sensing variants are available.

The TMCS1107 draws a maximum supply current of 6 mA, and all sensitivity options are specified over the operating temperature range of  $-40^\circ\text{C}$  to  $+125^\circ\text{C}$ .

#### Device Information<sup>(1)</sup>

PART NUMBER	PACKAGE	BODY SIZE (NOM)
TMCS1107	SOIC (8)	4.90 mm × 3.90 mm

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

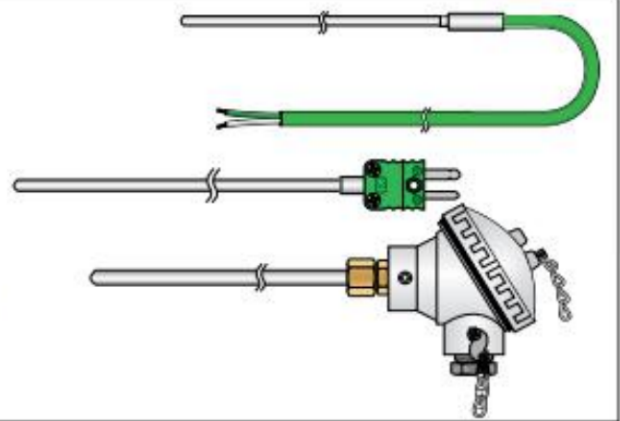


Typical Application

## Termopar tipo J

# Serie 12 Termopares de Aislamiento Mineral

- Rango de funcionamiento desde -200°C a +1400°C
- Alta precisión y estabilidad mantenida a lo largo de la vida útil
- Excelente respuesta y alta resistencia de aislamiento
- Posibilidad de suministrarse con certificado de calibración UKAS (reconocimiento mutuo con ENAC)
- Los cables utilizados en la fabricación de este tipo de sensores son conforme a las normativas IEC61515: 1995 y IEC60584 clase 2
- Disponible en varios tipos: K, T, J, N, E, R, S y B. Amplia diversidad de diámetros de vaina desde 0.25mm hasta 10.8mm, longitudes comprendidas desde pocos milímetros hasta 200metros o más dependiendo del diámetro seleccionado.
- Fácil instalación: pueden ser doblados, enrollados y conformados sobre la aplicación sin que por ello pierda prestaciones.
- La terminación de punta reducida nos permite la posibilidad de alojar el extremo de medida en espacios ajustados y obtener menor tiempo de respuesta en la medida



## Esquema Típico de Construcción

Se disponen de varios tipos de materiales de vaina con diámetros comprendidos entre 0.25mm y 10.8mm. Fabricadas en diferentes tipos de acero inoxidable, Inconel 600\*, Incoy 800\*, Cromo/Hierro, Hastelloy X\* y Nichrome D™. Las vainas se pueden suministrar impregnadas de un baño de fluoroplástico para utilización en ambientes corrosivos. Ideales en aplicaciones con condiciones extremas: altas vibraciones, alta presión/vacío... dentro de un amplio rango de temperaturas desde -200...1400°C.

La unión de medida se realiza mediante soldadura por arco en atmósfera inerte. El tipo de unión puede ser a masa (soldada a la vaina), aislada o expuesta.

Opcionalmente se puede seleccionar la terminación mediante cables de extensión de PVC, PFA, fibra de vidrio, cables armados, malla metálica...

Los conductores están aislados entre sí y con respecto a la vaina mediante polvo de óxido de magnesio compactado. La resistencia de aislamiento entre las conductores y la vaina es superior a 100Móhmicos.

Longitud de la vaina personalizada según requerimientos del cliente (desde unos pocos milímetros hasta 200metros o más dependiendo del diámetro).

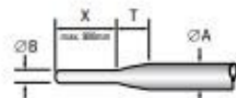
Amplio rango de racores de compresión ajustables fabricados en latón o acero inoxidable, rosca NPT o Gas para varios diámetros de vaina.

Diferentes tipos de terminaciones tales como casquillos, conectores, cabezales... etc. El sellado que se realiza nos garantiza que la vaina se mantenga hermética.

**Calidad asegurada:** cada solda es rigurosamente comprobada durante el ciclo de fabricación y verificada antes de su envío de acuerdo con la norma ISO 9001.

TC ofrece otros servicios adicionales tales como Calibración acreditada UKAS, inspección radiográfica, prueba de fuga de Helio.

### Punta Reducida



Los sensores con punta reducida proporcionan un mejor tiempo de respuesta, mayor robustez y firmeza. Este tipo de terminación combina dos técnicas que ofrecen importantes ventajas: por un lado, una vaina metálica larga y robusta de gran diámetro y por otro, una punta reducida de reducido diámetro con baja masa térmica que posibilita tiempos de respuesta rápidos. La transición progresiva de la vaina preserva la homogeneidad y calidad del sensor. La longitud de la vaina reducida (X) puede alcanzar los 90mm para diámetros comprendidos entre 1.5mm y 3.2mm. En esta tabla se puede observar las posibilidades de las reducciones típicas. Para otras posibles combinaciones contacte con nosotros.

### Longitud Aprox. de la Transición (T) para un Diámetro A (mm)

B	Longitud Aprox. de la Transición (T) para un Diámetro A (mm)						
	6.0mm	4.5mm	3.0mm	2.0mm	1.5mm	1.0mm	0.5mm
6.0mm	-	-	-	-	-	-	-
4.5mm	6	-	-	-	-	-	-
3.0mm	12	6	-	-	-	-	-
2.0mm	16	10	4	-	-	-	-
1.5mm	18	12	6	2	-	-	-
1.0mm	20	14	8	4	2	-	-
0.5mm	-	-	-	8	4	2	-





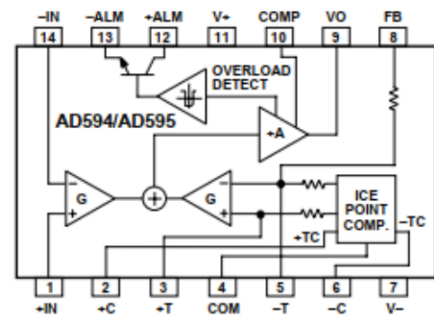
## Monolithic Thermocouple Amplifiers with Cold Junction Compensation

### AD594/AD595

#### FEATURES

- Pretrimmed for Type J (AD594) or Type K (AD595) Thermocouples
- Can Be Used with Type T Thermocouple Inputs
- Low Impedance Voltage Output: 10 mV/°C
- Built-In Ice Point Compensation
- Wide Power Supply Range: +5 V to ±15 V
- Low Power: <1 mW typical
- Thermocouple Failure Alarm
- Laser Wafer Trimmed to 1°C Calibration Accuracy
- Setpoint Mode Operation
- Self-Contained Celsius Thermometer Operation
- High Impedance Differential Input
- Side-Brazed DIP or Low Cost Cerdip

#### FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



#### PRODUCT DESCRIPTION

The AD594/AD595 is a complete instrumentation amplifier and thermocouple cold junction compensator on a monolithic chip. It combines an ice point reference with a precalibrated amplifier to produce a high level (10 mV/°C) output directly from a thermocouple signal. Pin-strapping options allow it to be used as a linear amplifier-compensator or as a switched output setpoint controller using either fixed or remote setpoint control. It can be used to amplify its compensation voltage directly, thereby converting it to a stand-alone Celsius transducer with a low impedance voltage output.

The AD594/AD595 includes a thermocouple failure alarm that indicates if one or both thermocouple leads become open. The alarm output has a flexible format which includes TTL drive capability.

The AD594/AD595 can be powered from a single ended supply (including +5 V) and by including a negative supply, temperatures below 0°C can be measured. To minimize self-heating, an unloaded AD594/AD595 will typically operate with a total supply current 160 µA, but is also capable of delivering in excess of ±5 mA to a load.

The AD594 is precalibrated by laser wafer trimming to match the characteristic of type J (iron-constantan) thermocouples and the AD595 is laser trimmed for type K (chromel-alumel) inputs. The temperature transducer voltages and gain control resistors

are available at the package pins so that the circuit can be recalibrated for the thermocouple types by the addition of two or three resistors. These terminals also allow more precise calibration for both thermocouple and thermometer applications.

The AD594/AD595 is available in two performance grades. The C and the A versions have calibration accuracies of ±1°C and ±3°C, respectively. Both are designed to be used from 0°C to +50°C, and are available in 14-pin, hermetically sealed, side-brazed ceramic DIPs as well as low cost cerdip packages.

#### PRODUCT HIGHLIGHTS

1. The AD594/AD595 provides cold junction compensation, amplification, and an output buffer in a single IC package.
2. Compensation, zero, and scale factor are all precalibrated by laser wafer trimming (LWT) of each IC chip.
3. Flexible pinout provides for operation as a setpoint controller or a stand-alone temperature transducer calibrated in degrees Celsius.
4. Operation at remote application sites is facilitated by low quiescent current and a wide supply voltage range +5 V to dual supplies spanning 30 V.
5. Differential input rejects common-mode noise voltage on the thermocouple leads.