

ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL

FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA

**PROYECTO: DISEÑO, SIMULACIÓN Y CONTROL EN LAZO CERRADO DE
TEMPERATURA EN HORNO POR MEDIO DE CONVERTIDORES
ESTÁTICOS**

**COMPONENTE: DISEÑO, SIMULACIÓN Y CONTROL EN LAZO CERRADO DE
TEMPERATURA DE UN MICROONDAS (MAGNETRÓN) POR MEDIO DE UN
CONVERTIDOR DC/DC FLYBACK**

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

INTY RAFAEL VACA PANAMÁ

inty.vaca@epn.edu.ec

DIRECTOR Dr.-Ing. PAUL MARCELO POZO PALMA

marcelo.pozo@epn.edu.ec

D. M, QUITO, Marzo 2024

CERTIFICACIONES

Yo, INTY RAFAEL VACA PANAMÁ 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.

INTY RAFAEL VACA PANAMÁ

Certifico que el presente trabajo de integración curricular fue desarrollado por INTY RAFAEL VACA PANAMÁ, bajo mi supervisión.

Dr.-Ing. Marcelo Pozo P.

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.

INTY RAFAEL VACA PANAMÁ

Dr.-Ing. MARCELO POZO PALMA

AGRADECIMIENTO

Quiero agradecer a mis padres Martha y Rafael por su apoyo en mi educación.

ÍNDICE DE CONTENIDO

CERTIFICACIONES	I
DECLARACIÓN DE AUTORÍA	II
AGRADECIMIENTO	III
ÍNDICE DE CONTENIDO	IV
RESUMEN.....	VI
ABSTRACT	VII
1 INTRODUCCIÓN.....	1
1.1 OBJETIVO GENERAL	2
1.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS	2
1.3 ALCANCE	2
1.4 MARCO TEÓRICO.....	3
1.4.1 CONVERTIDORES DE POTENCIA DC/DC	3
1.4.2 CONVERTIDOR FLYBACK	4
1.4.3 MODELADO DE CONVERTIDORES POR EL MÉTODO DE ESPACIOS DE ESTADOS PROMEDIADOS	6
1.4.4 MAGNETRÓN	8
1.4.5 SISTEMA TÉRMICO	9
1.4.5.1 Masa Térmica.....	9
1.4.5.2 Resistencia Térmica	10
1.4.6 IDENTIFICACIÓN DE PLANTAS.....	10
1.4.6.1 Identificación De Plantas De Primer Orden.....	10
1.4.6.2 Identificación De Plantas De Segundo Orden	11
1.4.7 CONTROL EN CONFIGURACIÓN CASCADA	14
1.4.8 ANTI WINDUP TIPO CLAMPING	15
1.4.9 ÍNDICES DE DESEMPEÑO	16
1.4.9.1 Índice De Desempeño <i>ISE</i>	16
1.4.9.2 Índice De Desempeño <i>ISCO</i>	17
2 METODOLOGÍA.....	19
2.1 CIRCUITO ELÉCTRICO DEL MAGNETRÓN DE CAVIDAD	19
2.2 MODELAMIENTO DEL CONVERTIDOR DC-DC TIPO FLYBACK.....	21
2.3 DIMENSIONAMIENTO ELEMENTOS DEL CONVERTIDOR DC/DC FLYBACK...26	
2.3.1 SELECCIÓN DEL MOSFET DE POTENCIA	29
2.3.2 CÁLCULO INDUCTANCIA DEL PRIMARIO DEL TRANSFORMADOR L_1	31
2.3.3 SELECCIÓN DEL DIODO	32
2.3.4 SELECCIÓN DEL NÚCLEO DEL TRANSFORMADOR.....	33
2.3.5 CÁLCULO INDUCTANCIA DEL SEGUNDARIO DEL TRANSFORMADOR L_2 ..34	
2.3.6 CÁLCULO DEL CAPACITOR.....	36

2.4	MODELO TÉRMICO DEL MICROONDAS	37
2.4.1	MASA TÉRMICA SUJETA A VARIOS FLUJOS DE POTENCIA.....	38
2.4.2	DEDUCCIÓN DE PARÁMETROS TÉRMICOS.....	39
2.5	DISEÑO DE CONTROLADORES PI EN CASCADA	41
2.5.1	DISEÑO DEL CONTROLADOR DE CORRIENTE EN LAZO CERRADO	42
2.5.2	DISEÑO DEL CONTROLADOR DE POTENCIA EN LAZO CERRADO	45
2.5.3	DISEÑO DEL CONTROLADOR DE TEMPERATURA EN LAZO CERRADO	46
2.6	DISEÑO DEL CONTROLADOR DE TEMPERATURA EN LAZO ABIERTO	46
2.7	INTERFAZ HOMBRE MAQUINA.....	47
3	RESULTADOS, CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	49
3.1	RESULTADOS.....	49
3.1.1	ÍNDICES DE DESEMPEÑO DEL CONTROLADOR DE CORRIENTE.....	49
3.1.2	ÍNDICES DE DESEMPEÑO DEL CONTROLADOR DE POTENCIA	49
3.1.3	ÍNDICES DE DESEMPEÑO DEL CONTROLADOR DE TEMPERATURA.....	50
3.1.4	CAMBIOS DE REFERENCIA CONTROL DE TEMPERATURA USANDO HMI .51	
3.1.5	CAMBIOS DE REFERENCIA CONTROL DE POTENCIA USANDO HMI.....	52
3.1.6	CAMBIOS DE REFERENCIA CONTROL DE CORRIENTE USANDO HMI	53
3.1.7	TEMPERATURA AMBIENTE Y CONTROL SELECTIVO	54
3.1.8	ÍNDICES DE DESEMPEÑO ISE E ISCO CONTROL DE TEMPERATURA	57
3.2	CONCLUSIONES	58
3.3	RECOMENDACIONES	59
4	REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	60
5	ANEXOS.....	64

RESUMEN

Este trabajo de integración curricular trata sobre el diseño, simulación y control de temperatura de un horno microondas mediante un convertidor DC/DC Flyback. En principio se busca obtener un modelo matemático del convertidor, el magnetrón y el sistema térmico para usar sus ecuaciones en el dimensionamiento de sus elementos y su posterior simulación mediante el software Plecs®. Después se crea un control en configuración cascada de las variables corriente, potencia y temperatura involucrados en el sistema usando controladores *PI* por su confiabilidad. Se realiza la sintonización de los parámetros del controlador k_p y k_i cuyo desempeño es evaluado con los índices de desempeño ISE y ISCO. Finalmente se realizan pruebas de control usando cambios referencia de temperatura en el HMI de Python® en comunicación con Plecs®.

PALABRAS CLAVE: Convertidor Flyback, magnetrón, horno microondas, Controlador en cascada, índices de desempeño, Plecs®, Python®.

ABSTRACT

This curricular integration work deals with the design, simulation, and temperature control of a microwave oven by means of a DC/DC Flyback converter. First, a mathematical model of the converter, the magnetron and the thermal system is obtained to use its equations in the sizing of its elements and its subsequent simulation by means of PLECS[®] software. Then, a cascade configuration control of the current, power and temperature variables involved in the system is created using PI controllers due to their reliability. The k_p and k_i controller parameters are tuned and their performance is evaluated with the ISE and ISCO performance indexes. Finally, control tests are performed using temperature reference changes in the Python[®] HMI in communication with PLECS[®].

KEYWORDS: Flyback converter, magnetron, microwave oven, cascade controller, performance indices, PLECS[®], Python[®].

1 INTRODUCCIÓN

Un horno microondas controla el calentamiento de los alimentos en lazo abierto mediante un temporizador, este método de control de temperatura tiene precisión deficiente, pero es muy común de ver comercialmente debido a su bajo costo [1].

Los hornos microondas está tomando protagonismos en áreas como la deshidratación de alimentos, secado de semillas, tratamientos antimicrobianos, esterilización, destilación y muchas otras aplicaciones [2]–[7], donde el control de temperatura es esencial y se vuelve de interés para este trabajo de integración curricular donde se trata sobre el diseño, simulación y control en lazo cerrado de temperatura de un horno microondas (magnetron).

Se utiliza el convertidor de potencia DC/DC Flyback por sus ventajas en el aislamiento eléctrico y simplicidad. Se dimensiona varios elementos electrónicos que conforman este convertidor usando su modelo matemático a partir de la teoría de modelamiento en espacios de estado promediado [8].

La emisión de microondas se realiza con el magnetron que requiere altos niveles de voltaje y su modelado eléctrico se hace a partir de sus requerimientos de voltaje y corriente necesarios para su funcionamiento.

El modelo térmico del microondas se obtiene a partir de la ley de enfriamiento de Newton y conceptos como la masa y resistencia térmicas [9], [10], el modelo matemático que se obtiene se transforma al dominio de la frecuencia, modelo que se usa para la simulación.

El control de temperatura es multivariable porque se debe controlar la temperatura a partir del control de potencia y este a su vez a partir del control de corriente en una electrónica de potencia. Para tener robustez en el control es decir reacción ante cambios de referencia y ante perturbaciones se utiliza la configuración en cascada, los controladores que se diseñan son de tipo *PI* por su confiabilidad y comprobada funcionalidad [11]. La sintonización de parámetros k_p y k_i se realiza mediante el método de eliminación de polos y ceros cuyos resultados son evaluados con los índices de desempeño ISE e ISCO.

La simulación se implementa en el software Plecs[®], en él se realizan pruebas de funcionamiento del convertidor, del magnetron y del modelo térmico.

Se implementa un HMI en Python[®] en comunicación con Plecs[®] tal como se describe en los anexos I y IX, donde se pueden modificar referencias, activar y desactivar controladores en lazo cerrado y probar el diseño del controlador en lazo abierto.

1.1 Objetivo general

El Objetivo de este trabajo de integración curricular es diseñar, simular y controlar en lazo cerrado la temperatura de un horno microondas (magnetron) por medio de un convertidor DC/DC tipo Flyback.

1.2 Objetivos específicos

1. Diseñar y dimensionar un convertidor Flyback para alimentar un magnetron.
2. Deducir el modelo eléctrico del magnetron.
3. Deducir el modelo térmico del horno microondas.
4. Simular los modelos eléctricos y térmicos.
5. Diseñar y simular el control de temperatura en lazo cerrado usando un controlador en configuración cascada.
6. Crear un HMI para modificar la referencia de temperatura y otras variables de interés.

1.3 Alcance

- Se realizará una revisión bibliográfica sobre el modelamiento matemático del convertidor estático DC/DC tipo Flyback que se puede utilizar en el control de temperatura de hornos microondas.
- Se realizará una revisión bibliográfica sobre el modelamiento matemático de sistemas térmicos, con especial enfoque en hornos.
- Se realizará una revisión bibliográfica sobre el circuito equivalente del magnetron.
- Se desarrollará el modelo matemático del sistema completo (sistema eléctrico-electrónico y sistema térmico).
- Se implementará el control en lazo abierto del sistema.
- Se realizará el diseño del regulador para implementar el control en cascada en lazo cerrado de temperatura.
- Se realizará el dimensionamiento de los elementos eléctricos-electrónicos.
- Se analizará las respuestas de temperatura ante cambios de referencia y perturbaciones mediante índices de desempeño ISE e ISCO.

- Se realizará una interfaz gráfica-HMI para visualizar el control de temperatura.

1.4 Marco teórico

En este capítulo se describe conceptos y fórmulas que sirven de base teórica para el cumplimiento de los objetivos planteados en este trabajo de integración curricular. Se toma especial énfasis en el convertidor de potencia DC/DC tipo Flyback, el modelo térmico del horno microondas, el control en configuración cascada y temas relacionados a estos.

1.4.1 Convertidores de Potencia DC/DC

Un convertidor de potencia DC/DC es un sistema electrónico ideado para la transformación de potencia eléctrica, este modifica valores de entrada de voltaje y de corriente DC a niveles requeridos de potencia en la salida [12].

Los convertidores de potencia pueden ser clasificados en convertidores de potencia aislados y convertidores de potencia no aislados [13]. Los convertidores de potencia aislados se caracterizan por poseer un transformador, algo que no sucede en el grupo de los no aislados, en la Tabla 1.1 se puede ver una lista de las topologías más representativas, la pertenencia al grupo de los aislados o no aislados dependerá de la existencia del transformador en su estructura.

Tabla 1.1 Convertidores de Potencia DC/DC.

Convertidores DC/DC Aislados	Convertidores DC/DC no Aislados
Flyback	Buck
Push Pull	Bost
Half y full Bridge	Buck-Bost

Se selecciona el convertidor Flyback para este proyecto porque es muy versátil pues al contar con un transformador es fácilmente modificable para alimentar varias salidas además de su reducido número de componentes los vuelve sencillos de armar y ligeros en transportar, ventajas que los vuelve económicos y competitivos [14]. Es ampliamente utilizado en los electrodomésticos como televisores, microondas además de su rápida incursión en la industria energética como micro inversores de paneles solares, fuentes de alimentación de dispositivos como el láser de CO₂, aparatos de computación y comunicación, esto es debido a su diseño simple, bajo costo de fabricación, altos voltajes de salida, alta eficiencia y aislamiento eléctrico [15], características que se toman para ser seleccionado en la alimentación del magnetron.

1.4.2 Convertidor Flyback

Es un convertidor de potencia perteneciente al grupo de los convertidores aislados, incluye un transformador que aísla eléctricamente la fuente de energía y la salida. El funcionamiento de este convertidor inicia cuando el switch Q de la Figura 1.1 enciende y almacena energía en la inductancia del primario, al mismo tiempo el diodo bloquea la conducción del secundario, después cuando Q se apaga, la energía se trasfiere en forma de campo magnético al inductor del secundario y consecuentemente la corriente alimenta la carga, el diodo conduce y el capacitor reduce el rizado [12], [15].

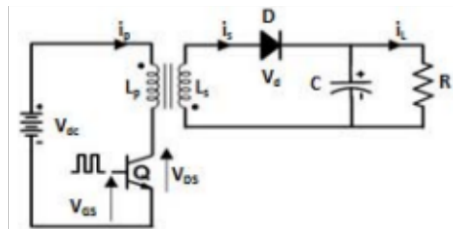
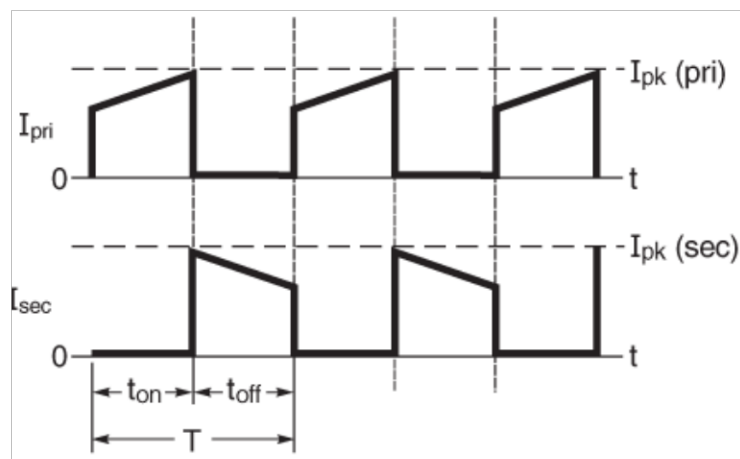
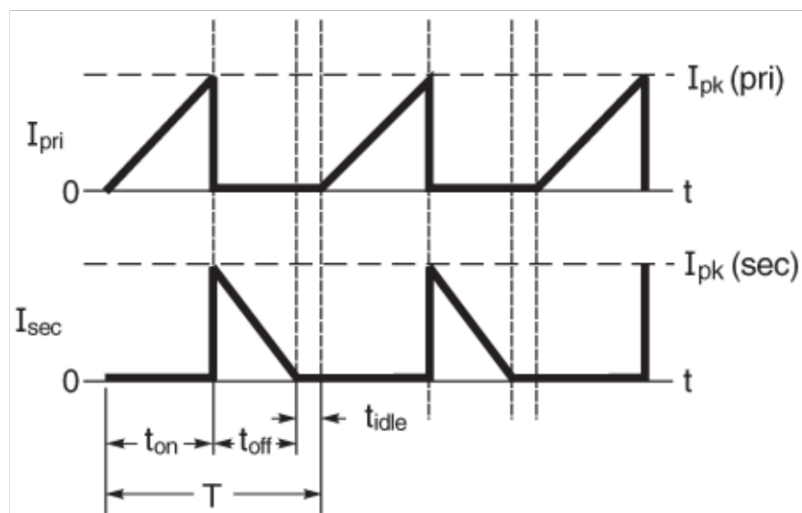


Figura 1.1 Convertidor Flyback [15].

Este convertidor tiene 2 condiciones de operación o modos de conducción, si el inductor del secundario conduce corriente y este nunca baja a 0 amperios durante t_{off} descrita en la Figura 1.2(a) se dice que el convertidor opera en el modo de conducción continua (CCM), por otro lado, si la corriente del secundario llega a 0 amperios periódicamente después de t_{off} descrita en la Figura 1.2(b) se dice que el convertidor opera en el modo de conducción discontinua (DCM).



(a)



(b)

Figura 1.2 Modos de conducción del convertidor Flyback [16]: (a) Corriente del primario y secundario en (CCM); (b) Corriente del primario y secundario en (DCM).

Estos dos modos de conducción se toman en cuenta ya que el modelado y el diseño toma ciertas consideraciones dependiendo al modo de operación en el que trabaja el convertidor. El análisis para el modelado en el modo de conducción continua (CCM) se realiza en dos etapas, la primera sucede durante el encendido del semiconductor de potencia o durante t_{on} de la Figura 1.2(a) y la segunda etapa durante el apagado del mismo en t_{off} , el diseño de los convertidores en este modo de operación es más eficiente que el modo de conducción discontinua [12], [17], [18].

Por otro lado, el análisis para el modelado en el modo de conducción discontinua (DCM) se lo realiza en tres etapas, la primera etapa sucede cuando el semiconductor de potencia esta encendido o durante t_{on} cómo se puede observar en la Figura 1.2(b), la segunda etapa sucede durante el apagado del dispositivo semiconductor mientras el inductor del secundario aun conduce o durante t_{off} de la **Figura 1.2**Figura 1.2(b) y finalmente la tercera etapa sucede cuando el semiconductor de potencia esta apagado y el inductor del secundario posee una corriente nula o durante t_{idle} de la Figura 1.2(b). Generalmente los circuitos diseñados para operar en el modo de conducción discontinua son de mayor tamaño, menor eficiencia y operan a bajas frecuencias en comparación con los circuitos que operan con el modo de conducción continua que brindan una mejor eficiencia y menores costos de fabricación [17].

1.4.3 Modelado de convertidores por el método de espacios de estados promediados

Generalmente, para el diseño de un circuito convertidor de potencia es necesario conocer el modelo matemático que mejor lo describa. Debido a la operación de switcheo, un convertidor de potencia DC/DC debe ser descrito en varias etapas dentro de un periodo de operación pues al verse inmerso ante cambios de topología por el encendido y apagado del semiconductor se vuelve un sistema no lineal y agrega cierto grado de complejidad para su modelamiento general.

Es posible describir este tipo de sistemas usando el método de espacios de estado promediados con el que se puede obtener un modelo fácil de usar el cual elimina las oscilaciones del switcheo descrito en la Figura 1.3(b) pues todas las señales de interés son promediadas, entre ellas están las variables de estado del convertidor como el voltaje de capacitor, el flujo de transformador, la corriente de inductor o cualquier variable que acumule energía.

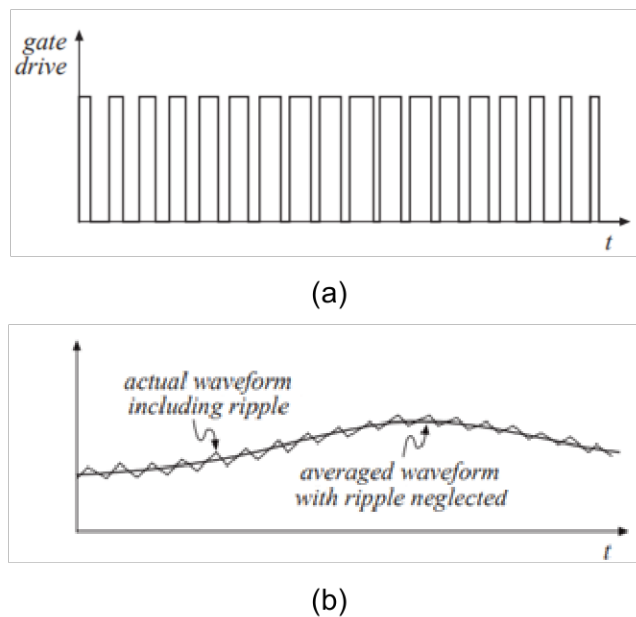


Figura 1.3 Modelo promediado [19]:(a) PWM;(b) modelo promediado junto con el modelo real.

La ecuación (1.1) ejemplifica el promediado de una variable de estado en un periodo de operación donde x es la variable de estado y T es el periodo de operación [20].

$$\langle x \rangle(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t x d\tau \quad (1.1)$$

Un convertidor de potencia se puede representar mediante variables de estado usando la ecuación (1.2) y este puede ser promediado usando el método de integración de la ecuación (1.1) y así obtener el modelo de estados promediados en la ecuación (1.3), [20].

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}x(t) = Ax + B\delta(t)u \\ y(t) = Cx + D\delta(t)u \end{cases} \quad (1.2)$$

La ecuación (1.3) muestra el modelo de estados promediados de cualquier convertidor de potencia, las matrices A_{av} , B_{av} , C_{av} , D_{av} son matrices promedio y resultan de la suma de los r casos de operación del convertidor de potencia dentro de un ciclo de funcionamiento, por ejemplo, $r = 2$ sucede cuando el convertidor opera en el modo de conducción continua pues como se menciona anteriormente, en este modo de conducción existen dos etapas de operación, del mismo modo $r = 3$ cuando el modo de conducción es discontinuo pues este modo de conducción posee 3 etapas de operación, en general r puede tomar más valores dependiendo a la forma en el que se opere el convertidor [14], [20].

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}\langle x \rangle(t) = A_{av}x + B_{av}u \\ \langle y \rangle(t) = C_{av}x + D_{av}u \\ A_{av} = \sum_{n=1}^r d_n A_n \\ B_{av} = \sum_{n=1}^r d_n B_n \\ C_{av} = \sum_{n=1}^r d_n C_n \\ D_{av} = \sum_{n=1}^r d_n D_n \end{cases} \quad (1.3)$$

La presencia de la relación de trabajo $\delta(t)$ dentro del espacio de estados de la ecuación (1.2) e implícitamente en (1.3) los convierte en sistemas no lineales, pues poseen matrices de estado variantes en el tiempo. La ecuación de estado (1.3) es conocido como modelo de señal grande promediado, es no lineal y necesita tratamiento para que sea útil tanto para el diseño de los elementos del convertidor como también para el diseño del controlador. La ecuación (1.3) recibe un tratamiento de linealizado, reemplazando todas sus variables de estado y entradas por (1.4) y (1.5). Las ecuaciones (1.4) y (1.5) asumen que cada señal está compuesta por una componente en estado estable y una perturbación [8].

$$x(t) = X + \hat{x}(t) \quad (1.4)$$

$$u(t) = U + \hat{u}(t) \quad (1.5)$$

Por lo tanto, las variables que intervienen en el modelo de espacios de estado del convertidor son el resultado de la suma entre su componente estable y una perturbación, por ejemplo, la relación de trabajo $\delta(t)$ está conformado por la suma de la relación de trabajo en estado estable D y la relación de trabajo de perturbación $\hat{\delta}(t)$, de igual manera

el voltaje de alimentación $v_g(t)$ está conformado por la suma del voltaje de alimentación en estado estable V_g y el voltaje de alimentación de perturbación $\widehat{v}_g(t)$, sucede de igual manera con el voltaje del capacitor $v_c(t)$, la corriente de inductor $i_L(t)$, el flujo de transformador $\theta(t)$ o cualquier otra variable que esté involucrado en el sistema.

$$\begin{cases} 0 = A_{av}X + B_{av}U \\ Y = C_{av}U + D_{av}U \end{cases} \quad (1.6)$$

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = A_{av}\hat{x} + B_{av}\hat{u} \\ \hat{y} = C_{av}\hat{x} + D_{av}\hat{x} \end{cases} \quad (1.7)$$

Si se usan las ecuaciones (1.4) y (1.5) en la ecuación (1.3) es posible obtener dos ecuaciones o modelos del sistema, el primero modelo obtenido es (1.6) conocido como el modelo de señal en estado estable, este permite diseñar los elementos del convertidor y predecir los valores medios de las variables de estado y las salidas en régimen permanente, algo que se verá en el siguiente capítulo. El otro modelo obtenido es conocido como el modelo de pequeña señal representado en (1.7), este permite conocer la dinámica de la planta por lo tanto se vuelve útil a la hora de diseñar el controlador [8], [20] . Como observación la matriz D_{av} es generalmente nulo.

Dentro del modelado se debe incluir la carga que en nuestro caso es el modelo eléctrico de magnetrón del cual se trata a continuación.

1.4.4 Magnetron

El magnetrón de cavidad es una pieza esencial dentro de los hornos microondas, está conformado por una cavidad hueca resonante que simula varios circuitos LC en paralelo, un filamento caliente de tungsteno en su centro para la emisión de electrones, dos imanes en forma de anillo para la creación de un campo magnético y una antena para la salida de la señal, su estructura interna y externa se observan en la Figura 1.4, este conjunto esta encargado de transformar energía eléctrica en radiación electromagnética [21]–[23].

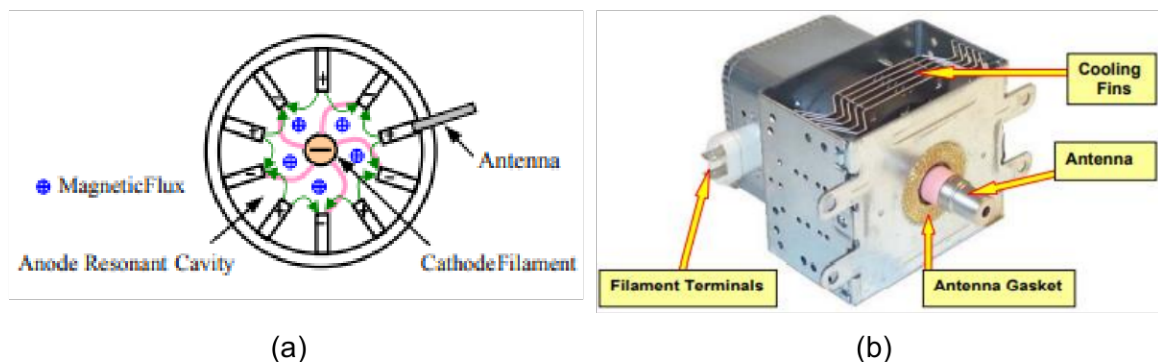


Figura 1.4 Magnetron: (a)Diagrama interno [24]; (b)Modelo comercial [25].

Este instrumento funciona con el mismo principio de emisión de electrones que la válvula termiónica usa para conducir, su estructura filamento-cavidad-campo magnético simula el funcionamiento de un triodo cuyo control de flujo de electrones depende de un campo magnético [26], aunque inicialmente, el magnetrón fue creado por Albert Hull de General Electric con el propósito de eludir la patente del triodo de Lee de Forest [27], se observó que era posible crear ondas electromagnéticas debido a la aceleración de los electrones en el vacío que este producía, pero después de que General Electric se hizo con las patentes del triodo, la investigación del magnetrón quedó en el olvido [27]. Posteriormente, el magnetrón de Hull fue mejorado dividiendo el ánodo en ranuras, estas ranuras forman circuitos LC tipo tanque resonantes a modo de dipolos oscilantes creando el magnetrón de cavidades que se usa actualmente.

La potencia térmica generada por el magnetrón influye sobre el horno microondas y la masa térmica presente en su interior del cual se describe a continuación.

1.4.5 Sistema Térmico

El sistema térmico puede ser descrito mediante conceptos como la masa y la resistencia térmica, estos elementos modelizan el comportamiento de los sistemas térmicos usando términos matemáticos. Es necesario mencionar que para realizar la modelización es necesario tomar en cuenta estas dos suposiciones [10]:

1. La transferencia de calor por conducción y convección se pueden aproximar con solo un parámetro.
2. La masa material tiene una temperatura uniforme.

Estas suposiciones permiten simplificar el modelado matemático sin perder la exactitud, lo que lo vuelve sencillo de manejar al momento de diseñar el controlador de temperatura.

1.4.5.1 Masa térmica

La masa térmica m_T es el producto entre la masa de un objeto m y su calor específico c . Las unidades de la masa están en kg mientras que el calor específico está en $\frac{J}{kg^{\circ}C}$, se puede notar por sus unidades que el calor específico describe la energía necesaria para elevar la temperatura de una determinada cantidad de masa. Pero para comprender mejor la masa térmica se pueden tomar dos masas m similares, pero con distinto calor específico, luego agregar la misma cantidad de energía en ellas y decir que la masa con mayor calor específico eleva su temperatura de menor manera en comparación con la masa que posee un menor calor específico pues el primero posee una mayor inercia para incrementar su

temperatura, en otras palabras , entre mayor masa térmica posea un objeto, es necesario de mayor energía para elevar su temperatura [10]. Matemáticamente la masa térmica queda representada en (1.8).

$$m_T = mc \quad (1.8)$$

1.4.5.2 Resistencia Térmica

La Resistencia térmica R_T es el inverso del producto entre el área A involucrado en la transferencia de calor y el coeficiente de transferencia de calor total U_T del material. Las unidades del área están en m^2 mientras que el coeficiente de transferencia de calor total U_T está en $\frac{W}{m^2 \cdot ^\circ C}$, por lo tanto, la resistencia térmica queda descrita en (1.9).

$$R_T = \frac{1}{AU_T} \quad (1.9)$$

Las unidades de la ecuación (1.9) son los $\frac{^\circ C}{W}$, este valor representa la dificultad de un material para transferir flujo calórico con el ambiente debido a la diferencia de temperatura entre ellos, por ejemplo, si el área A involucrado en la transferencia de calor es elevado, mayor es la transferencia de calor con su medio ya que ofrece una baja resistencia térmica R_T [10]. Este concepto es muy utilizado en los disipadores térmicos los cuales buscan aumentar la superficie de contacto para mejorar la reducción de temperatura de los elementos electrónicos.

El modelo térmico obtenido a partir de conceptos como la masa y resistencia térmicas es útil para la simulación, pero cuando se trata de un sistema térmico real se vuelve necesario de un método de identificación de planta más sencillo como el descrito a continuación.

1.4.6 Identificación de Plantas

Aunque es posible diseñar el controlador a partir del modelo de espacios de estado de pequeña señal mencionado anteriormente [20], [28], el proceso de diseño de los controladores se lo realizará con plantas obtenidas mediante los métodos de identificación de sistemas de primer y segundo orden mencionados a continuación ya que son rápidos y sencillos de obtener.

1.4.6.1 Identificación de plantas de primer orden

Existen varios métodos para representar la dinámica de una planta mediante una ecuación matemática de primer orden, estos métodos buscan encontrar los parámetros que

conforman la ecuación (1.10) que es conocida como la ecuación de primer orden con retardo [29]. Los parámetros de la ecuación (1.10) son la ganancia k_g , el retardo o tiempo muerto t_m y la constante de tiempo del sistema τ .

$$G(s) = \frac{k_g e^{-t_m s}}{\tau s + 1} \quad (1.10)$$

Ahora es importante enfocarse en encontrar dichos parámetros para lo cual es aplicable el método de los dos puntos de Smith, este es un método de reconocimiento gráfico que necesita de la curva de salida y de las ecuaciones (1.11), (1.12), (1.13) para identificar la planta [29].

$$\tau = 1.5(t_{63} - t_{28}) \quad (1.11)$$

$$t_m = t_{63} - \tau \quad (1.12)$$

$$k_g = \frac{\Delta y}{\Delta x} \quad (1.13)$$

En la Figura 1.5 se muestra los parámetros t_{63} , t_{28} , Δy y Δx los cuales son necesarios para solucionar las ecuaciones (1.11), (1.12), (1.13) descritas anteriormente.

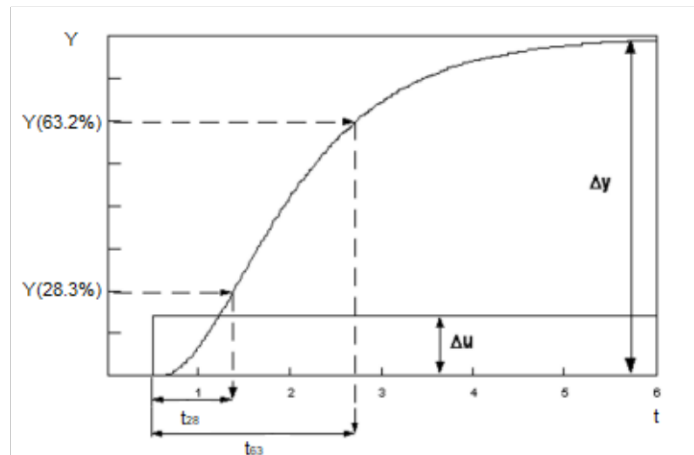


Figura 1.5 Curva de un modelo de primer orden [29].

1.4.6.2 Identificación de plantas de segundo orden

Muchas veces la dinámica de una planta puede ser representada de mejor manera mediante ecuaciones de segundo orden pues el sistema puede poseer sobre picos u oscilaciones que una ecuación de primer orden no puede manifestar, entonces se vuelve necesario de una mejor interpretación del modelo físico. De igual modo, las plantas de mayor complejidad, con la presencia de 3 o más polos puede ser representado igualmente

usando este método pues es posible que los polos de orden superior se encuentren alejados del origen en plano imaginario y su influencia en el sistema sea escaso lo que hace posible representarlos con ecuaciones matemáticas de segundo orden [28].

$$G(s) = k_g \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\varepsilon\omega_n s + \omega_n^2} \quad (1.14)$$

Un sistema de segundo orden es representado por la ecuación (1.14), este posee parámetros como la ganancia K_g , la frecuencia natural ω_n y el factor de amortiguamiento ε , estos parámetros se pueden obtener mediante la curva de salida, pero en esta oportunidad es posible diferenciar tres casos posibles:

1. Caso 1: Factor de amortiguamiento $\varepsilon < 0.5$.
2. Caso 2: Factor de amortiguamiento $0.5 < \varepsilon < 2$.
3. Caso 3: Factor de amortiguamiento $2 < \varepsilon$.

$$\varepsilon_1 = \frac{\ln\left(\frac{y_1}{\Delta y}\right)}{\sqrt{\pi^2 + \left(\ln\left(\frac{y_1}{\Delta y}\right)\right)^2}} \quad (1.15)$$

$$\varepsilon_2 = \frac{\ln\left(\frac{y_2}{\Delta y}\right)}{\sqrt{4\pi^2 + \left(\ln\left(\frac{y_2}{\Delta y}\right)\right)^2}} \quad (1.16)$$

$$\varepsilon = \frac{\varepsilon_1 + \varepsilon_2}{2} \quad (1.17)$$

$$\omega_n = \frac{2\pi}{T\sqrt{1 - \varepsilon^2}} \quad (1.18)$$

El primer caso se caracteriza por tener una respuesta con sobre pico en la salida ante una entrada paso, como se mencionó anteriormente, son métodos gráficos de identificación por lo tanto es necesario de la curva de salida. La Figura 1.6 es la curva de salida típica del caso 1, esta figura describe de donde obtener los datos para dar solución a las ecuaciones (1.13), (1.15), (1.16), (1.17), (1.18) y completar los parámetros de una planta de segundo orden [28].

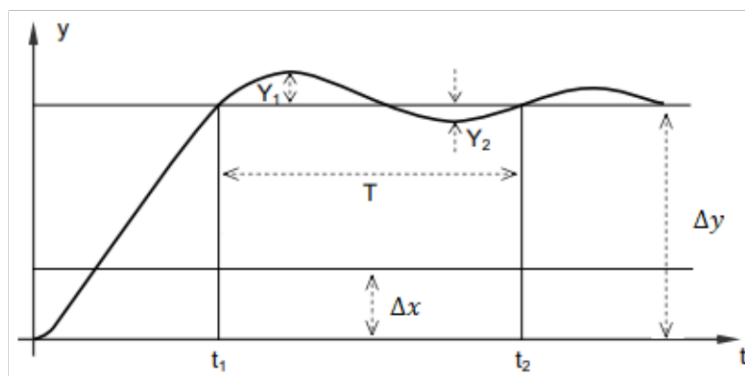


Figura 1.6 Salida sub amortiguada de un modelo de segundo orden [28].

El segundo caso sucede cuando no existe la presencia de un sobre pico, es decir presenta la curva de la Figura 1.7, aunque a simple vista se parece a la salida de un sistema de primer orden, depende del diseñador el método de identificación de planta que prefiere usar.

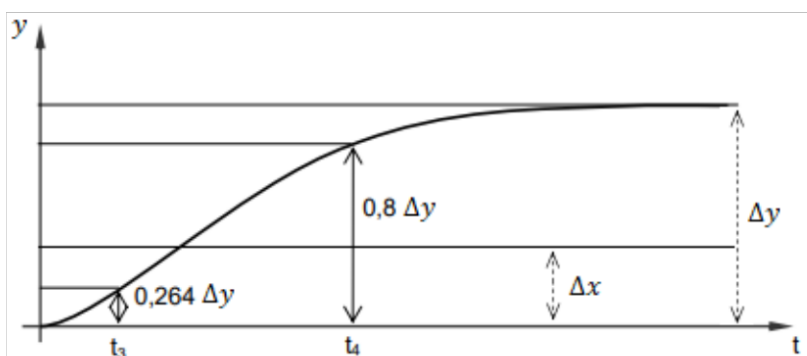


Figura 1.7 Salida sobre amortiguada de un modelo de segundo orden [28].

De igual manera que en el caso 1, se van a obtener los datos de la Figura 1.7 los cuales deben ser usados en las ecuaciones (1.13) y (1.19) para obtener la planta de segundo orden del sistema.

Para el caso 2 es necesario de la utilización de los valores de la Tabla 1.2 pues se evita de gran manera la utilización de ecuaciones, resumiendo sus resultados de manera directa [28]. El proceso es muy intuitivo y logra obtener los parámetros del modelo de segundo orden de la planta.

Tabla 1.2 Parámetros para el reconocimiento de una planta de segundo orden [28].

$\frac{t_4}{t_3}$	ε	ω
2,21	0,5	1,89
2,33	0,6	2,05
2,46	0,7	2,24

2,62	0,8	2,46
2,80	0,9	2,71
2,90	0,95	2,85
3,00	1	3,00
3,13	1,05	3,19
3,20	1,11	3,31
3,37	1,2	3,63
3,57	1,3	3,96
3,72	1,4	4,30
3,90	1,5	4,64
4,04	1,6	4,97
4,15	1,7	5,30
4,25	1,8	5,63
4,35	1,9	5,97
4,43	2	6,3

$$\omega_n = \frac{\omega}{t_4} \quad (1.19)$$

El tercer caso se usa solo si el valor $\frac{t_4}{t_3}$ no se encuentra dentro de la Tabla 1.2, aunque es posible encontrar valores que no se encuentran dentro de la tabla mediante la interpolación de puntos.

Una vez identificada la planta se puede diseñar el controlador. La utilización de controladores *PI* es muy común en la industria en parte porque la acción derivativa suele ser difícil de sintonizar, además es capaz de generar una señal de control $u(t)$ elevada en presencia de ruido, estadísticamente el controlador *PI* es usado dentro de la industrial entre un 80% a 90% y esto es debido a que la acción integral trata de alcanzar la referencia minimizando el error estacionario a cero el cual es el objetivo central de todo tipo de control además de ser muy confiable [11].

1.4.7 Control en configuración Cascada

Cuando un controlador opera dentro de un lazo de control realimentado debe ser sintonizado con la planta, aunque el desempeño de un controlador en lazo simple es bueno, no siempre administra bien las perturbaciones pues solo reacciona cuando la variable de control esta desviada de la referencia por lo que se vuelve necesario de un control de mayor desempeño ante perturbaciones.

El control en cascada mejora la respuesta ante perturbaciones existentes en un lazo de control pues cuenta con un sistema multi lazos de varios controladores con los cuales es

posible autorregular las distintas variables en juego provocando que la variable principal o de interés no sufra de mayores cambios ante las posibles perturbaciones [30], [31].

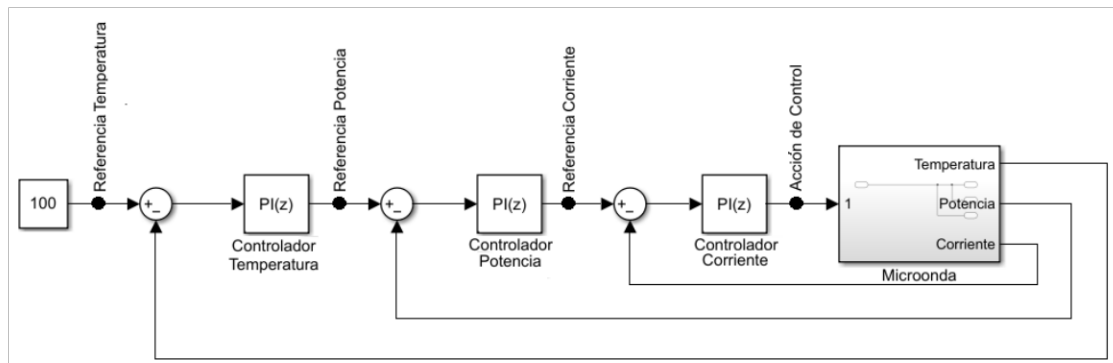


Figura 1.8 Lazo de control PID en configuración cascada.

En la Figura 1.8 se puede ver que la estructura en cascada establece referencias internas dictadas por las salidas de los controladores, si estas variables internas tienen perturbaciones como sobre picos de arranque, ruido o condiciones imprevistas, el controlador interno trata de administrar las anomalías logrando que la variable del controlador externo no perciba la perturbación de gran manera, es decir, esta disposición de controladores reduce en lo más mínimo las oscilaciones en la variable de interés. Para que la disposición de controladores en cascada funcione de la mejor manera es necesario que los controladores internos manipulen las variables de rápida respuesta, es decir variables como flujo, corriente, potencia, presión etc. En el caso de la Figura 1.8 se puede observar que las variables internas son la corriente y la potencia mientras que la variable de interés es la temperatura ubicada en el exterior.

El diagrama de la Figura 1.8 corresponde al control de temperatura de un horno microondas, cada uno de los tres lazos utiliza un controlador PI discreto, la acción proporcional permite multiplicar el error y por ende multiplicar la acción de control realizando un acercamiento a la referencia reduciendo el error en el proceso, del mismo modo, la acción integral permite tener un error de posición nulo pues cuando el error es cero la integración se detiene y la acción de control se mantiene constante. Es necesario discretizar el controlador pues los sistemas digitales donde se implementan las estrategias de control deben realizar la tarea de procesamiento de señales para generar una señal de control lo que conlleva un determinado tiempo que debe ser tomado en cuenta.

1.4.8 Anti windup tipo Clamping

Un circuito anti windup tipo clamping o también conocido como integración condicional tiene el objetivo de detener la integración del error una vez que la salida del bloque del

controlador supera los límites establecidos y el signo del bloque de integración es el mismo que el signo del error. La operación de integración se reanuda cuando los límites en la salida del controlador se mantienen superados y el signo entre la salida del bloque de integración y el signo del error son opuestos [11], [32]. La Figura 1.9 representa la estructura del circuito anti windup mencionado, se puede ver claramente que la única acción intervenida es la integral.

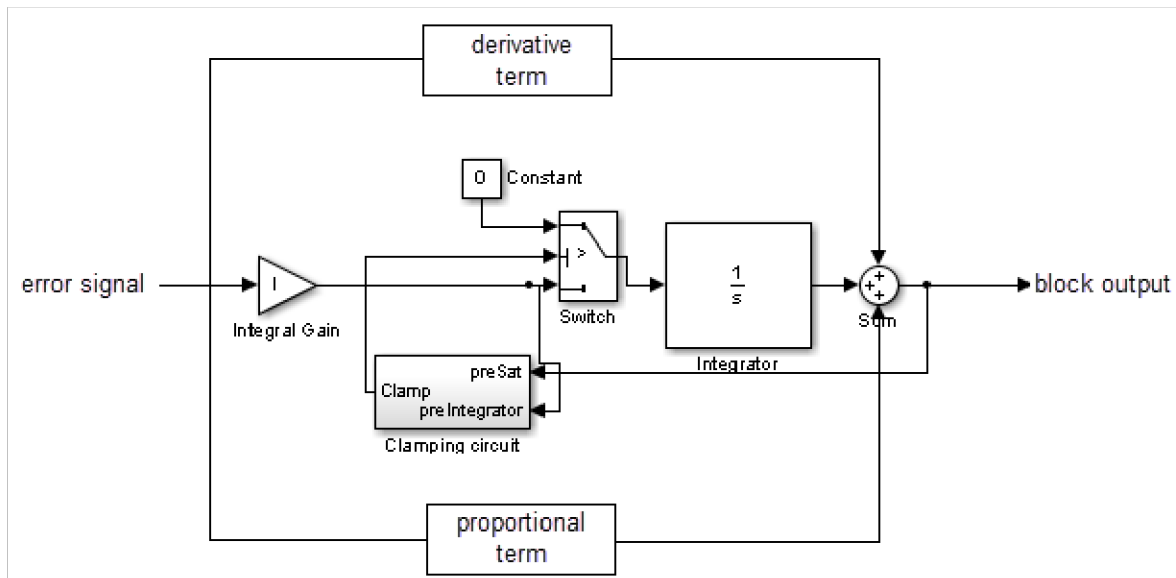


Figura 1.9 Bloque PID con Anti windup tipo Clamping [33].

1.4.9 Índices de desempeño

Los índices de desempeño permiten cuantificar el desempeño de un sistema de control optimizando los parámetros que lo definen. Existen muchos índices de desempeño, pero en el presente proyecto se utilizan los índices de desempeño ISE e ISCO, porque el primero permite penalizar elevados tiempos de establecimiento y el error en estado estable mientras que el segundo índice permite penalizar la elevada acción de control [34], [35].

1.4.9.1 Índice de desempeño ISE

El índice de desempeño *ISE* o índice del cuadrado del error por sus siglas en inglés permite seleccionar parámetros del controlador que logran una salida de proceso intermedio entre una salida en extremo sobre amortiguada y sub amortiguada [35]. El objetivo es obtener el valor de la ecuación (1.21) lo más mínimo posible, para que exista un compromiso de amortiguamiento y este valor es medible para propósitos de análisis y selección de parámetros k_p , k_i y k_d .

$$ISE = \int e(t)^2 dt \quad (1.21)$$

El tiempo de integración de la ecuación (1.21) depende del tiempo en que se realice la prueba y puede ser arbitrario [35], la Figura 1.10 ejemplifica valores ISE obtenidos de un mismo sistema con distinto controlador, se puede observar que los sistemas en extremo sobre y sub amortiguados alcanzan niveles ISE elevados en comparación con el sistema 1 que logra minimizar el mismo con una salida que logra reducir el tiempo de establecimiento.

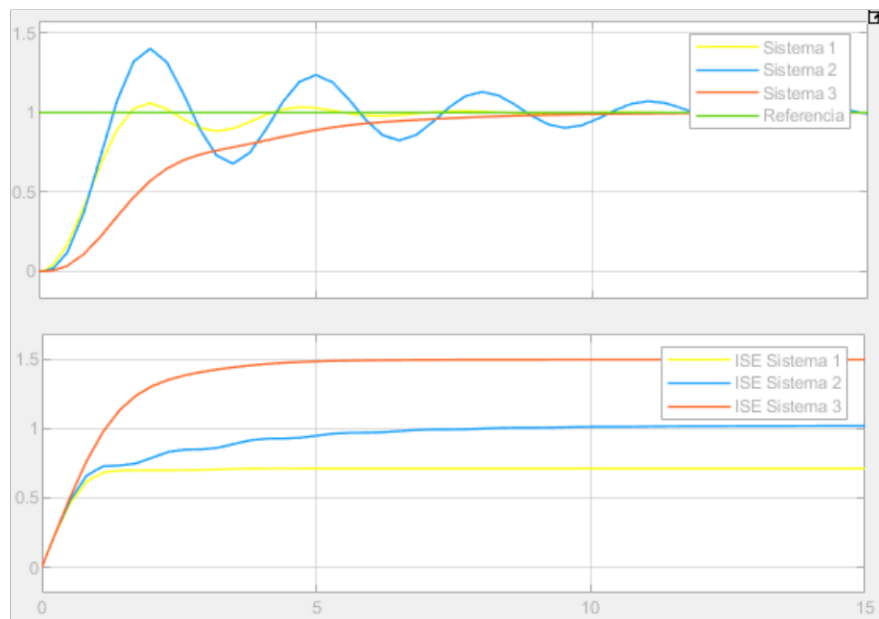


Figura 1.10 Valores ISE de un mismo sistema con distinto controlador.

1.4.9.2 Índice de desempeño *ISCO*

El índice de desempeño *ISCO* o índice del cuadrado de la señal de control por sus siglas en ingles permite evaluar y penalizar las elevadas señales de la acción de control [34], este índice permite seleccionar parámetros que minimicen la acción de control que en nuestro caso puede fatigar el convertidor por continuos y elevados cambios de corriente. El objetivo es seleccionar los valores del controlador k_p , k_i , k_d que mejor minimicen el valor de la integral de la ecuación (1.22).

$$ISCO = \int u(t)^2 dt \quad (1.22)$$

El tiempo de integración depende del tiempo en que se realice la prueba y puede ser arbitrario. La Figura 1.11 ejemplifica valores ISCO obtenidos de un mismo sistema con distinto controlador, se puede observar que los sistemas con acción de control elevado

producen niveles ISCO elevados y estos nunca llegan a establecerse hasta que la acción de control sea nula.

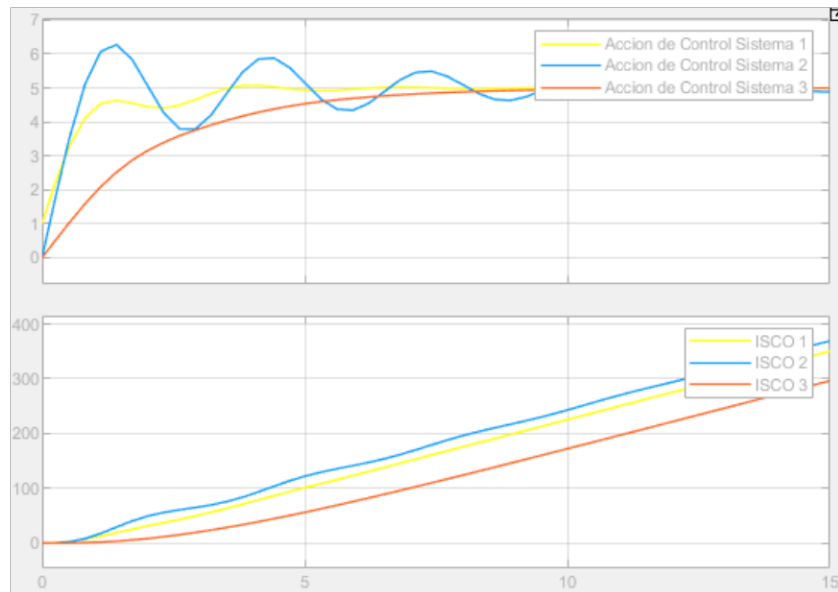


Figura 1.11 Valores ISCO de un mismo sistema con distinto controlador.

2 METODOLOGÍA

Esta sección describe la metodología del modelado y dimensionamiento de los elementos del convertidor Flyback, del modelo del sistema térmico y del control de temperatura del horno microonda.

2.1 Circuito eléctrico del Magnetron de cavidad

La curva típica de voltaje vs corriente de un magnetron se puede representar en dos secciones de operación, la primera sección representa el modo de operación no oscilatorio donde no existe la generación de microondas y la segunda sección representa el modo de operación oscilatorio donde la generación de microondas ocurre [21], [22], [24], [36], [37], esto se puede observar en la Figura 2.1.

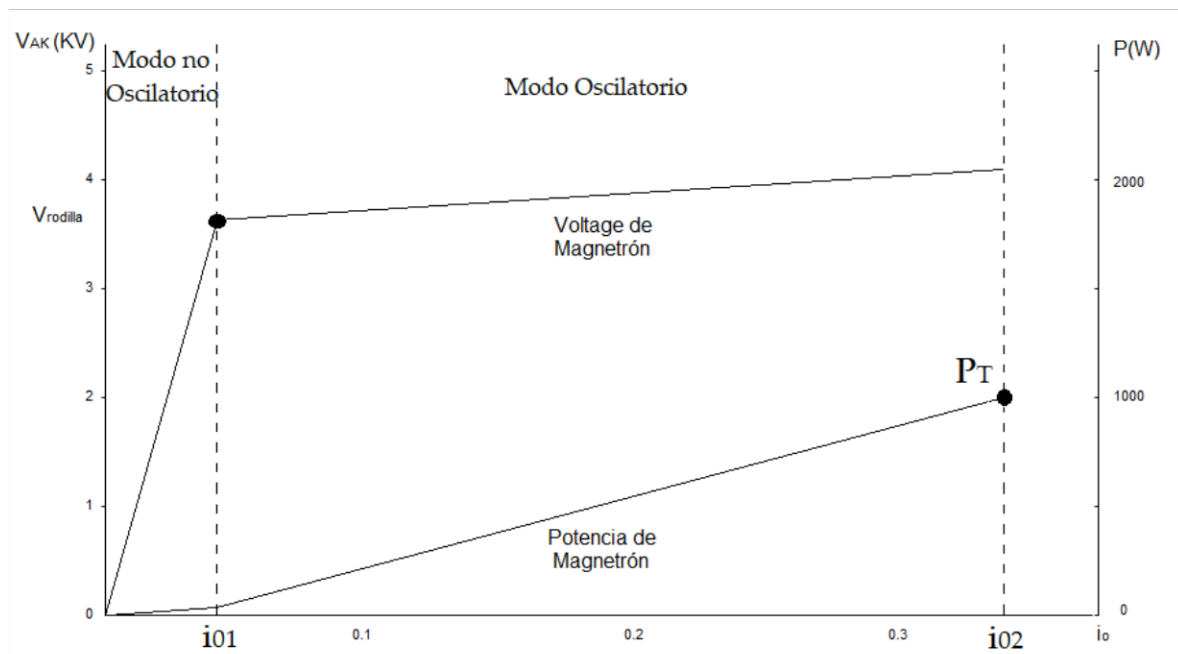


Figura 2.1 Voltaje, potencia y corriente del magnetron.

En el modo de operación no oscilatorio, el circuito equivalente es representado mediante una resistencia lineal R_{NO} que bordea los 1000 Kohm, en este modo de operación la potencia disipada es despreciable pero necesaria para el calentamiento del filamento y el desprendimiento de electrones para su posterior aceleración [24], [38]. Por otro lado, en la región de oscilación, el circuito equivalente se representa con una fuente de voltaje constante V_K , un diodo ideal D y una resistencia R_O , todos conectados en serie, la función del diodo ideal D representa la única dirección del flujo de electrones posibles pues el magnetron fue concebido a partir de un tubo de vacío cuya conducción se realiza en un solo sentido, la resistencia en serie R_O del modelo equivalente permite representar el

aumento gradual de voltaje experimentado en la región de oscilación, esta resistencia lineal bordea entre 250 Ohm a 500 Ohm [36], [38] y finalmente la fuente de voltaje constante V_k permite representar el alto voltaje del magnetrón cuando este está en funcionamiento. Los elementos mencionados antes se pueden visualizar en la Figura 2.2 que representa el circuito equivalente del magnetrón.

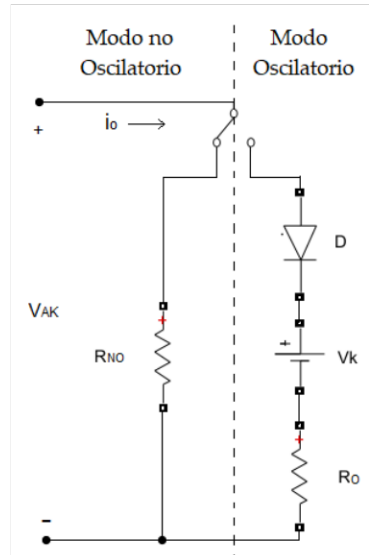


Figura 2.2 Circuito equivalente del magnetrón.

Un parámetro importante para tener en cuenta es el valor del voltaje durante el cual sucede el traspaso entre el modo de no oscilación al modo de oscilación, este valor de voltaje es llamado como voltaje de corte o voltaje de rodilla $V_{rodilla}$ descrito en la Figura 2.1, este valor se encuentra en el intervalo de 3.5KV a 4KV, este indica el voltaje mínimo para la generación de microondas y divide las dos regiones de operación del magnetrón [36]. Se debe tener en cuenta que el voltaje de corte o voltaje de rodilla $V_{rodilla}$ debe ser mayor al voltaje de la fuente constante V_k .

Comercialmente los magnetrones más empleados para hornos microondas son categorizados como de baja potencia y en promedio bordean una potencia térmica P_T de 1000W además, poseen una frecuencia de oscilación de 2.45GHz [36], [37], [39], este valor de oscilación depende de las dimensiones físicas de ánodo o cavidad [21], por otro lado, la eficiencia η_m de este tipo de piezas esenciales para los hornos microondas generalmente se encuentra en el rango de 70% a 75% [22], [36].

Las variables R_{NO} , V_k , D , R_o , $V_{rodilla}$, P_T antes mencionadas se pueden ubicar en la Figura 2.1 y Figura 2.2 además se puede observar al modo de operación al que pertenecen. Como observación la resistencia R_o también puede ser representado también solo como R .

El modelo eléctrico del magnetrón usa los valores medios de R_{NO} , R_O , $V_{rodilla}$, P_T , η_m obtenidos en la bibliografía y se toman en cuenta para representar al mismo durante la simulación en sus distintos modos de operación, es decir los valores del circuito equivalente del magnetrón se describen con los valores de la Tabla 2.1.

Tabla 2.1 Parámetros eléctricos del magnetrón.

Elemento	Valor
Resistencia R_{NO}	1000 $K\Omega$
Resistencia R_O	375 Ω
V_K	3748.59 V
$V_{rodilla}$	3.75 KV
P_T	1000 W
η_m	75%

Para obtener el valor de voltaje de la fuente constante V_K de la Tabla 2.1 se aplican las ecuaciones (2.1) y (2.2) que relacionan las variables del modelo eléctrico equivalente del magnetrón en sus dos secciones de operación. Las ecuaciones (2.3) y (2.4) permiten conectar el modelo eléctrico con el modelo térmico, donde P_c es la potencia eléctrica del convertidor, P_T es la potencia térmica, i_{o1} , i_{o2} son corrientes del magnetrón en distintos puntos de operación, estos se pueden visualizar en la Figura 2.1 y son considerados como corrientes medias del magnetrón.

$$i_{o1} = \frac{V_{rodilla}}{R_{NO}} \quad (2.1)$$

$$V_K = V_{rodilla} - i_{o1} * R_O \quad (2.2)$$

$$P_c = V_K * i_{o2} + R_O * i_{o2}^2 \quad (2.3)$$

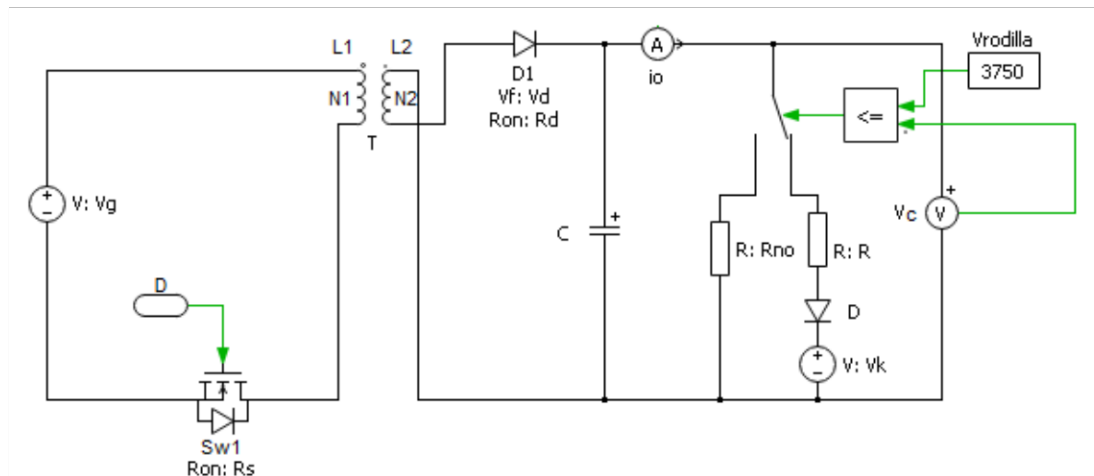
$$P_T = P_c * \eta_m \quad (2.4)$$

En cuanto a la alimentación del filamento de tungsteno se supondrá que recibe una alimentación independiente como lo describen gráficamente en [21], [38].

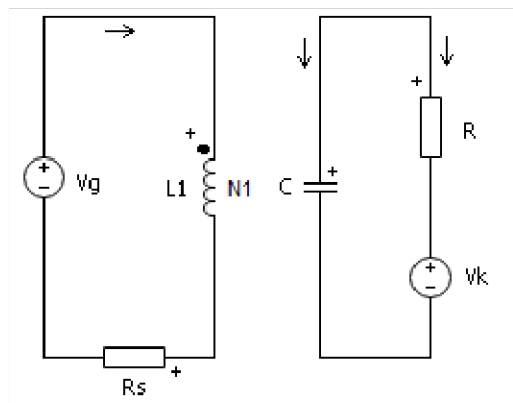
2.2 Modelamiento del convertidor DC/DC tipo Flyback

El modelado del convertidor Flyback por el método de espacios de estado promediados consiste en una representación matemática del sistema en cada etapa de operación dentro de un ciclo de funcionamiento o periodo de switcheo en el modo de conducción continua, posteriormente los subsistemas son promediados obteniéndose así un solo modelo equivalente del circuito en el espacio de estados. Ahora se realiza este procedimiento con el convertidor Flyback conectado al circuito equivalente del magnetrón representado en la

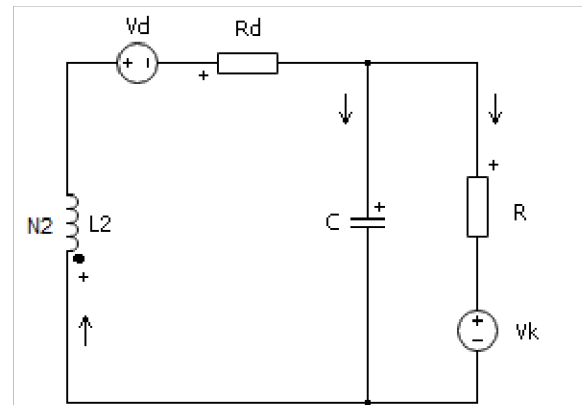
Figura 2.3(a), es necesario notar que, para el modelamiento matemático del circuito completo, el magnetrón se debe encontrar en el modo oscilatorio.



(a)



(b)



(c)

Figura 2.3 Convertidor DC/DC tipo Flyback con magnetrón: (a) Circuito Flyback con magnetrón sujeto a modelación; (b) Topología con semiconductor encendido; (c) Topología con semiconductor apagado.

El convertidor de potencia Flyback de la Figura 2.3(a) trasfiere energía a la carga mediante el encendido y apagado de un dispositivo semiconductor $Sw1$, este proceso crea dos estados de funcionamiento o subintervalos que se denominan Switch Ton y Switch Toff. Durante el subintervalo Switch Ton que dura $t = ton$ segundos, el semiconductor conduce provocando que el subsistema de la Figura 2.3(b) funcione, este subsistema puede ser descrito con el grupo de ecuaciones (2.5) y (2.6) que pueden ser representados por su equivalente en el espacio de estados con (2.7). Las salidas de (2.7) son la corriente el primario de transformador $i_1(t)$ y el voltaje del capacitor $v_c(t)$ que posteriormente se utilizan en el dimensionamiento del convertidor. Se puede observar en (2.7) que las variables de

estado son el flujo del transformador $\theta(t)$ y el voltaje del capacitor $v_c(t)$, y toma como entradas el voltaje de alimentación $v_g(t)$ y la fuente de voltaje constante $v_k(t)$.

$$\frac{d\theta(t)}{dt} = -\frac{R_s}{L_1}\theta(t) + \frac{1}{N_1}v_g(t) \quad (2.5)$$

$$\frac{dv_c(t)}{dt} = -\frac{1}{RC}v_c(t) + \frac{1}{RC}v_k(t) \quad (2.6)$$

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) = Cx(t) + Du(t) \end{cases}$$

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{\theta}(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_1} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} \theta(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{N_1} \\ 0 \end{bmatrix} v_g(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{RC} \end{bmatrix} v_k(t) \\ \begin{bmatrix} i_1(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{N_1}{L_1} & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} \theta(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} \end{cases} \quad (2.7)$$

De igual manera durante el subintervalo Switch Toff que dura $t = T - ton$ segundos, el semiconductor no conduce provocando que el subsistema de la Figura 2.3(c) funcione, este subsistema puede ser descrito con el grupo de ecuaciones (2.8) y (2.9) y de igual manera puede ser representado por su equivalente en el espacio de estados con (2.10). Se puede observar en (2.10) que se añade el voltaje del diodo $V_d(t)$ como una entrada adicional.

$$\frac{d\theta(t)}{dt} = -\frac{R_d}{L_2}\theta(t) - \frac{1}{N_2}v_c(t) - \frac{1}{N_2}v_d(t) \quad (2.8)$$

$$\frac{dv_c(t)}{dt} = \frac{N_2}{CL_2}\theta(t) - \frac{1}{RC}v_c(t) + \frac{1}{RC}v_k(t) \quad (2.9)$$

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) = Cx(t) + Du(t) \end{cases}$$

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{\theta}(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_d}{L_2} & -\frac{1}{N_2} \\ \frac{N_2}{CL_2} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} \theta(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{N_2} \\ 0 \end{bmatrix} v_d(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{RC} \end{bmatrix} v_k(t) \\ \begin{bmatrix} i_1(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} \theta(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} \end{cases} \quad (2.10)$$

Si se realiza la suma de las ecuaciones (2.7), (2.10) y con la guía de la ecuación (1.3) se obtiene (2.11), cabe recordar que cada matriz de (2.7) y (2.10) debe ser multiplicado por su correspondiente ciclo de trabajo $\delta(t)$ y su complemento $(1 - \delta(t))$ antes de ser sumado termino a término.

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \theta(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_1}\delta(t) - \frac{R_d}{L_2}(1-\delta(t)) & -\frac{1}{N_2}(1-\delta(t)) \\ \frac{N_2}{CL_2}(1-\delta(t)) & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} \theta(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{N_1}\delta(t) & -\frac{1}{N_2}(1-\delta(t)) & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_g(t) \\ v_d(t) \\ v_k(t) \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} i_1(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{N_1}{L_1}\delta(t) & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} \theta(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} \end{cases} \quad (2.11)$$

La ecuación (2.11) describe el espacio de estado promedio del sistema o modelo de señal grande promediado, es la representación matemática del convertidor y el magnetrón que fácilmente puede ser usados para la simulación. La Figura 2.4 representa en color verde la salida de voltaje del magnetrón del modelo eléctrico descrito en la Figura 2.3(a) y la salida de color rojo representa el voltaje del magnetrón obtenido con el modelo matemático de la ecuación (2.11). Para obtener las curvas de la Figura 2.4 se utiliza valores aleatorios.

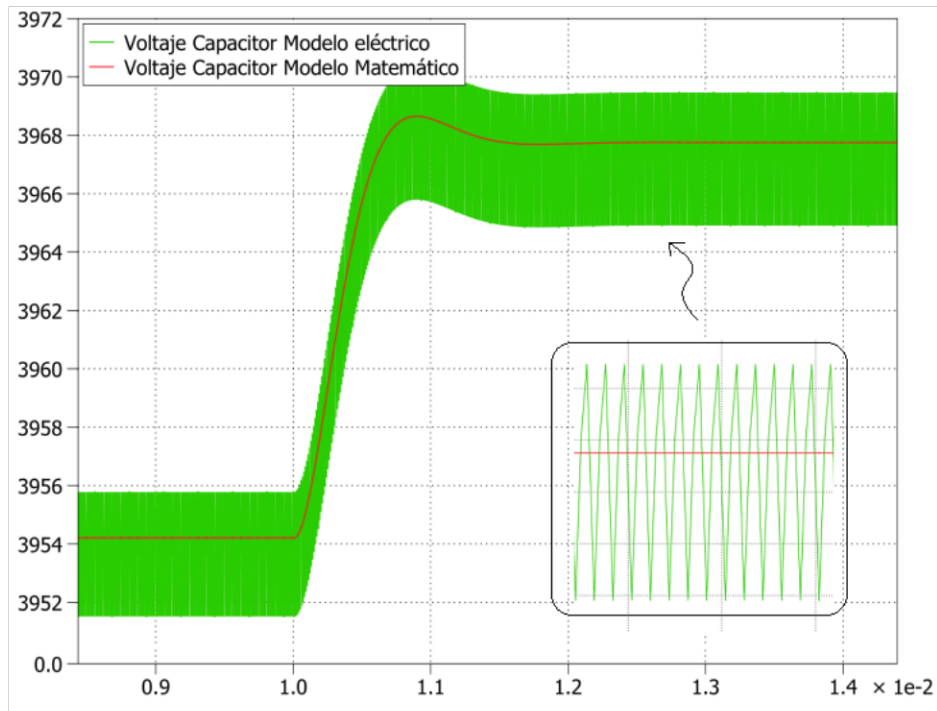


Figura 2.4 modelo real y modelo promediado.

A partir de la ecuación (2.11), ahora es necesario obtener las ecuaciones del modelo de señal en estado estable y el modelo de pequeña señal, para esto se van a reemplazar las ecuaciones (2.12), (2.13), (2.14), (2.15), (2.16), (2.17) en (2.11) para obtener (2.18) y (2.19).

$$\theta(t) = \theta + \hat{\theta}(t) \quad (2.12)$$

$$v_c(t) = V_c + \hat{v}_c(t) \quad (2.13)$$

$$v_g(t) = V_g + \hat{v}_g(t) \quad (2.14)$$

$$v_d(t) = V_d + \hat{v}_d(t) \quad (2.15)$$

$$v_k(t) = V_k + \hat{v}_k(t) \quad (2.16)$$

$$i_1(t) = i_1 + \hat{i}_1(t) \quad (2.17)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_d}{L_2} - D \left(\frac{R_s}{L_1} - \frac{R_d}{L_2} \right) & -\frac{1}{N_2} + \frac{D}{N_2} \\ \frac{N_2}{CL_2} - D \left(\frac{N_2}{CL_2} \right) & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta \\ V_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{D}{N_1} & -\frac{1}{N_2} + \frac{D}{N_2} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_g \\ V_d \\ V_k \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} i_1 \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{N_1}{L_1} D & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta \\ V_c \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad (2.18)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \begin{bmatrix} \hat{\theta}(t) \\ \hat{v}_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_d}{L_2} - D \left(\frac{R_s}{L_1} - \frac{R_d}{L_2} \right) & -\frac{1}{N_2} + \frac{D}{N_2} \\ \frac{N_2}{CL_2} - D \left(\frac{N_2}{CL_2} \right) & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\theta}(t) \\ \hat{v}_c(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{D}{N_1} & -\frac{1}{N_2} + \frac{D}{N_2} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_g \\ V_d \\ V_k \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_g}{N_1} + \frac{V_d}{N_2} - \left(\frac{R_s}{L_1} - \frac{R_d}{L_2} \right) \theta + \frac{V_c}{N_2} \\ -\frac{N_2}{CL_2} \theta \\ \hat{d}(t) \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \hat{i}_1 \\ \hat{v}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{N_1}{L_1} D & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\theta}(t) \\ \hat{v}_c(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{N_1}{L_1} \theta \\ 0 \end{bmatrix} \hat{d}(t) \end{array} \right. \quad (2.19)$$

Para que la ecuación de pequeña señal (2.19) tenga matrices invariantes en el tiempo es necesario obtener los valores en régimen permanente de $\theta, V_c, V_g, V_d, V_k$. Con esto en mente se vuelve necesario resolver el modelo de señal en estado estable (2.18) y luego reemplazar los valores obtenidos en cada una de las matrices de (2.19).

La ecuación (2.18) del modelo de señal en estado estable tiene varias incógnitas de interés que se pueden despejar. El modelo de señal en estado estable (2.18) necesita de desarrollo matemático para llegar al sistema de ecuaciones de la expresión (2.20), este se utilizará en los siguientes capítulos y se debe tener en cuenta que V_g, V_d y V_k ya son conocidos y generalmente son valores constantes.

$$\left\{ \begin{array}{l} 0 = \left[-\frac{R_d}{D} \frac{N_1}{N_2} - R_s \frac{N_2}{N_1} + R_d \frac{N_1}{N_2} \right] i_1 + (D-1)(V_c + V_d) + DV_g \frac{N_2}{N_1} \\ 0 = \frac{(1-D)i_1 N_1}{D} - \frac{V_c}{R} + \frac{V_k}{R} \end{array} \right. \quad (2.20)$$

2.3 Dimensionamiento de los elementos del convertidor DC/DC tipo Flyback

El dimensionamiento del sistema electrónico se lo realiza utilizando los modelos matemáticos obtenidos previamente, pero adicional a esto es necesario obtener ciertas ecuaciones de corriente y voltaje en función del tiempo para crear correlaciones entre estos y despejar los valores de interés. Es preciso decir que todas las instrucciones aquí mencionadas son referidas al circuito de la Figura 2.5 donde es posible ver el circuito completo del convertidor y el magnetrón. Todos los elementos del circuito están etiquetados y sus nombres son los mismos en el proceso de diseño.

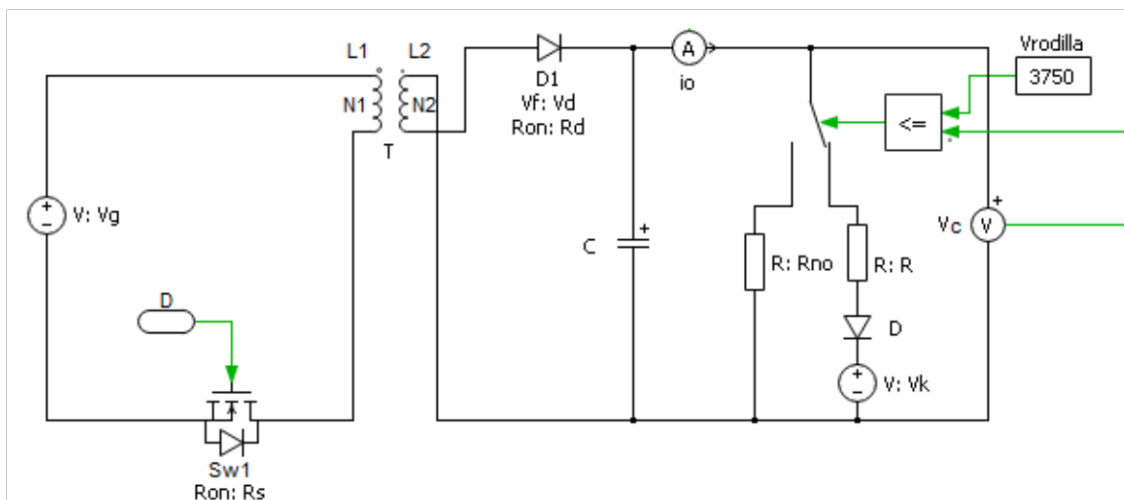


Figura 2.5 Circuito electrónico sujeto a dimensionamiento.

Primero es necesario tener ciertos datos de entrada acerca de los valores nominales de funcionamiento, datos como potencia, voltaje de entrada, frecuencia de funcionamiento, relación de trabajo etc. Estos valores están descritos en la Tabla 2.2.

La frecuencia de la Tabla 2.2 fue seleccionada por que en el mercado ya existen dispositivos semiconductores capaces de administrar altas potencias con una elevada frecuencia de operación, es más, poseen mejoras en la eficiencia debido a los bajos valores de resistencia de encendido [40]–[43], además, incrementar la frecuencia de operación permite disminuir las dimensiones del convertidor y bajar el rizado.

La relación de trabajo de la Tabla 2.2 se selecciona usando el concepto de 'switch utilization'. Es una relación que describe el estrés de un semiconductor calculado por medio de la corriente, voltaje pico y la potencia de salida del convertidor. Aunque la relación de trabajo recomendado para tener un valor de utilización máximo del semiconductor en un convertidor Flyback es de $D = \frac{1}{3}$ [19], se debe recordar que un D muy pequeño provoca un

pico elevado de corriente para transferir un mismo valor de potencia, se selecciona $D = 0.385$ porque permite disminuir el pico de corriente, además es posible ver en la Figura 2.6 que este valor está muy cercano al valor de utilización máximo recomendado.

Tabla 2.2 Datos de entrada para el dimensionamiento del convertidor Flyback.

Descripción	Valor
Potencia Térmica P_T	1000 W
Voltaje de Alimentación V_g	293.93 V
Relación de trabajo D	0.385
Frecuencia $\frac{1}{T}$	100 KHz
Eficiencia del convertidor η_c	0.9
Eficiencia del Magnetron η_m	0.75
Permeabilidad de vacío $\mu_{vacío}$	$4\pi \times 10^{-7} \frac{H}{m}$

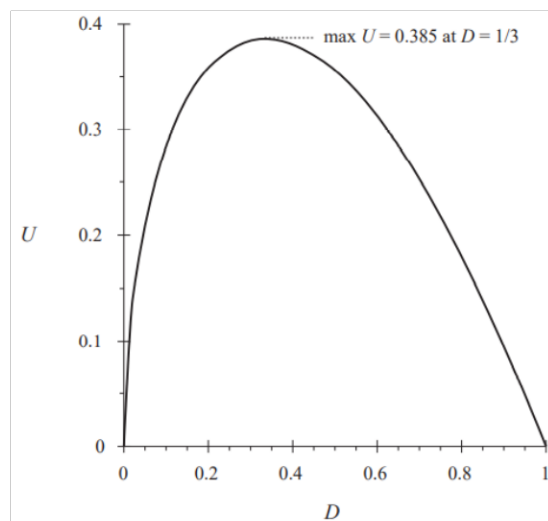


Figura 2.6 Switch utilization vs Duty Ratio [19].

El resto de los valores de la Tabla 2.2 fue obtenido a lo largo de los capítulos anteriores. Ahora como primer paso de diseño se va a reconocer la potencia eléctrica de entrada P_{in} y con él, la corriente media en la entrada I_m necesarios para tener una potencia térmica P_T de 1000W en la salida del magnetron, las ecuaciones (2.21) y (2.22) permiten obtener dichos valores.

$$P_{in} = \frac{P_T}{\eta_c \eta_m} = \frac{1000}{0.9 * 0.75} = 1481.48 \text{ W} \quad (2.21)$$

$$I_m = \frac{P_{in}}{V_g} = \frac{1481.48}{293.93} = 5.04 \text{ A} \quad (2.22)$$

Se va a obtener datos como la corriente del magnetron y el voltaje del capacitor a plena potencia. Con ese fin se reemplaza la ecuación (2.4) en (2.3) obtenidos en capitulos anteriores los cuales permiten dar con la ecuación (2.23), si (2.23) es evaluado resulta la ecuación (2.24), esta es una ecuación polinomial de segundo orden del cual es posible obtener la solución $i_{o2} = 0.3438 \text{ A}$, que representa la corriente media del magnetron el cual se puede ubicar en la Figura 2.7 Curvas de Potencia voltaje y corriente de magnetron. El valor de V_K fue obtenido con las ecuaciones (2.1) y (2.2) ubicados en los capitulos anteriores y es de $V_k = 3748.59 \text{ V}$.

$$\frac{P_T}{\eta_m} = V_K * i_{o2} + R_O * i_{O2}^2 \quad (2.23)$$

$$\frac{1000}{0.75} = 3748.59 * i_{o2} + 375 * i_{O2}^2 \quad (2.24)$$

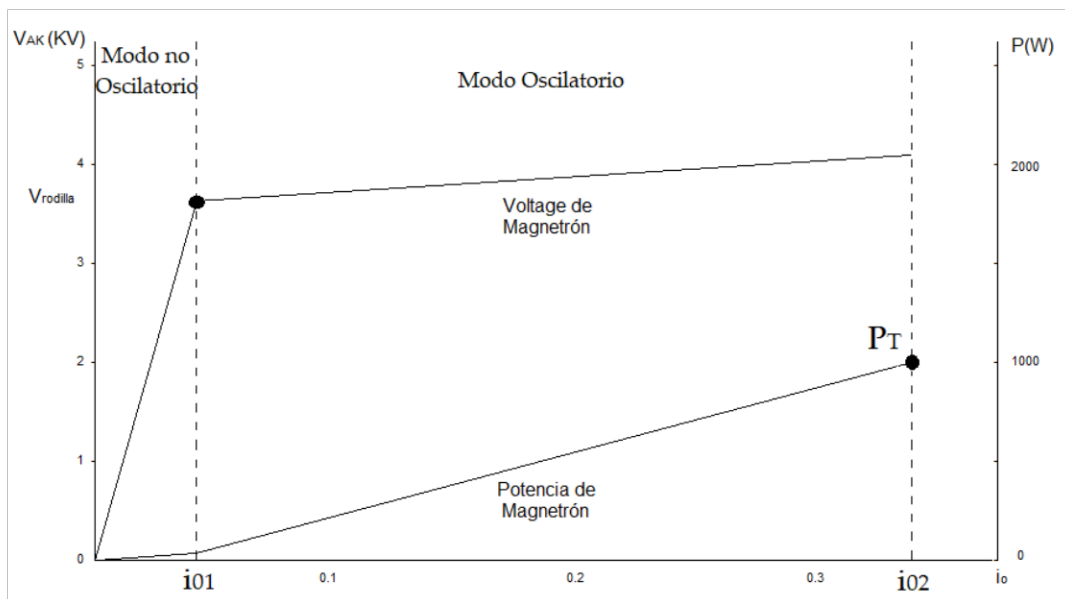


Figura 2.7 Curvas de Potencia voltaje y corriente de magnetron.

Con el valor de corriente media del magnetron i_{o2} y la ecuación de voltaje de magnetron (2.25) deducida a partir de su circuito equivalente del magnetron cuando se encuentra en el modo oscilatorio es posible obtener el voltaje medio del capacitor pues el magnetron y el capacitor están en paralelo, cabe destacar que los valores de corriente y voltaje de (2.24)

y (2.25) sirven para el diseño, pero se recalculan nuevamente de una manera exacta usando las ecuaciones de señal en estado estable.

$$V_c = V_{magnetron} = V_k + i_{o2}R_o = 3748.59 + 0.3438 * 375 = 3877.51 V \quad (2.25)$$

Otra ecuación importante que se puede obtener de la primera expresión del sistema de ecuaciones (2.20) es (2.27). Si se da el valor de 0 temporalmente a todo tipo de resistencias y se desprecia el valor del voltaje de encendido del diodo V_d se obtiene la ecuación (2.26) que una vez evaluada genera la expresión (2.27), de él es posible conocer la relación de transformación auxiliar $\frac{n_1}{n_2} = 0.04745$ que igualmente se recalcula de manera exacta a posterior.

$$V_c = \frac{n_2}{n_1} \frac{D}{1-D} V_g \quad (2.26)$$

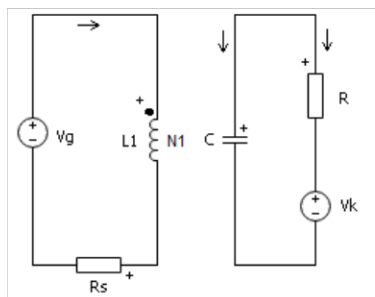
$$\frac{n_1}{n_2} = \frac{V_g}{V_c} \frac{D}{1-D} = \frac{293.93}{3877.51} \frac{0.385}{1-0.385} = 0.04745 \quad (2.27)$$

2.3.1 Selección del Mosfet de potencia

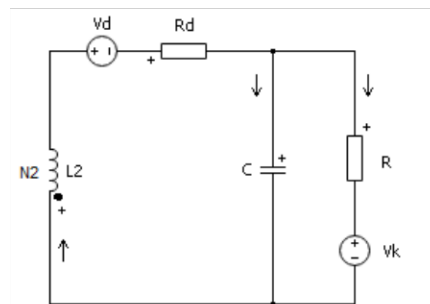
Se va a definir cuál es la corriente media y máxima que el dispositivo semiconductor conduce, así también el voltaje entre drenaje y fuente al que va a estar sometido para que el diseñador pueda seleccionar el Mosfet de potencia requerido. Si se observa la Figura 2.8(a) y se aplica la ley de voltajes de Kirchhoff a la malla conformada por el primario del transformador, la fuente de voltaje V_g y el dispositivo semiconductor se obtiene la ecuación (2.28), de igual manera aplicando la misma ley, esta vez al circuito de la Figura 2.8(b) conformado por el secundario de transformador, el circuito equivalente del diodo y el capacitor se obtiene la ecuación (2.29).

$$V_{mosfet} = V_g - V_{L_1} \quad (2.28)$$

$$V_{L_2} = -V_c - V_{diodo} \quad (2.29)$$



(a)



(b)

Figura 2.8 Cambios de topología por acción del switch: (a) Topología con switch On; (b) Topología con Switch Off.

Hay que notar que el dispositivo semiconductor experimenta mayor voltaje en sus terminales cuando está desconectado, es decir cuando el secundario del transformador está conduciendo por lo que es posible despreciar el voltaje del diodo de la ecuación (2.29), provocando que el voltaje del secundario del transformador se aproxime al negativo del voltaje del capacitor como lo muestra la ecuación (2.30), el valor de voltaje del capacitor fue obtenido en (2.25) anteriormente.

$$V_{L_2} \approx -V_c = -3877.51 V \quad (2.30)$$

Ahora solo hace falta reemplazar (2.30) en (2.28) usando la relación de transformación auxiliar $\frac{n_1}{n_2}$ para obtener (2.31) donde se puede ver finalmente el valor del voltaje V_{mosfet} presente en los terminales del dispositivo semiconductor.

$$V_{mosfet} \approx V_g - \frac{n_1}{n_2} V_{L_2} = 293.93 - 0.04745 * (-3877.51) = 477.91 V \quad (2.31)$$

Después es necesario deducir la corriente máxima aproximada i_{1max} que el dispositivo semiconductor va a conducir, si se guía de la Figura 2.9, que describe la corriente del primario del transformador se puede obtener la ecuación lineal (2.32) que describe la corriente $i_1(t)$ aproximadamente. Es necesario seleccionar $i_o = 7A$ ubicado en la Figura 2.9, ya que este valor de corriente puede ser elegido por el diseñador, cabe destacar que una corriente inicial i_o pequeño logra sobre picos elevados de corriente en $t = ton$ para transferir una misma cantidad de potencia por lo que si se desea disminuir la corriente máxima en $t = ton$ es preciso tener una corriente i_o considerable, se debe notar aquí que el modo de conducción continua se caracteriza porque $i_o > 0 A$.

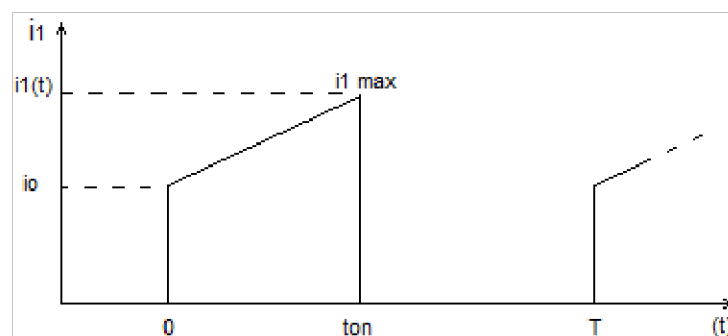


Figura 2.9 Corriente del primario del Transformador.

Si se integra la ecuación (2.32) para obtener la corriente media se obtiene (2.33) del cual es posible despejar la corriente máxima en (2.34) ya que el resto de las variables como la

corriente media I_m y ton ya fueron encontrados anteriormente, lo que da como resultado la corriente máxima de primario igual a $i_{1max} \approx 19.18 A$.

$$i_1(t) \approx \frac{i_{1max} - i_o}{ton} t + i_o \quad (2.32)$$

$$I_m \approx \frac{D(i_{1max} + i_o)}{2} \quad (2.33)$$

$$i_{1max} \approx 2 \frac{I_m}{D} - i_o = 2 * \frac{5.04}{0.385} - 7 = 19.18 A \quad (2.34)$$

Los valores hallados de corriente media de primario $I_m = 5.04 A$, corriente máxima de primario $i_{1max} \approx 19.18 A$ y el voltaje del semiconductor $V_{mosfet} \approx 477.91 V$ permiten designar un Mosfet de potencia ideal para la aplicación, hay que tomar en cuenta que el voltaje V_{mosfet} debe ser superado con holgura pues es posible que, debido a los flujos magnéticos de dispersión, el voltaje en terminales sea superior al calculado.

Si se revisan Mosfets de potencia comerciales usando los valores de corriente y voltaje se pueden encontrar con el datasheet del anexo X del cual es posible obtener la resistencia de encendido del Mosfet $R_s = 0.146 \Omega$.

2.3.2 Cálculo de la inductancia del primario del transformador L_1

Para continuar, se usa nuevamente el circuito de la Figura 2.8(a) del cual es posible obtener la ecuación (2.35) luego de solucionar la ecuación diferencial que lo describe. La ecuación (2.35) que representa la corriente instantánea del primario del transformador de manera exacta permite deducir la inductancia de magnetización o inductancia L_1 , Cabe mencionar que si se grafica dicha corriente se obtiene la Figura 2.9.

$$i_1(t) = \frac{V_g}{R_s} + \left(i_o - \frac{V_g}{R_s} \right) e^{-\frac{R_s t}{L_1}} \quad (2.35)$$

Como se puede ver en (2.35), todas las variables ya tienen valores establecidos excepto L_1 , si se calcula la corriente media a partir de la integración en un periodo T de la ecuación (2.35) es posible obtener (2.36). Si se iguala el valor de la ecuación (2.22) que describe la corriente I_m con la ecuación (2.36) se obtiene la ecuación (2.37), se observa en (2.37) que es posible despejar la inductancia del primario L_1 ya que el resto de los valores ya es conocido. Usando Matlab® es posible obtener el valor de $L_1 = 92.38 \mu H$.

$$I_m = \frac{1}{T} \left[\frac{V_g}{R_s} DT + \left(i_o - \frac{V_g}{R_s} \right) L_1 - \left(i_o - \frac{V_g}{R_s} \right) \frac{L_1}{R_s} e^{-\frac{R_s DT}{L_1}} \right] \quad (2.36)$$

$$5.04 = \frac{1}{T} \left[\frac{V_g}{R_s} DT + \left(i_o - \frac{V_g}{R_s} \right) L_1 - \left(i_o - \frac{V_g}{R_s} \right) \frac{L_1}{R_s} e^{-\frac{R_s DT}{L_1}} \right] \quad (2.37)$$

2.3.3 Selección del Diodo

Con el objetivo de seleccionar un diodo comercial para el convertidor es preciso obtener el voltaje del primario del transformador, para esto se va a considerar el voltaje máximo experimentado en sus terminales lo cual sucede cuando $t = 0$, eso es posible usando la ecuación (2.38) y reemplazando en él la corriente del primario del transformador descrito en (2.35) lo que resulta en la ecuación (2.39) que después de ser evaluado con $t = 0$, describe el voltaje del primario del transformador $V_{L_1} = 292.9 V$, hay que observar que este voltaje es obtenido cuando el secundario del transformador está en circuito abierto debido a que el diodo está en polarización inversa, es decir el voltaje del secundario del transformador V_{L_2} puede ser obtenido con V_{L_1} y la relación de transformación auxiliar $\frac{n_1}{n_2}$, todos estos expresados en (2.40).

$$V_{L_1} = L_1 \frac{di_1(t)}{dt} \quad (2.38)$$

$$V_{L_1}(0) = (V_g - i_o R_s) e^{-\frac{R_s t}{L_1}} = (293.93 - 7 * 0.146) e^{-\frac{0.146}{0.00009238} * 0} = 292.9 V \quad (2.39)$$

$$V_{L_2} = V_{L_1} \frac{n_2}{n_1} = 292.9 * \frac{1}{0.04745} = 6172.81 V \quad (2.40)$$

Si se aplica la ley de voltajes de Kirchhoff para la malla de la Figura 2.8(b) conformada por el secundario del transformador, el diodo y el capacitor se obtiene la ecuación (2.41), con el que es posible despejar el voltaje inverso más alto que el diodo debe soportar usando los valores (2.40) y (2.25) en la ecuación (2.41), se debe tomar en cuenta que el circuito equivalente del diodo conformado por la fuente de voltaje y la resistencia deben ser tomados como si fueran un solo elemento.

$$V_{diodo} = -V_c - V_{L_2} = -3877.51 V - 6172.81 = -10050.32 V \quad (2.41)$$

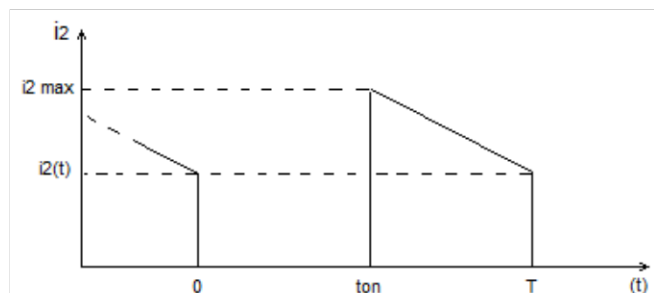


Figura 2.10 Corriente del secundario del Transformador.

Para continuar, es preciso deducir la corriente pico máxima que el diodo del secundario va a conducir, si se observa la Figura 2.10, este pico máximo sucede cuando $t = ton$, si se observa la Figura 2.9 se ve que, al mismo tiempo, la corriente del primario se encuentra en su pico máximo, por lo que solo es necesario usar la relación de transformación auxiliar $\frac{n_1}{n_2}$ para obtener dicho valor. La ecuación (2.42) permite obtener el pico máximo de la corriente del primario, el resultado es usado en (2.43) para obtener el pico máximo de corriente en el secundario.

$$i_{1max} = i_1(DT) = \frac{V_g}{R_s} + \left(i_o - \frac{V_g}{R_s}\right) e^{-\frac{R_s DT}{L_1}} = \frac{293.93}{0.146} + \left(7 - \frac{293.93}{0.146}\right) e^{\frac{-0.146}{0.00009238} * 0.385 * \frac{1}{100000}} = 19.17A \quad (2.42)$$

$$i_{2max} = i_2(DT) = i_1(DT) \frac{n_1}{n_2} = 19.17 * 0.04745 = 0.9096 A \quad (2.43)$$

Si se usa los valores obtenidos en (2.41) y (2.43) es posible buscar un diodo comercial ideal para la aplicación. El modelo seleccionado proviene de la marca GenesiC® Semiconductor especificado en el anexo X cuyos parámetros son: $V_d = 4.7 V$, $R_d = 4.7\Omega$.

2.3.4 Selección del núcleo del transformador

Con los datos obtenidos anteriormente y el siguiente procedimiento se va a seleccionar el núcleo del transformador, para lo que se vuelve necesario el valor de corriente i_{1max} obtenido en la ecuación (2.42). A continuación, se hace uso de la ecuación (2.44) para calcular la energía de almacenamiento en forma de campo magnético E que el núcleo debe albergar.

$$E = \frac{1}{2} Li^2 = \frac{1}{2} * 0.00009238 * 19.17^2 = 0.01697 J \quad (2.44)$$

Ahora es necesario el uso del catálogo comercial brindado por el fabricante de núcleos de transformador Micrometals® especificado en el anexo XI e identificar el material que sea aplicable para el convertidor de potencia, en él es posible identificar el material denominado como -30, el cual tiene una permeabilidad inicial de $\mu_0 = 22$, además presenta buena linealidad, bajo costo, útil en aplicaciones de alta potencia, tiene la característica de mantener la inductancia constante incluso con elevadas corrientes y es capaz de almacenar mucha energía con poca saturación.

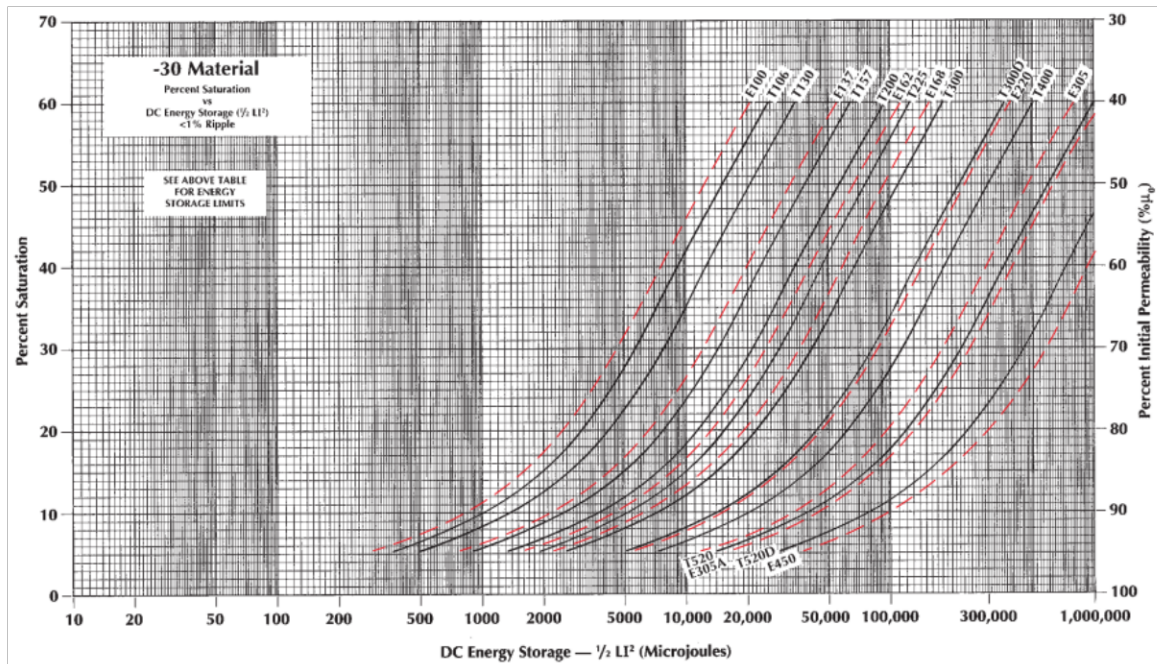


Figura 2.11 Porcentaje de saturación vs energía del material -30 [44].

Si se observa la Figura 2.11 se pueden observar las curvas de saturación de las distintas presentaciones de núcleos fabricados con el material -30, estas presentaciones pueden ser en forma de toroide o tipo Ecore. Por otro lado, en el eje horizontal es posible ver la energía de almacenamiento, si se ubica el valor de energía obtenida en la ecuación (2.44) en la Figura 2.11 se puede seleccionar la presentación de núcleo para nuestra aplicación.

Es preferible un núcleo toroidal, esto es debido a que produce campos magnéticos de dispersión reducidos comparados con los campos de dispersión generados por núcleos Ecore, por lo tanto, solo queda elegir las dimensiones del núcleo toroidal. En el anexo XI se recomienda seleccionar núcleos en los cuales la energía de almacenamiento no los sature más del 25%, por lo tanto, observando la Figura 2.11 es posible seleccionar entre los toroides T225, T300, T300D, T400, T520. Se selecciona el toroide T300D porque no es muy voluminoso como los toroides T400, T520 y posee una saturación de alrededor del 10% cuando este almacena la energía E de la ecuación (2.44).

2.3.5 Cálculo de la inductancia del secundario del transformador L_2

La Figura 2.12 muestra las dimensiones del toroide T300D seleccionado, si se usan sus dimensiones, la permeabilidad de vacío μ_{vacio} y la permeabilidad relativa μ_r es posible calcular el número de vueltas del primario, pero antes es necesario definir la permeabilidad relativa μ_r con la ecuación (2.45) el cual fue recomendado en el anexo XI.

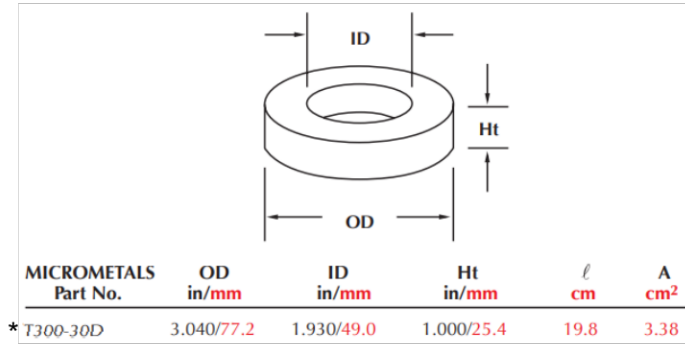


Figura 2.12 Dimensiones del Toroide T300D [44].

$$\mu_r = \frac{100 - \%saturation}{100} \mu_o = \frac{100 - 10}{100} 22 \approx 20 \quad (2.45)$$

Usando la ecuación (2.46) es posible calcular el número de vueltas del primario del transformador.

$$N_1 = \sqrt{L_1 * \frac{l}{A * \mu_r * \mu_{vacio}}} = \sqrt{0.00009238 * \frac{0.198}{0.000338 * 20 * 4\pi * 10^{-7}}} = 46.40 \quad (2.46)$$

Para el cálculo del número de vueltas del secundario N_2 es preciso evaluar el sistema de ecuaciones (2.20) y obtener (2.47) donde se puede notar que las incógnitas que no tienen un valor exacto son la relación de transformación $\frac{N_1}{N_2}$, el voltaje medio del capacitor V_c , cabe recalcar que el valor de i_1 es igual al valor de I_m y el valor del capacitor V_c junto con la relación de transformación auxiliar $\frac{n_1}{n_2}$ que antes fueron utilizados solo eran valores aproximados que ahora se calculan de manera exacta en (2.47).

$$\begin{cases} 0 = \left[-\frac{4.7}{0.385} \frac{N_1}{N_2} - 0.146 \frac{N_2}{N_1} + 4.7 \frac{N_1}{N_2} \right] 5.04 + (0.385 - 1)(V_c + 4.7) + 0.385 * 293.93 \frac{N_2}{N_1} \\ 0 = 5.04 \frac{(1 - 0.385) N_1}{0.385 N_2} - \frac{V_c}{375} + \frac{3748.59}{375} \end{cases} \quad (2.47)$$

Si se usa Matlab® para resolver el sistema (2.47) se obtiene que la relación de transformación definitiva es $\frac{N_1}{N_2} = 0.0469$ y el voltaje medio del capacitor es de $V_c = 3890.19 V$, aunque estos valores se parecen bastante a los anteriores, estos pueden ser confirmados en la simulación con gran precisión.

Ahora usando la relación de transformación definitiva $\frac{N_1}{N_2}$ es posible obtener el número de vueltas del secundario N_2 mediante la ecuación (2.48).

$$N_2 = \frac{N_2}{N_1} * N_1 = \frac{1}{0.0469} * 46.40 = 989.37 \quad (2.48)$$

Una vez obtenido N_2 es fácil obtener L_2 usando la ecuación (2.49).

$$L_2 = \frac{\frac{N_2^2}{l}}{A * \mu_r * \mu_{vacio}} = \frac{\frac{989.37^2}{0.198}}{0.000338 * 20 * 4\pi * 10^{-7}} = 0.0419 H \quad (2.49)$$

2.3.6 Cálculo del capacitor

Para obtener el valor del capacitor es necesario solucionar la ecuación diferencial que describe el circuito de la Figura 2.3(b), conformada por el capacitor y el circuito equivalente del magnetrón, una vez solucionado, es posible obtener el voltaje del capacitor en (2.50).

$$V_c(t) = V_k + (V_{cmax} - V_k)e^{-\frac{1}{RC}t} \quad (2.50)$$

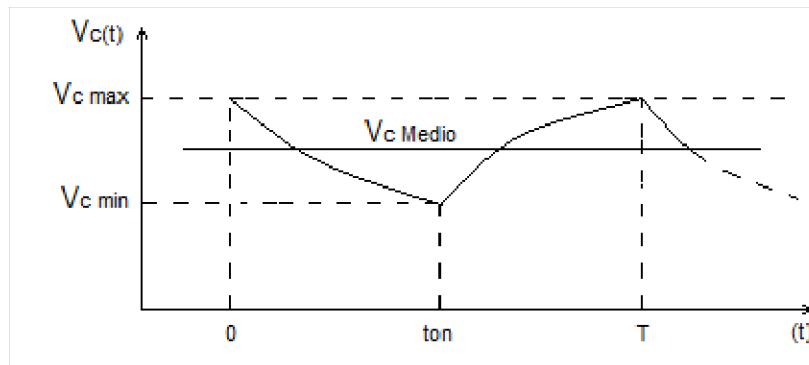


Figura 2.13 Voltaje del capacitor ubicado en paralelo del magnetrón.

Si se observa la Figura 2.13 es posible obtener el voltaje mínimo del capacitor reemplazando $t = t_{on}$ en la ecuación (2.50) y la expresión resultante es (2.51).

$$V_{cmin} = V_k + (V_{cmax} - V_k)e^{-\frac{1}{RC}t_{on}} \quad (2.51)$$

Ahora es necesario definir el rizado que el capacitor va a poseer, se elige $V_{rizado} = 5 V$, pues es menor al 1% del voltaje del capacitor cuyo valor rodea los 4KV.

Las variables V_{cmax} y V_{cmin} son definidos con (2.52) y (2.53) donde V_c es el voltaje medio del capacitor obtenido en la solución del sistema de ecuaciones (2.47). Estos valores máximos y mínimos se pueden visualizar en la Figura 2.13.

$$V_{cmax} = V_c + \frac{V_{rizado}}{2} = 3890.19 + \frac{5}{2} = 3892.69 V \quad (2.52)$$

$$V_{cmin} = V_c - \frac{V_{rizado}}{2} = 3890.19 - \frac{5}{2} = 3887.69 V \quad (2.53)$$

Ahora se puede despejar la capacitancia C de la expresión (2.51) lo que resulta en la ecuación (2.54), este puede ser evaluado pues todos sus valores ya son conocidos lo que provoca un valor de capacitor de $C = 0.29\mu F$ o recomendablemente mayor.

$$C = \frac{-DT}{\ln\left(\frac{V_{cmin} - V_k}{V_{cmax} - V_k}\right)R} = \frac{-0.385 * \frac{1}{100000}}{\ln\left(\frac{3887.69 - 3748.59}{3892.69 - 3748.59}\right) * 375} = 0.29\mu F \quad (2.54)$$

Por lo tanto, el capacitor debe ser de $C \geq 0.29\mu F$ y debe soportar un voltaje $V_{cmax} \geq 3892.69 V$. El capacitor comercial que cumple con estos requisitos es de la marca CDE® especificado en el anexo X y posee una capacitancia de $C = 0.5\mu F$.

Finalmente, todos los valores del circuito electrónico ya fueron definidos, la Tabla 2.3 especifica los valores de los componentes involucrados, con ellos ya es posible realizar la simulación y comprobación de voltajes y corrientes antes obtenidos, el esquema del circuito diseñado esta especificado en la Figura 2.3.

Tabla 2.3 Parámetros de diseño del convertidor DC/DC tipo Flyback.

Elemento	Valor
Voltaje de alimentación V_g	293.93 V
Resistencia Mosfet R_s	0.146 Ω
#vueltas del Primario N_1	46.40
#vueltas del Secundario N_2	989.37
Inductancia del primario L_1	92.38 μH
Inductancia del Secundario L_2	0.04199 H
Resistencia del diodo R_d	4.7 Ω
Voltaje directo del diodo V_d	4.7 V
Capacitor C	0.5 μF

2.4 Modelo térmico del microondas

El modelo térmico del microondas puede ser descrito mediante la masa y resistencia térmicas, son dos características de los sistemas térmicos que tienen sus parecidos con los sistemas eléctricos pues su dinámica es similar, aunque las escalas de tiempo no. El objetivo de esta sección es obtener un modelo matemático del horno microondas.

2.4.1 Masa térmica sujeta a varios flujos de potencia

El horno microonda está involucrado en la tarea de aumentar la temperatura de una determinada cantidad de masa térmica dentro de su estructura, la potencia calórica que el horno imprime sobre dicha masa debe ser descrita matemáticamente, adicional a esto se debe tomar en cuenta también que siempre que exista una diferencia de temperatura entre dos objetos estos son participes de intercambio de calor por lo que es inherente también el fenómeno de la transferencia de calor entre la masa térmica y el ambiente, con esto en mente se puede deducir que existen flujos de potencia térmica que pueden entrar o salir desde y hacia la masa térmica los cuales provocan su cambio de temperatura [10]. Es necesario describir este comportamiento con la ecuación (2.55) ya que puede tomar en cuenta la potencia térmica neta P_N incidente en una masa térmica y el cambio de temperatura que esta sufre.

$$P_N = mc * \frac{dT}{dt} \quad (2.55)$$

Se puede observar que (2.55) tiene su parecido a la segunda ley de Newton donde la potencia térmica neta P_N es análoga a la sumatoria de fuerzas, también tiene su parecido con la fórmula de la corriente del capacitor donde la potencia térmica neta P_N es análoga a la corriente eléctrica y la temperatura T es análoga al voltaje [10]. Por lo tanto, la ecuación (2.55) describe la potencia térmica neta P_N necesaria para que un cuerpo con una masa térmica mc tenga una determinada tasa de cambio de temperatura, dicha ecuación se utiliza para determinar la temperatura de un cuerpo luego de que este ha sido sometido a entradas y salidas de calor [10].

Además, queda por describir la potencia térmica existente en la transferencia de calor entre la masa térmica y el ambiente, la ecuación (2.56) describe este fenómeno usando el concepto de la resistencia térmica, se puede observar que (2.56) es similar a la corriente en una resistencia eléctrica donde la potencia P_{amb} es análoga a la corriente, la diferencia de temperatura $(T_{amb} - T)$ es análoga a la diferencia de voltaje y el termino R_T se denota como la resistencia térmica. La ecuación (2.56) es necesaria para describir la potencia con la que un cuerpo está removiendo o añadiendo energía por efecto de la diferencia de temperatura entre este y el ambiente [10], la potencia P_{amb} puede ser positiva o negativa dependiendo del signo de la diferencia de temperatura entre la masa térmica sujeta a calentamiento y la temperatura ambiente.

$$P_{amb} = \frac{(T_{amb} - T)}{R_T} \quad (2.56)$$

Finalmente, la suma total de potencia térmica incidente en la masa térmica dentro de un horno microondas se realiza con la ecuación (2.57) donde P_T es la potencia térmica proveniente del magnetrón de cavidad y P_{amb} es la potencia que el cuerpo disipa o agrega por la diferencia de temperatura existente entre este y el ambiente que lo rodea, finalmente si se usa (2.55), (2.56) para modificar (2.57) se obtiene la ecuación (2.58).

$$P_N = P_T + P_{amb} \quad (2.57)$$

$$mc * \frac{dT}{dt} = P_T + \frac{(T_{amb} - T)}{R_T} \quad (2.58)$$

La ecuación (2.58) permite describir el modelo térmico del sistema, hay que recordar que esta ecuación asume que el cuerpo posee una temperatura uniforme y la transferencia de calor por conducción y convección se puede representar con una sola constante [10], este modelo es suficiente para representar la realidad de una manera muy aproximada. Para la simulación es necesario que el sistema en función del tiempo de la ecuación (2.58) deba ser transformada al dominio de la frecuencia mediante la transformada de Laplace. La ecuación (2.59) es el resultado de la transformación al dominio de la frecuencia y es el que se utilizará en la simulación, se debe mencionar que $T_{inicial}$ es la temperatura inicial de la masa térmica sujeta a calentamiento.

$$T(s) = \frac{\frac{1}{mc}}{s + \frac{AU_T}{mc}} P_T(s) + \frac{\frac{AU_T}{mc}}{s + \frac{AU_T}{mc}} T_{amb}(s) + \frac{1}{s + \frac{AU_T}{mc}} T_{inicial} \quad (2.59)$$

2.4.2 Deducción de parámetros térmicos

Ahora es necesario definir los valores de m , c , T_{amb} , A , U_T involucrados en la ecuación (2.59). Para el cálculo del coeficiente de transferencia de calor total U_T contenida dentro de la ecuación de la resistencia térmica R_T es necesario conocer el coeficiente de transferencia de calor U_i de todos los materiales involucrados en el proceso de transferencia de calor. El coeficiente de transferencia de calor de los fluidos como los líquidos y los gases es posible encontrarlos en tablas y se denotan con el símbolo h_i , los fluidos generalmente transfieren calor mediante conducción y convección. Por otro lado, el coeficiente de transferencia de calor de los sólidos debe ser calculado con la fórmula (2.60) donde L_i es el espesor del sólido y λ_i su conductividad térmica, es preciso acotar que los sólidos realizan el proceso de transferencia de calor solo por conducción [9], [45].

$$U_i = \frac{\lambda_i}{L_i} \quad (2.60)$$

Si se observa la Figura 2.14 se puede ver el trayecto enumerado que la energía térmica sigue desde la masa sujeta a calentamiento (Alimento con temperatura T) o masa térmica hasta fuera del horno microondas donde la temperatura es T_{amb} o temperatura ambiente, cada numero de la Figura 2.14 representa una resistencia térmica cuya suma algebraica de coeficientes de transferencia térmica U_i resulta en el coeficiente de transferencia de calor total U_T .

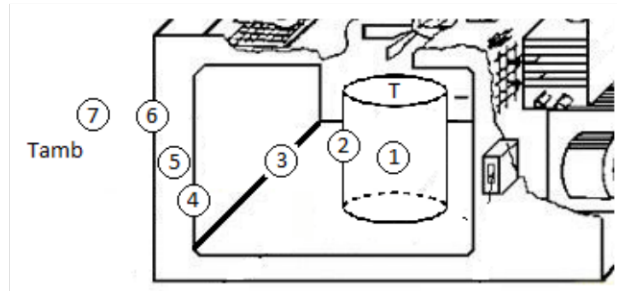


Figura 2.14 Horno microonda [46].

El punto 1 de la Figura 2.14 es parcialmente líquido pues se trata de un alimento que generalmente contiene agua, aceite y nutrientes por lo que se considera un coeficiente de transferencia h_1 entre $90 - 1100 \frac{W}{m^2 \cdot ^\circ C}$ [47], si se toma el valor promedio es $h_1 = 595 \frac{W}{m^2 \cdot ^\circ C}$. Los puntos 3, 5 y 7 de la Figura 2.14 son en esencia aire, este tiene un coeficiente de transferencia de calor de $h_3 = h_5 = h_7 = 15 \frac{W}{m^2 \cdot ^\circ C}$ [48].

Por otro lado, los puntos 4 y 6 son parte de la carcasa del horno microondas y están fabricados generalmente en hierro sólido donde es necesario conocer el grosor, este es habitualmente de $L_4 = L_6 = 0.0007m$ y un coeficiente de conductividad térmica $\lambda_4 = \lambda_6 = 79.5 \frac{W}{m \cdot ^\circ C}$. Finalmente, el punto 2 se refiere al envase que contiene el alimento, puede ser de material cerámico o plástico cuyo grosor es de alrededor de $L_2 = 0.002m$ y un coeficiente de conductividad térmica de $\lambda_2 = 0.25 \frac{W}{m \cdot ^\circ C}$.

Con los datos de conductividad térmica λ_i , longitudes L_i y coeficientes de transferencia de calor h_i anteriormente mencionados y la ecuación (2.61) sugerida en [45] es posible calcular el coeficiente de transferencia de calor total U_T cuyo valor se puede visualizar en la

Tabla 2.4.

$$\frac{1}{U_T} = \frac{1}{h_1} + \frac{L_2}{\lambda_2} + \frac{1}{h_3} + \frac{L_4}{\lambda_4} + \frac{1}{h_5} + \frac{L_6}{\lambda_6} + \frac{1}{h_7} \quad (2.61)$$

Tabla 2.4 Parámetros del modelo térmico.

Coefficiente	Valor
Masa m	0.01 Kg
Calor específico c	2282.5 $\frac{J}{kg^{\circ}C}$
Área A	0.95 m^2
Coefficiente de transferencia de calor U_T	4.76 $\frac{W}{m^2^{\circ}C}$
Temperatura Ambiente T_{amb}	14 $^{\circ}C$

Una vez calculado el coeficiente de transferencia de calor total U_T , se continua con el valor del área A , este se obtenido con el promedio de las dimensiones externas de 10 hornos microondas comerciales cuyas medidas promedio son de 29.53cm de alto, 49.79cm de ancho y 41.31cm de profundidad, que resulta en un área total de $A = 0.95m^2$.

Después, para definir el calor específico c se realiza la suposición de que el alimento consta de los siguientes elementos: 25% agua cuyo calor específico es de $c_1 = 4186 \frac{J}{Kg^{\circ}C}$, 25% proteína cuyo calor específico es de $c_2 = 1260 \frac{J}{Kg^{\circ}C}$ [49], 25% carbohidratos cuyo calor específico es de $c_3 = 1548 \frac{J}{Kg^{\circ}C}$ [50] y 25% grasa cuyo calor específico es de $c_4 = 2136 \frac{J}{Kg^{\circ}C}$ [51]. Si se usan estos valores de calor específico y la ecuación (2.62) se obtiene el valor del calor específico total c descrito en la

Tabla 2.4. El termino c_i de la ecuación (2.62) describe el calor específico de cada elemento que conforma el alimento y x_i es el porcentaje de dicho elemento.

$$c = \frac{\sum c_i * x_i}{100} \quad (2.62)$$

Finalmente, el valor de T_{amb} lo definimos en 14 $^{\circ}C$, y la masa de prueba de 0.01 kg pero estos valores pueden variar.

2.5 Diseño de controladores PI en cascada

Los convertidores de potencia son sistemas variantes en el tiempo debido a la operación de switcheo por lo tanto es necesario linealizar el modelo en un punto de operación usando

una entrada contante, con esto es posible obtener una función de transferencia local que es útil para la sintonización de los controladores [8], [52]–[54]. A continuación, se describe el proceso de diseño de cada uno de los controladores en cascada. En este sistema se verán involucradas 3 variables, estos son la temperatura de la masa térmica, la corriente y la potencia del convertidor. Cabe destacar que en esta sección se describirá el proceso de diseño de controladores y los resultados se verán en el siguiente capítulo.

2.5.1 Diseño del Controlador de Corriente en lazo Cerrado

Para el diseño del controlador de corriente es necesario identificar la planta, en este caso la entrada del sistema es la relación de trabajo $d(t)$ y la salida es la corriente del magnetrón $i_2(t)$. Como se mencionó anteriormente, la configuración en cascada requiere que el controlador de la variable más rápida se encuentre dentro del sistema multi lazos representado en la Figura 1.8, en este caso es la corriente.

El esquema con el que se debe guiar esta descrito en Figura 2.15, en él es posible observar donde están las entradas y las salidas para obtener la curva de corriente, además, es posible ver en líneas entrecortadas la disposición del controlador una vez diseñado.

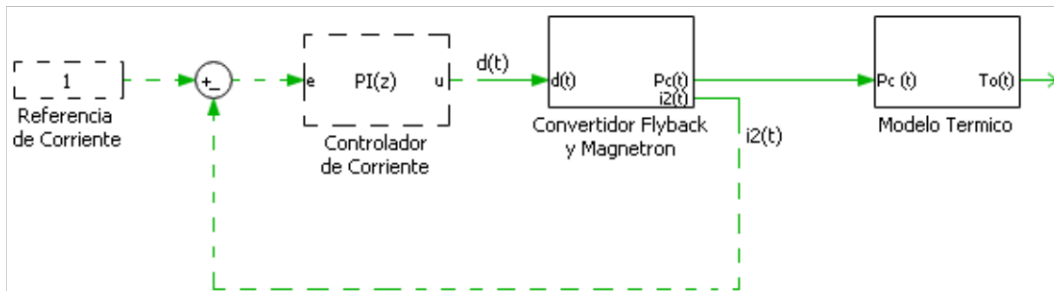


Figura 2.15 Lazo de control de corriente del convertidor Flyback y magnetrón.

La salida de la corriente de magnetrón $i_2(t)$ a partir de una entrada paso en la relación de trabajo $d(t)$ se puede observar en la Figura 2.16, de él es posible obtener datos como la ganancia K_g , la frecuencia natural ω_n y el coeficiente de amortiguamiento ε usando las fórmulas (1.13), (1.15), (1.16), (1.17) y (1.18), este proceso matemático fue descrito en el anterior capítulo.

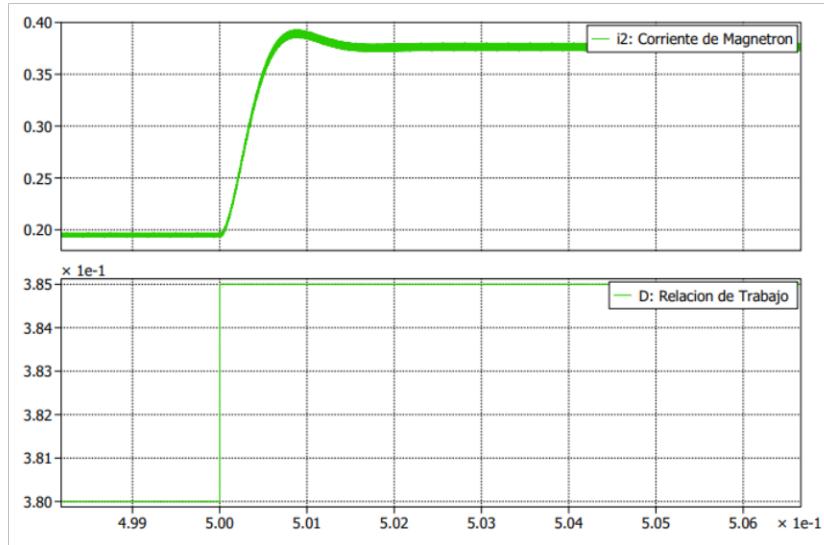


Figura 2.16 Salida de corriente de magnetrón.

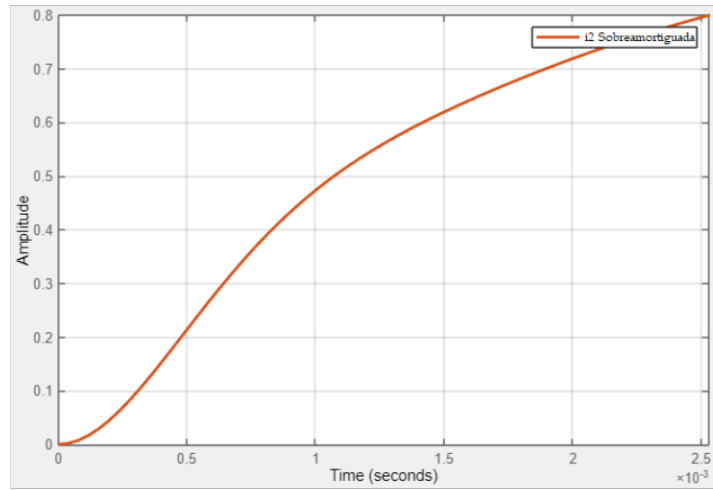
El modelo obtenido esta descrito en la ecuación (2.63), en él se pueden distinguir todos los valores característicos de una planta de segundo orden, el siguiente paso es sintonizar el controlador PI de la Figura 2.15 que va junto al convertidor. El proceso de selección de los parámetros inicia por elegir el rango de valores kp y ki que se van a probar y combinar, la planta que se usa en este proceso esta descrita en la función de transferencia (2.63).

$$\frac{i_2}{D}(s) = 36.33 * \frac{4177.8^2}{s^2 + 2 * 0.645 * 4177.8s + 4177.8^2} \quad (2.63)$$

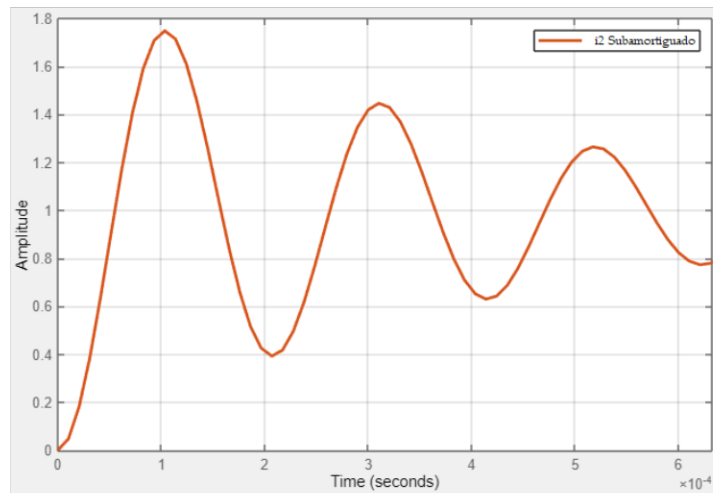
Luego, se realiza el diseño de dos controladores por el método de eliminación de polos y ceros cuyas salidas sean en extremo sub y sobre amortiguados, este diseño arroja valores de $kp = 0.004, ki = 13$ para el sistema sobre amortiguado y valores $kp = 1.48, ki = 798$ para el sistema sub amortiguado. La Figura 2.17(a) representa la salida de corriente sobre amortiguada y define los valores kp y ki mínimos, por otro lado, la Figura 2.17(b) usa valores kp y ki máximos los cuales logran una salida de corriente sub amortiguada. Lógicamente estas respuestas tienen elevados tiempos de establecimiento, por lo que se supone que los parámetros del controlador que reducen el tiempo de establecimiento, es decir reducen el índice de desempeño ISE se encuentra dentro del rango de valores $kp = [0.004 - 1.48]$ y dentro del rango de valores $ki = [13 - 798]$.

El siguiente paso es medir los índices de desempeño ISE e ISCO del controlador de corriente usando como parámetros los valores existentes dentro de los rangos kp y ki antes

mencionados. Para este paso, la planta usada ya no es la ecuación (2.63), sino el propio convertidor de la simulación cuyo circuito esta graficado en la Figura 2.3(a).



(a)



(b)

Figura 2.17 Salida de corriente: (a) Controlador *PI* con $K_p = 0.004, k_i = 13$;
(b) Controlador *PI* con $K_p = 1.48, k_i = 798$.

Los valores existentes dentro de estos dos rangos antes mencionados son probados en simulación usando código en Python® del anexo VI, en cada intento medimos los índices de desempeño ISE e ISCO que se guardan en una tabla comparativa mostrada en el anexo II. La ecuación (2.64) representa el controlador de corriente con los parámetros que minimizan ambos índices, cabe destacar que el tiempo de muestreo T_s es igual a la frecuencia de switcheo.

$$\frac{u(z)}{e(z)} = k_p + k_i T_s \frac{1}{z-1} = 0.373 + \frac{0.00798}{z-1} \quad (2.64)$$

Ahora es necesario continuar con el controlador del siguiente lazo.

2.5.2 Diseño del Controlador de Potencia en lazo Cerrado

El siguiente lazo de realimentación involucra el control de potencia del convertidor, el proceso de diseño del controlador es similar al descrito anteriormente, primero es necesario identificar la planta, ahora la entrada del proceso es la referencia de corriente $i_2(t)$ y la salida es la potencia del convertidor $P_c(t)$, es necesario guiarse con la Figura 2.18, en él se puede notar que el controlador de potencia dicta la nueva referencia de corriente $i_2(t)$ además es posible ver en líneas entrecortadas la disposición del controlador una vez diseñado. Para obtener la salida $P_c(t)$ se envía un paso de entrada en la referencia de corriente $i_2(t)$.

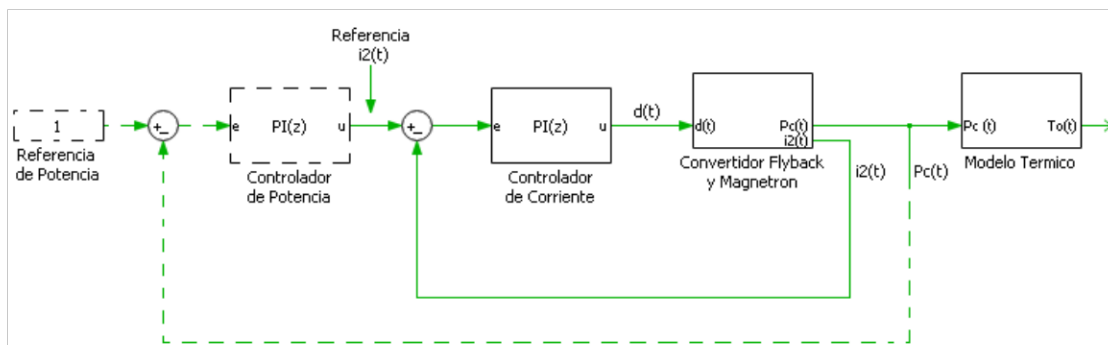


Figura 2.18 Lazo de control de potencia del convertidor Flyback y magnetrón.

Una vez realizado el proceso de identificación de la planta se obtiene la función de transferencia (2.65), repitiendo el proceso del controlador de corriente, se sintoniza el controlador para obtener respuestas sub y sobre amortiguadas. En resumen, se obtiene el rango de valores de $kp = [1 \times 10^{-6} - 1 \times 10^{-4}]$ y el rango de valores de $ki = [0.01 - 1.1]$.

$$\frac{P_c}{i_2}(s) = 3984.83 * \frac{12226.48^2}{s^2 + 2 * 0.15 * 12226.48s + 12226.48^2} \quad (2.65)$$

De igual manera, los valores existentes dentro de estos dos rangos antes mencionados son probados en simulación usando código en Python® del anexo VII, observado que estos minimicen los índices de desempeño ISE e ISCO.

La ecuación (2.66) representa el controlador de potencia y posee parámetros que minimizan los índices de desempeño, estos valores se obtienen de la tabla del anexo III el cual resume los resultados obtenidos al realizar las pruebas, el periodo de muestreo es igualmente la frecuencia de switcheo.

$$\frac{u(z)}{e(z)} = kp + kiT_s \frac{1}{z - 1} = 4.22 \times 10^{-5} + \frac{1.91 \times 10^{-6}}{z - 1} \quad (2.66)$$

2.5.3 Diseño del controlador de Temperatura en lazo Cerrado

Finalmente, el ultimo lazo en cascada realiza el control de temperatura, en esta ocasión la curva para la identificación de la planta se obtiene con una entrada paso en la referencia de potencia del convertidor $P_c(t)$ y la salida es la temperatura de la masa térmica $T_o(t)$, estos puntos se pueden observar en la Figura 2.19.

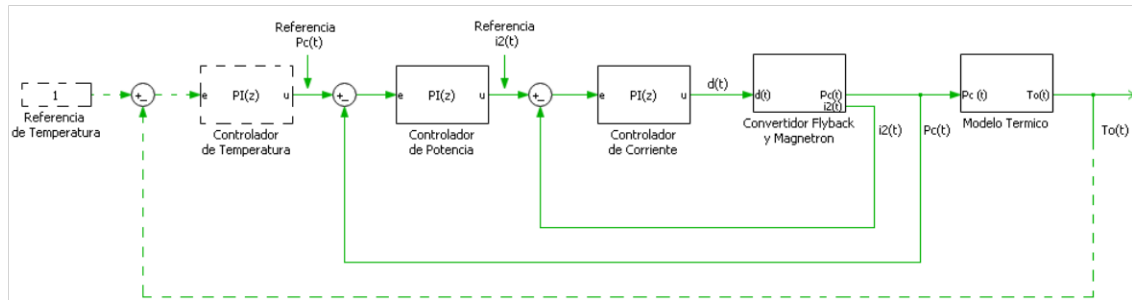


Figura 2.19 Lazo de control de temperatura del horno microonda.

La curva de temperatura $T_o(t)$ permite obtener la función de transferencia (2.67), si repetimos el proceso para obtener los intervalos de prueba, resulta en que los rangos de valores son $kp = [14 - 90]$ y $ki = [4 - 148]$.

$$\frac{T_o}{P_c}(s) = 0.1657 * \frac{1.1215^2}{s^2 + 2 * 2.87 * 1.1215s + 1.1215^2} \quad (2.67)$$

Una vez que los valores existentes dentro de estos dos rangos antes mencionados son probados en simulación usando código en Python® del anexo VIII, se obtiene la ecuación (2.68) el cual representa el controlador de temperatura que posee parámetros que minimizan los índices de desempeño ISE e ISCO, estos resultados fueron obtenidos de las pruebas y se resumen en la tabla del anexo IV, cabe destacar que el tiempo de muestreo es de 0.1 s.

$$\frac{u(z)}{e(z)} = kp + kiT_s \frac{1}{z - 1} = 90 + \frac{14.8}{z - 1} \quad (2.68)$$

2.6 Diseño del Controlador de Temperatura en lazo Abierto

El control en lazo abierto no es muy preciso pues no dispone de sensores para la verificación de valores de interés, en el segmento de los hornos microondas es muy común encontrar este tipo de control pues es mucho más económico de implementar, generalmente el control en lazo abierto que integra un microondas es temporizado lo que los vuelve más rápidos de fabricar. En esta ocasión se realiza un control en lazo abierto que, si bien no es exacto como un sistema realimentado, este se aproxima a la referencia.

Para diseñar este controlador se realiza la siguiente prueba, se enciende el convertidor a potencia nominal y se toma la temperatura máxima que alcanza la masa térmica, a este valor de temperatura se resta el valor aproximado de la temperatura ambiente es decir 14°C . Una vez realizada la resta, el resultado es considerado como la variación de temperatura producto de 100% de la potencia del convertidor en un determinado periodo de tiempo. El modo de operación de este controlador es inyectar potencia nominal durante un tiempo determinado en proporción a la temperatura deseada, el periodo que se selecciona es de 1 segundo, si por ejemplo la temperatura de referencia es del 50% de la temperatura máxima alcanzada en la prueba, entonces, la inyección de potencia nominal se realizará durante el 50% del periodo de 1 segundo. La Figura 2.20 representa la estructura del control en lazo abierto y este diseño puede ser probado en la simulación.

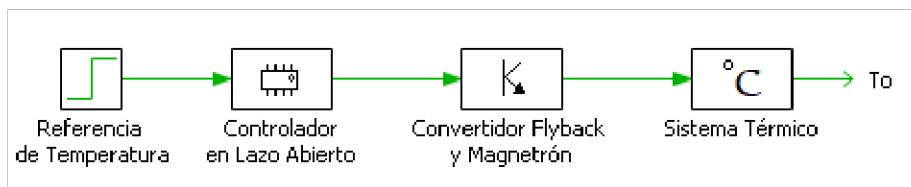


Figura 2.20 Controlador de temperatura en lazo abierto de un horno microonda.

2.7 Interfaz Hombre Maquina

La interfaz hombre maquina fue creada usando código de programación Python[®] junto con la herramienta de comunicación XML-RPC embebido en Plecs[®] con el cual es posible enviar y recibir información para la edición de parámetros y otros fines. El HMI creado es usado para las siguientes funciones:

1. Cambios de referencia de los controladores de Temperatura, potencia y corriente en lazo cerrado usando textbox.
2. Selección del control Temperatura, potencia o corriente en lazo cerrado usando checkbox.
3. Cambio de temperatura ambiente usando textbox.
4. Cambios de referencia del controlador de temperatura en lazo abierto usando textbox.
5. Control selectivo de temperatura en lazo cerrado usando checkbox.

La Figura 2.21 muestra el diseño del HMI, es muy intuitivo y fácil de usar, se puede observar que tiene 4 checkbox en columna, la función de ellos es seleccionar el tipo de control que se desea probar, cuando uno de ellos está en check es posible cambiar su referencia y

observar su curva de salida en el único scope presente en la pantalla principal de la simulación ubicado en Plecs®.

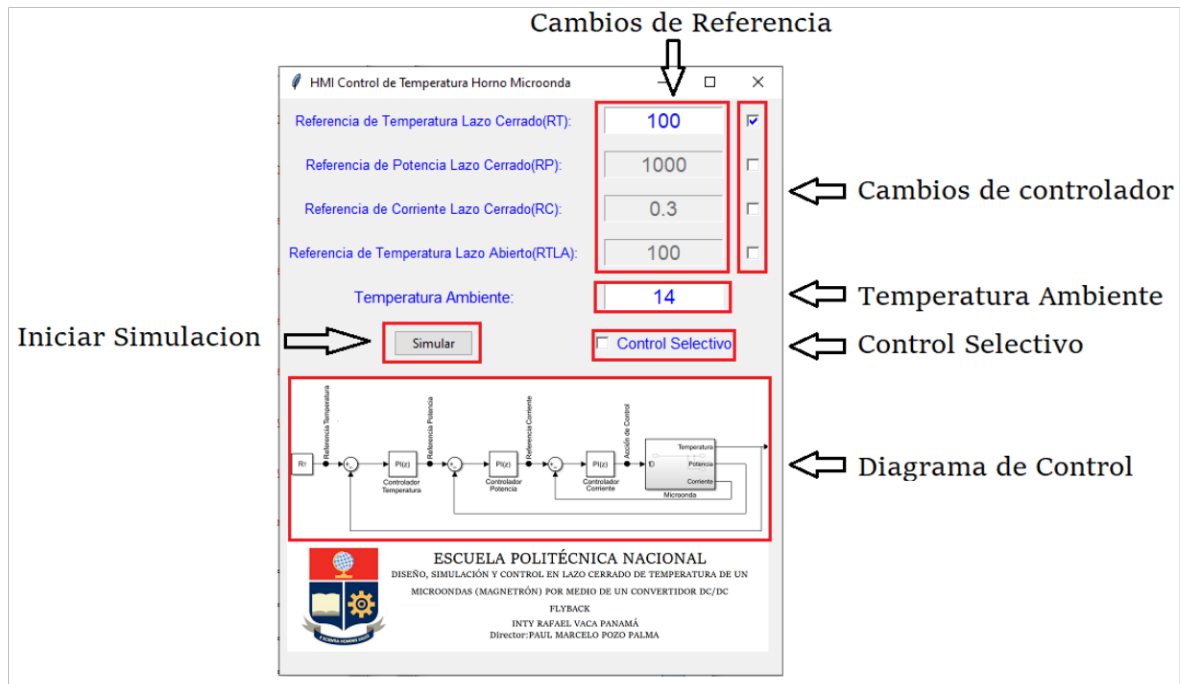


Figura 2.21 Interfaz Hombre Maquina.

El textbox de temperatura ambiente permite introducir ruido al control en cascada y verificar la acción correctiva de los controladores. El checkbox del control selectivo en modo activado permite desactivar el controlador de temperatura de lazo cerrado cuando la diferencia temperatura en la referencia es negativa, el control se vuelve activar cuando la temperatura alcanza el set point nuevamente, si este check no está activado significa que el control de temperatura está en funcionamiento en todo momento, cabe recalcar que el control selectivo solo funciona junto al control en lazo cerrado de temperatura.

En la parte inferior del HMI se ubica un diagrama que muestra el tipo de lazo de control que esta activado junto con los distintos controladores que están en funcionamiento. Finalmente, el botón simular permite iniciar la simulación y para detener el mismo es preciso dar clic en el scope y presionar Ctrl+T. El anexo IX detalla el código para ejecutar la ventana del HMI, está escrito en Python® y usa comandos listados en el manual de usuario de Plecs® y finalmente el anexo I contiene el manual para operar el HMI.

3 RESULTADOS, CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

3.1 Resultados

En esta sección se presentan tablas y gráficos obtenidos en simulación, los que permiten analizar el comportamiento del control y obtener conclusiones acerca del desempeño del convertidor y el controlador. Primero se muestran los resultados obtenidos de los índices de desempeño ISE e ISCO para la selección de los parámetros kp y ki de los distintos controladores diseñados anteriormente, después se exponen gráficos y resultados del control realimentado de temperatura así también de sus índices de desempeño.

3.1.1 Índices de desempeño del controlador de corriente

La Figura 3.1 representa los datos del anexo II donde es posible ver los valores de los índices de desempeño obtenidos mediante 168 combinaciones de valores kp y ki , de ellos es posible observar que varias combinaciones logran minimizar ambos índices, si los valores del anexo II se grafican en una superficie tridimensional se lograría ver una especie de valle con varios puntos en la parte inferior, que pueden ser usados como parámetros del controlador de corriente. En el anexo II se puede ver en amarillo la combinación de kp y ki seleccionada y corresponden a la combinación número 51 de la Figura 3.1 debido a que logra un mínimo índice de desempeño ISE y un valor ISCO cercano al valor mínimo.

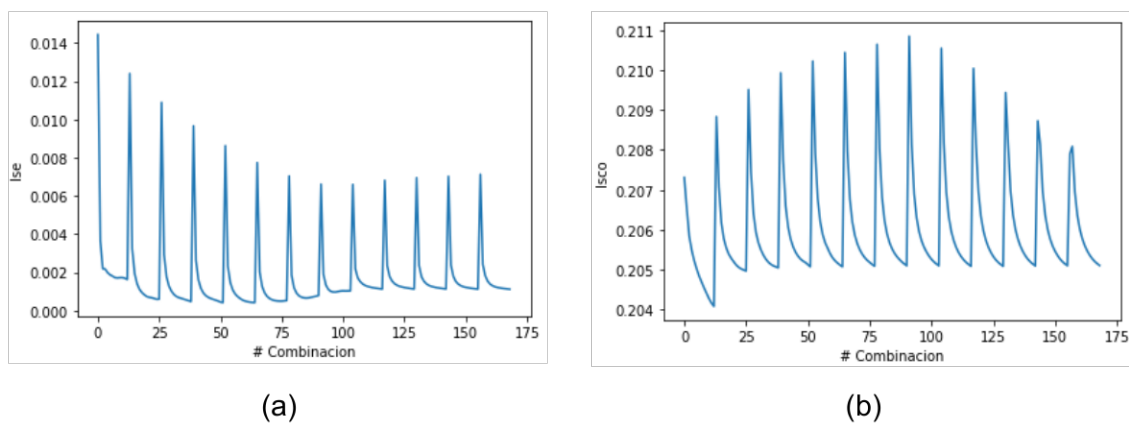


Figura 3.1 Índices de desempeño del controlador de corriente: (a) índice de desempeño ISE; (b) índice de desempeño ISCO.

3.1.2 Índices de desempeño del controlador de Potencia

La Figura 3.2 representa los datos del anexo III donde es posible ver los valores de los índices de desempeño obtenidos mediante 168 combinaciones de valores kp y ki , de ellos es posible observar que varias combinaciones logran minimizar ambos índices, si los

valores del anexo III se grafican en una superficie tridimensional se lograría apreciar una especie de valle con varios puntos en la parte inferior, que pueden ser usados como parámetros del controlador de potencia. En el anexo III se puede ver en color amarillo la combinación de k_p y k_i seleccionada y corresponde a la combinación número 67 de la Figura 3.2 debido a que logra un índice de desempeño ISE e ISCO cercano a los valores mínimos, aquí se puede ver que los hay varios puntos mínimos y depende del diseñador seleccionar el de su preferencia.

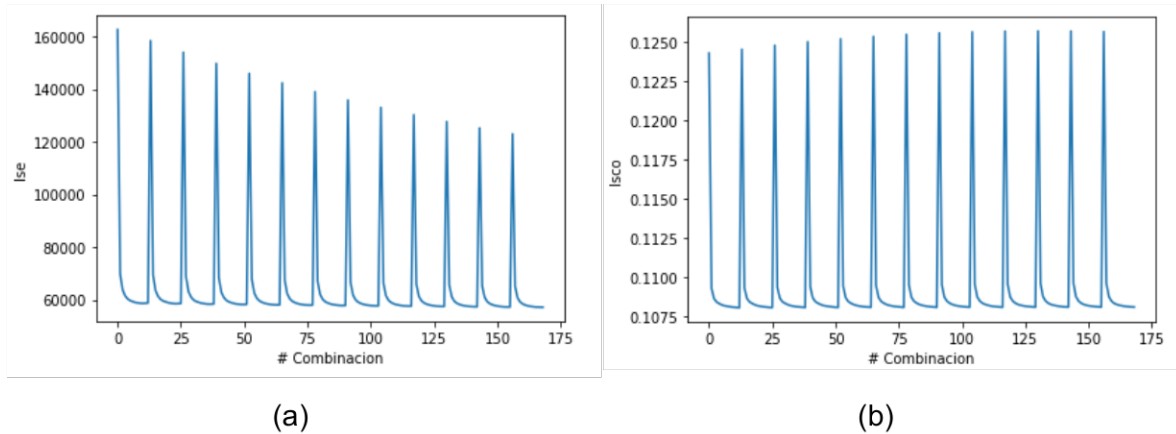


Figura 3.2 Índices de desempeño del controlador de Potencia: (a) índice de desempeño ISE; (b) índice de desempeño ISCO.

3.1.3 Índices de desempeño del controlador de Temperatura

La Figura 3.3 representa los datos del anexo IV donde es posible ver los valores de los índices de desempeño obtenidos mediante 25 combinaciones de valores k_p y k_i , de ellos es posible observar que varias combinaciones logran minimizar el índice de desempeño ISE, pero el índice de desempeño ISCO va en aumento. En el anexo IV se puede ver en amarillo la combinación de k_p y k_i seleccionada y corresponde a la combinación número 24 de la Figura 3.3 debido a que es uno de los valores que minimiza el índice de desempeño ISE y está cercano al índice de desempeño ISCO más bajo.

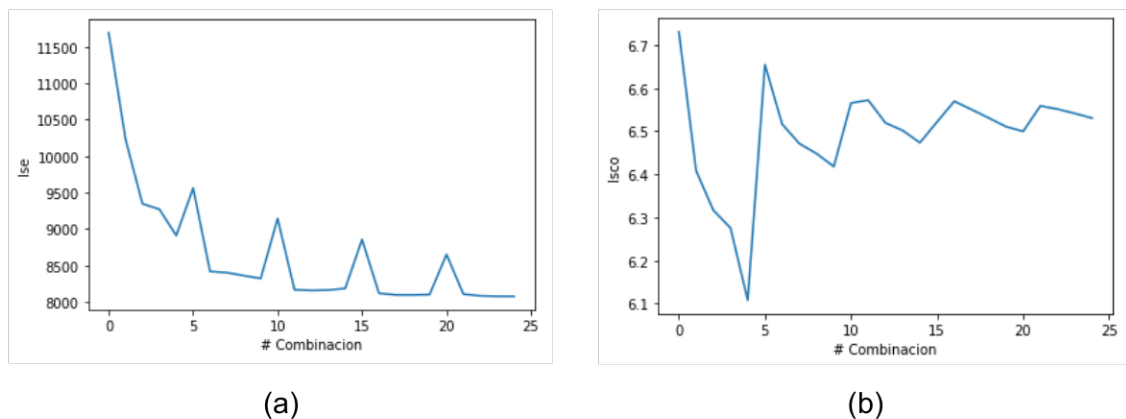


Figura 3.3 Índices de desempeño del controlador de Temperatura: (a) índice de desempeño ISE; (b) índice de desempeño ISCO.

Hay que mencionar que las imágenes que muestran los índices de desempeño existen varios puntos donde se minimizan los mismo por lo que es factible usarlos también ya que son combinaciones que cumplen la premisa de minimizar el índice. El lector los puede probar en simulación y las respuestas son aproximadamente similares.

3.1.4 Cambios de referencia del control Realimentado de temperatura usando el HMI

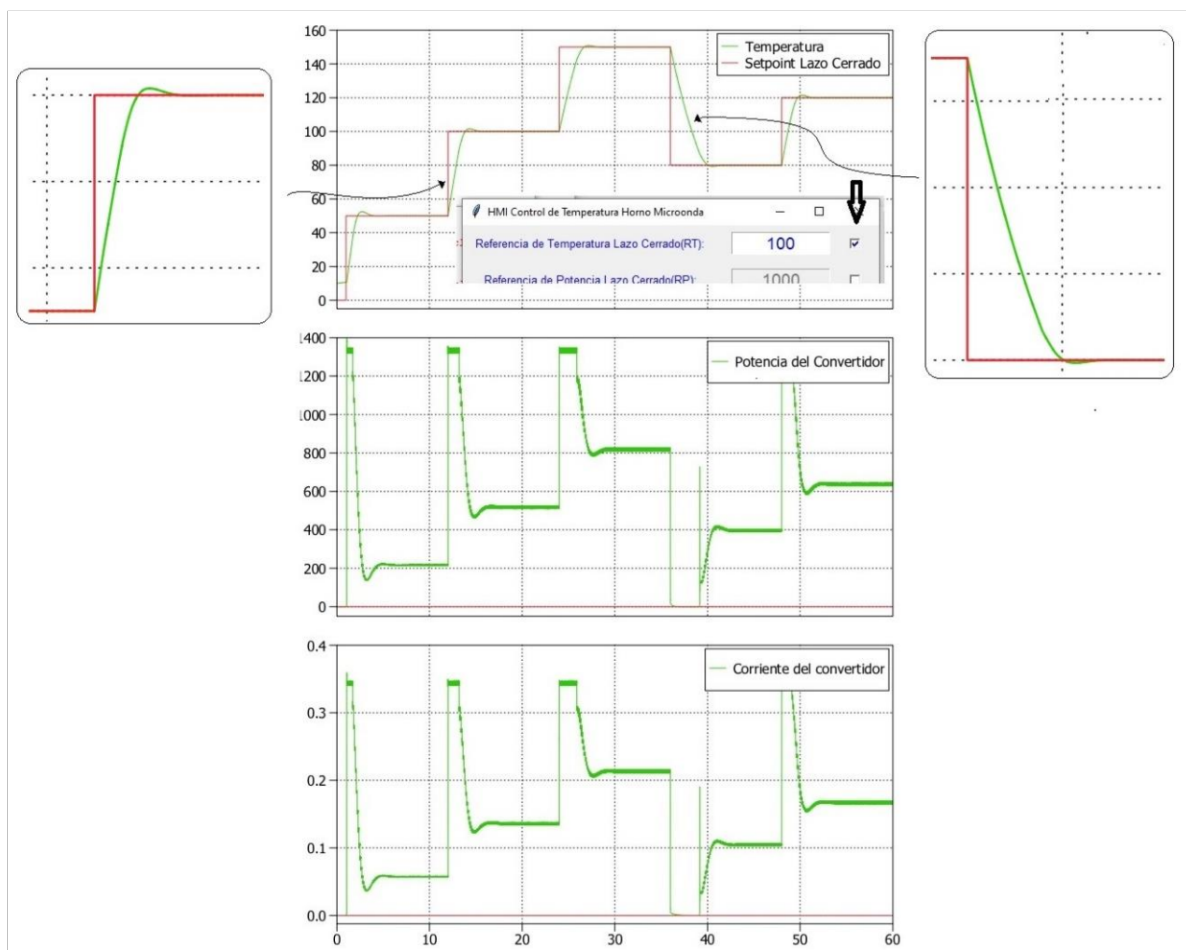


Figura 3.4 Salida de temperatura usando el lazo de control en cascada.

La Figura 3.4 muestra la salida de temperatura junto con la corriente y la potencia del convertidor, esta salida corresponde al resultado final de la selección de parámetros k_p y k_i de los distintos controladores usando los índices de desempeño, se pueden observar sobre picos en la corriente de alrededor del 6%. En cuanto a la temperatura, presenta un sobre pico menor al 5% y un tiempo de establecimiento de alrededor de 2 segundos, es

una gran mejora tomando en cuenta que la función de transferencia del modelo térmico tiene un tiempo de establecimiento de 4τ o alrededor de 20 segundos.

En la Figura 3.4 se puede observar dos cosas en cuanto a los picos de corriente, en el segundo 1, la corriente máxima llega a generar la potencia de diseño que es de $1333W$ en la salida del convertidor, potencia que se limita debido a los circuitos anti windup integrados en los controladores que no permiten una mayor integración y por la tanto una mayor señal de control. En el segundo 50 se puede observar que se da un pico de corriente súbito, este genera potencia que no supera la potencia de diseño y que rápidamente se reduce por el control, la causa de este sobre pico se da porque el convertidor está pasando de su modo de conducción discontinua al modo de conducción continua súbitamente, estos dos modos de operación tienen ganancias de corriente muy diferentes y al estar siendo controlados con un controlador PI de parámetros fijos genera tal respuesta. Para la realización de estas pruebas, el HMI se configura como lo muestra la Figura 3.4.

3.1.5 Cambios de referencia del control Realimentado de Potencia usando el

HMI

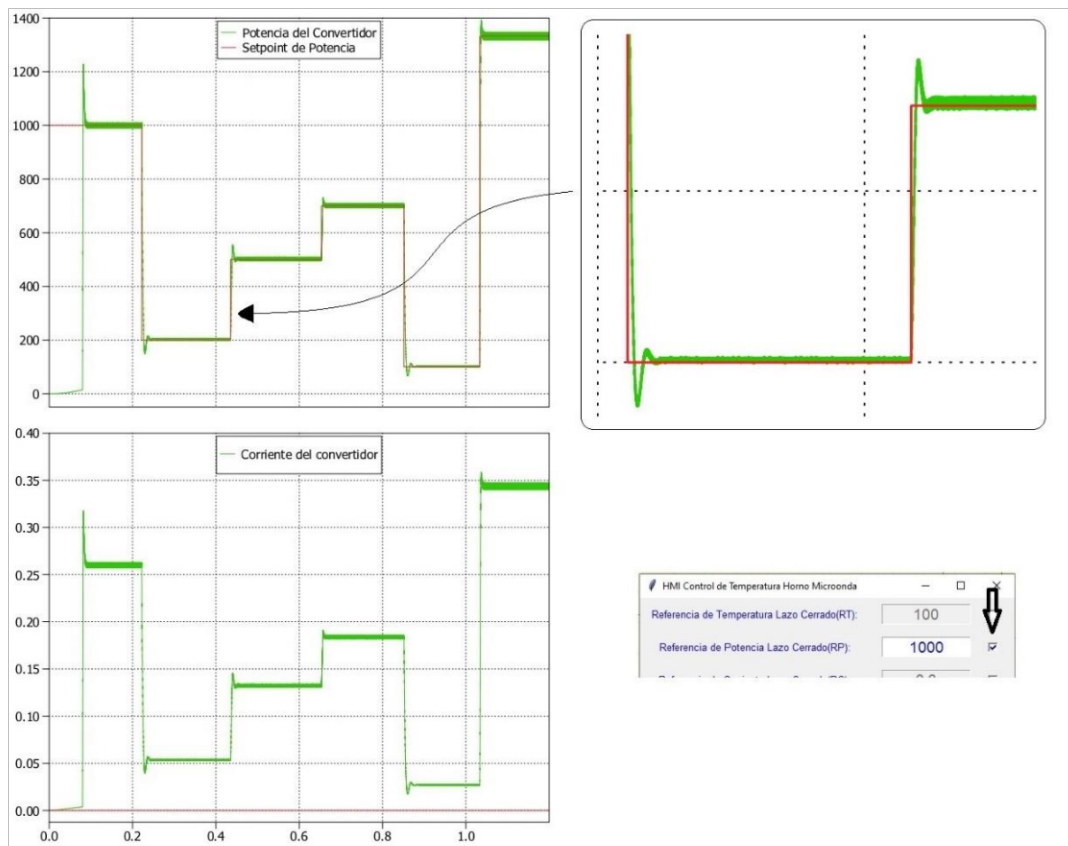


Figura 3.5 Salida de potencia del convertidor usando el lazo de control de potencia.

La Figura 3.5 representa la respuesta del controlador de potencia, se puede observar que el sobre pico es de alrededor de 20% en cualquier punto, pero cuando la referencia se dirige a 1333 W es decir a potencia nominal, el sobre pico disminuye a alrededor del 4% a causa de los circuitos anti windup que poseen. En cuanto al tiempo de establecimiento este bordea en 1ms. La Figura 3.5 también especifica la configuración necesaria del HMI para poder replicar estos resultados en el scope principal donde se realiza la visualización de señales.

3.1.6 Cambios de referencia del control Realimentado de Corriente usando el HMI

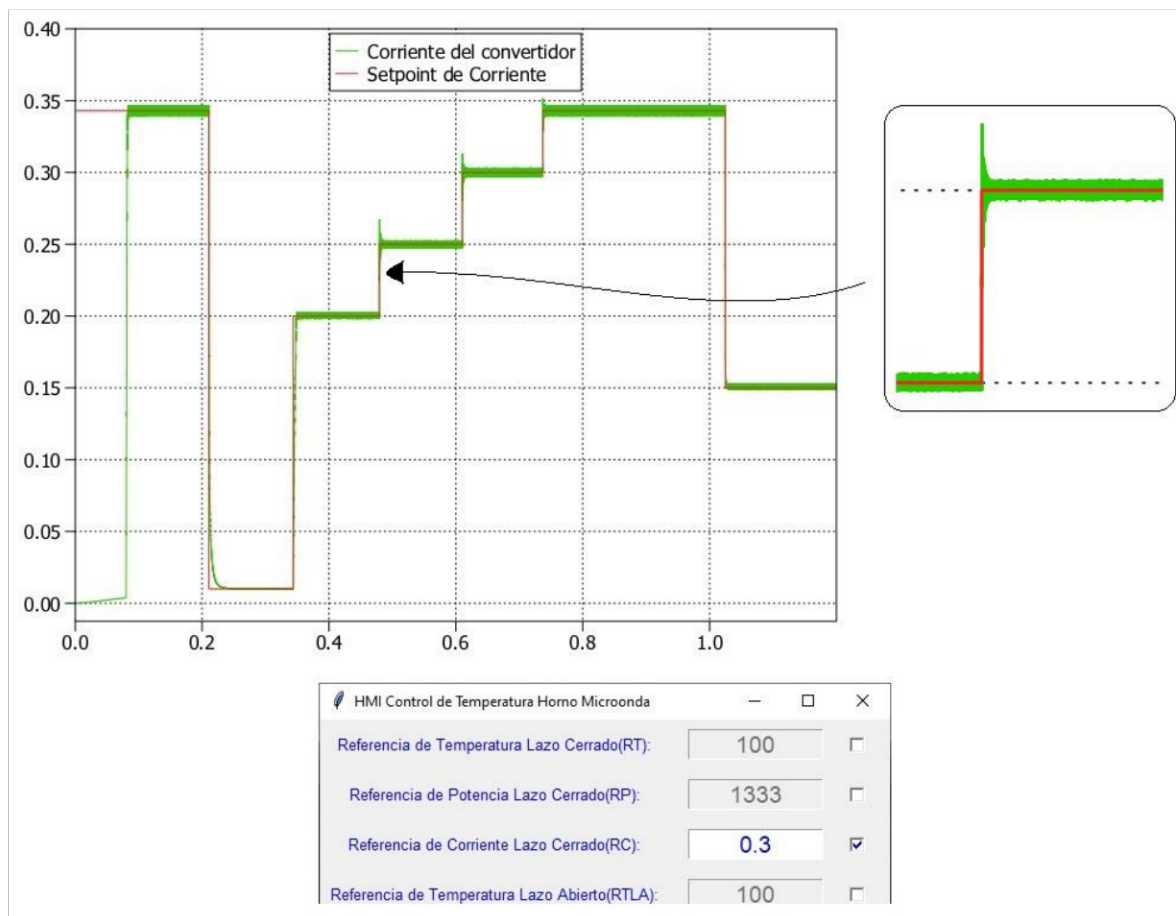


Figura 3.6 Salida de corriente del magnetron usando el lazo de control de potencia.

En la Figura 3.6 se puede observar el trabajo del controlador de corriente, en él se aprecia el cambio de referencias y la salida de corriente del convertidor. Debido a que es un sistema no lineal controlado con un controlador *PI* con parámetros fijos es posible notar que con corriente menores a 0.2 A la respuesta es sobre amortiguada y si se supera esta corriente la respuesta se vuelve sub amortiguada con un sobre pico de alrededor del 15%, cabe resaltar el trabajo del clamping que reduce el sobre pico a menos del 7% cuando llega a

corriente nominal o 0.343 A. En cuanto al tiempo de establecimiento este bordea en 1 ms. La Figura 3.6 también especifica la configuración necesaria del HMI para poder replicar estos resultados en el scope principal donde se realiza la visualización de señales.

3.1.7 Temperatura ambiente y control selectivo

La Figura 3.7 representa la salida del sistema ante perturbaciones de temperatura, se introduce ruido por medio de cambios en la temperatura ambiente cuando la masa térmica tiene 150 °C ya establecidos. El control realimentado siente la perturbación y disminuye o aumenta la potencia del convertidor para equiparar el cambio.

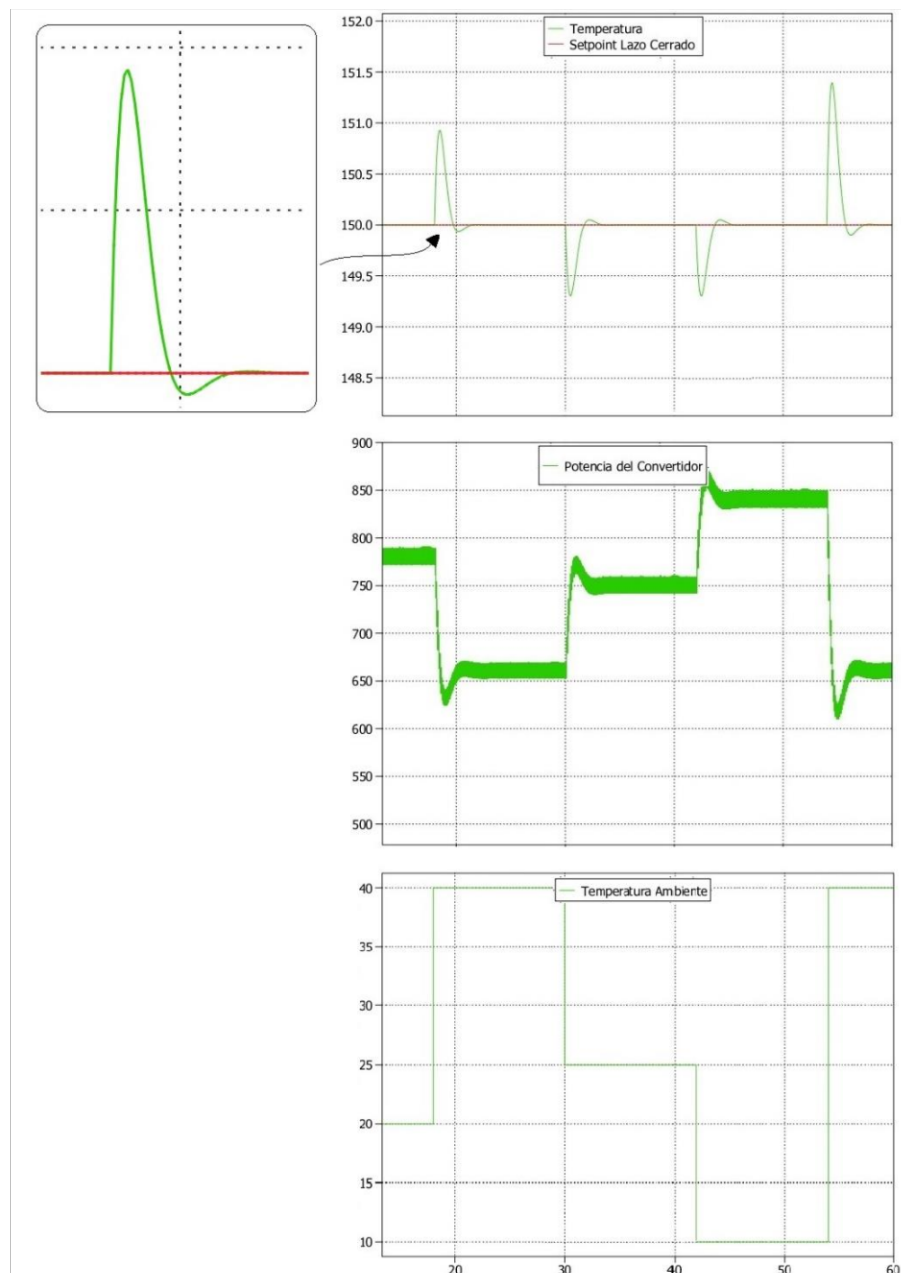


Figura 3.7 Temperatura de la masa térmica ante cambios de temperatura ambiente.

Se puede observar en la Figura 3.7 que durante los segundos 17 y 54, la temperatura ambiente aumenta provocando que la diferencia de temperatura entre la masa térmica y el ambiente disminuya, esto causa una baja transferencia de calor descrita por la ecuación (2.56) lo que provoca que la masa térmica experimente un aumento de temperatura generando picos positivos de alrededor de $1.5\text{ }^{\circ}\text{C}$ que se estabilizan en alrededor de 2.5 segundos por la disminución de la potencia del convertidor como acción de corrección. Por el contrario, cuando la temperatura ambiente cae, se crea una alta transferencia de calor entre la masa térmica y el ambiente provocando la caída de temperatura de la masa térmica que igualmente se corrige en 2 segundos aumentando la potencia del convertidor.

Realizando la medición de los índices de desempeño ISE e ISCO de la Figura 3.7 con presencia de ruido arroja valores de 27069.8 y 8.4794 respectivamente, mientras que si se eliminan los cambios de temperatura ambiente fijándolo en $14\text{ }^{\circ}\text{C}$ los índices ISE e ISCO son de 27066.8 y 8.5307 respectivamente, el valor ISCO en presencia de ruido es ligeramente menor, si se considera que el promedio de la temperatura ambiente de la Figura 3.7 es de $27\text{ }^{\circ}\text{C}$, quiere decir que un convertidor debe trabajar a niveles de potencia menores en lugares cálidos ya que la inyección de energía a la masa térmica debe disminuir y por lo tanto la señal de control también, provocando una bajada en el índice de desempeño ISCO.

En cuanto al índice de desempeño ISE, esta aumenta en presencia de ruido, esto sucede porque la salida de temperatura tiene perturbaciones tanto en el aumento y disminución de la temperatura ambiente provocando el aumento del error y por ende del índice.

Otra función que se puede usar a través del HMI es el control selectivo, las condiciones para probar esta característica es configurar el HMI como lo demuestra la parte derecha de la Figura 3.8, se puede ver claramente que cuando el checkbox de esta función está activada, la caída de temperatura sufre una repentina subida cuando alcanza la temperatura de referencia y es debido a que el control es apagado cuando la referencia es menor a la referencia anterior, el control vuelve a funcionar cuando la temperatura alcanza la referencia nuevamente, por otro lado, la parte izquierda de la Figura 3.8 representa el control de temperatura operando normalmente con una bajada suave.

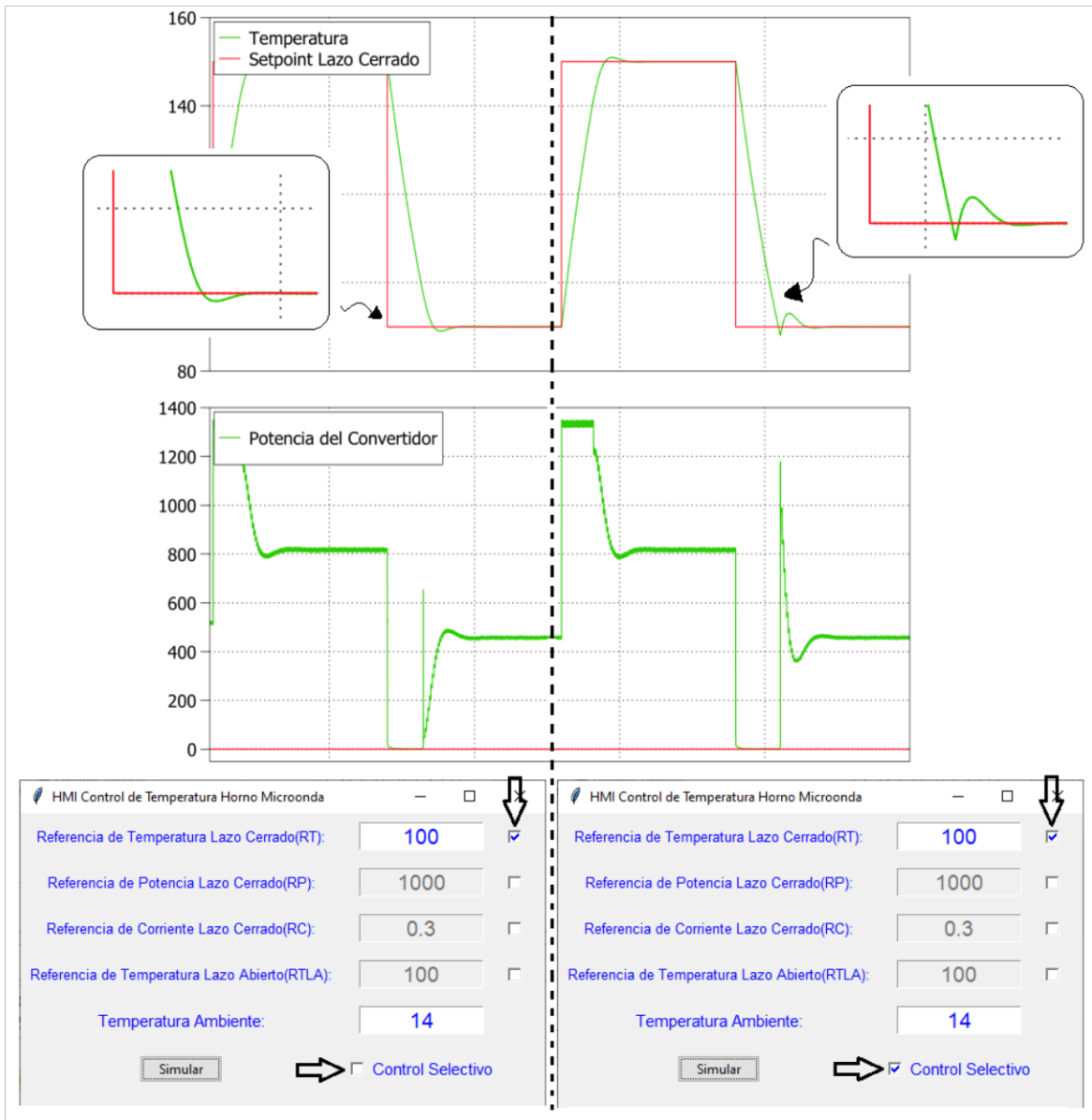


Figura 3.8 Control selectivo en el lazo de control cerrado de temperatura.

3.1.8 Índices de desempeño ISE e ISCO del control de temperatura

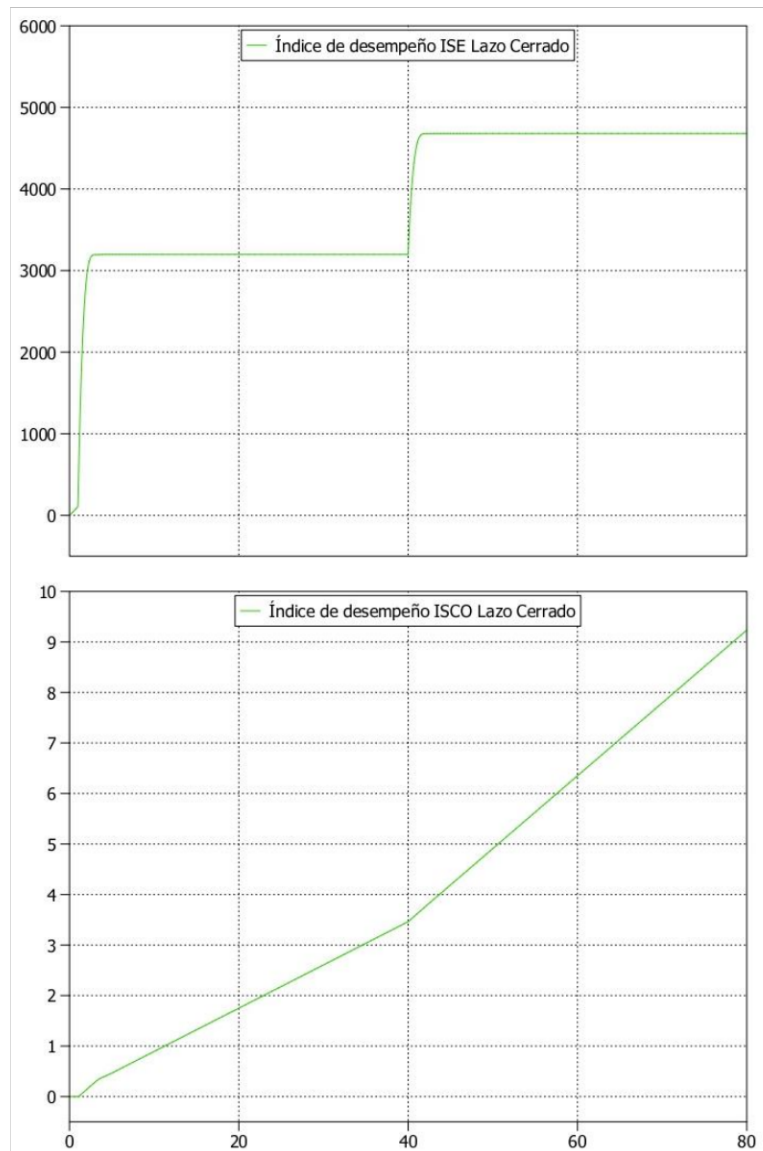


Figura 3.9 Índices de desempeño del controlador de temperatura en lazo cerrado.

La Figura 3.9 representa los índices de desempeño graficados a lo largo del tiempo, aunque generalmente solo se toma el último valor resultante de la integral, el gráfico nos permite deducir algunas diferencias.

Se puede observar en la Figura 3.9 que el índice de desempeño ISE logra establecerse a un valor constante, es debido a que el error se anula y la integral se mantiene fija hasta el siguiente cambio de referencia, por otro lado, se ve que el índice de desempeño ISCO siempre se mantiene en aumento, esto es debido a que la acción de control nunca llega a cero provocando que la integral siempre se mantenga en aumento.

3.2 Conclusiones

La bibliografía referida al convertidor Flyback, al magnetrón, al modelo térmico, a los controladores PI, los índices de desempeño, al anti windup y al software de simulación permitió modelar y simular el horno microondas con control de temperatura.

Se comprobó que un convertidor Flyback es un sistema no lineal por la presencia de la relación de trabajo (t) en sus matrices de estado lo que provocó diferentes niveles de amortiguamiento en las salidas de corriente para diferentes referencias.

Se realizó un HMI para cambiar las referencias y visualizar las salidas de temperatura, potencia y corriente del horno microondas, este permitió introducir cambios en la temperatura ambiente además de ser muy intuitiva por la presencia de diagramas que sirven de guía, con esto se concluyó que la interacción con el HMI es muy importante para las pruebas del usuario.

El tiempo de establecimiento de la corriente y de la potencia está en rango de los milisegundos que son comparablemente pequeños con respecto al sistema térmico que está en el rango de los segundos lo que justificó la utilización del sistema anti windup en la parte integral del controlador de temperatura.

La ley de voltaje de Kirchhoff y el modelo en espacios de estado promediado del convertidor Flyback permitió dimensionar el Mosfet, el diodo, la inductancia L_1 y el capacitor cuyas características eléctricas sirvieron de entrada en la ecuación de estados para dimensionar la inductancia L_2 , la relación de transformación y predecir variables como el voltaje de magnetrón y corrientes del transformador en estado estable.

Se verificó y comprobó que los controladores PI seleccionados tienen parámetros k_p y k_i , que minimizan el índice de desempeño ISE en compromiso con el índice de desempeño ISCO tomando en cuenta que un sistema con un índice de desempeño ISE bajo no implica que posea un bajo índice de desempeño ISCO.

El aumento o disminución de la temperatura ambiente disminuye o aumenta respectivamente el índice de desempeño ISCO lo que implicó en la disminución o aumento de la potencia del convertidor para lograr alcanzar la referencia, por otro lado, el aumento o disminución de la temperatura ambiente solo aumentó el índice de desempeño ISE.

3.3 Recomendaciones

Se recomienda usar capacitancias que no comprometan el tiempo de establecimiento, ya que elevados niveles de capacitancia provocan que el sistema adquiera tiempos de establecimiento elevados. Se recomienda capacitancias pequeñas pues, aunque estos eleven el rizado, se puede contrarrestar elevando la frecuencia de conmutación.

Se recomienda modelar el convertidor Flyback en el modo de operación discontinua para obtener una representación matemática del convertidor más completa, pues se puede decir que el modelado en el modo de operación continua es solo un caso particular del modo de operación discontinua.

El modelo térmico muestra falencias en cuanto a la descripción del fenómeno térmico real relacionado al calentamiento de los alimentos pues cuando el cuerpo es calentado, la parte interna de la masa térmica presenta bajas tasas de cambio de temperatura con respecto al cambio de temperatura en el exterior, aspecto que se recomienda tomar en cuenta en futuros modelamientos térmicos.

La simulación de convertidores de potencia es mucho más rápida de realizar en Plecs® ya que supera alrededor de 60 veces al simulador de Matlab® en velocidad de simulación, por lo tanto, se recomienda usar Plecs® para simulación de la electrónica de potencia.

Se recomienda usar la comunicación disponible entre la plataforma de programación Python® y Plecs® porque permite una interacción hombre maquina más automática para trabajos repetitivos como la prueba de controladores y cambios en la referencia mientras se da la simulación.

Usar el C-Script de Matlab® del Anexo V para repetir el dimensionamiento del convertidor Flyback del presente documento, también puede ser útil para rediseñar el convertidor y darle otra aplicación ideada por el lector pues cuenta con todas las ecuaciones que describen el convertidor.

Se recomienda leer el manual de usuario de Plecs® para estar al tanto de las características del software y usar Matlab® para realizar cálculos, despejar ecuaciones, solucionar ecuaciones diferenciales y graficar funciones.

Se recomienda ejecutar el Código Python® de los anexos VI, VII, VIII para la obtención de los índices de desempeño de cada combinación kp y ki de los controladores en el editor de código Júpiter® por que ofrece una interfaz que permite graficar resultados.

Se recomienda leer el manual del Anexo I para manipular el HMI.

4 REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Planeus, «Lazo Cerrado vs. Lazo Abierto: Ejemplos y Diferencias», 2021. <https://planeus-solutions.com/blog/en/closed-loop-vs-open-loop-production-control-system/> (accedido sep. 04, 2022).
- [2] Á. H. Moreno y Á. Méndez, *Aplicaciones industriales de calentamiento con energía microondas*, 1.ª ed. Latacunga: Editorial Universidad Técnica de Cotopaxi, 2017.
- [3] G. Jiménez, «EVALUACIÓN DEL PROCESO DE SECADO DE SEMILLAS DE AMARANTO MEDIANTE TECNOLOGÍA MICROONDAS», 2019.
- [4] J. Espinoza, «EVALUACIÓN DE DISTINTOS MÉTODOS DE SECADO DE GRANO EN QUINUA (*Chenopodium quinoa* Willd.). MEDIANTE EL USO DE HORNO CONVENCIONAL Y MICROONDAS A DIFERENTES TEMPERATURAS Y POTENCIAS», 2018.
- [5] D. Tibaduiza, P. Fuentes, D. Lázaro, J. Barrero, y R. Correa, «CONTROL DE UN HORNO MICROONDAS EN UN PROCESO DE DESTILACIÓN USANDO LABVIEW», 2005.
- [6] H. González, F. Guadalupe, S. Morales, y M. Elena, «TRATAMIENTOS POSCOSECHA CON MICROONDAS DE JITOMATE PARA EL CONTROL DE MICROORGANISMOS», 2018.
- [7] M. B. Alvarado Bawab, «Estudio del proceso de secado de fresa usando horno microondas», *Prospectiva*, vol. 15, n.º 1, pp. 29-34, feb. 2017, doi: 10.15665/rp.v15i1.658.
- [8] R. D. Middlebrook y S. Čuk, «A general unified approach to modelling switching-converter power stages», *International Journal of Electronics*, vol. 42, n.º 6, pp. 521-550, 1977, doi: 10.1080/00207217708900678.
- [9] Y. Çengel y A. Ghajar, *TRANSFERENCIA DE CALOR Y MASA, FUNDAMENTOS Y APLICACIONES*. México, D.F.: The McGraw-Hill, 2011.
- [10] M. A. Daviess y T. L. Schmitz, *System Dynamics for Mechanical Engineers*. Charlotte: Springer, 2015. doi: 10.1007/978-1-4614-9293-1.
- [11] K. J. Astrom y T. Hagglund, *Control PID avanzado*. Madrid: Pearson, 2009.
- [12] N. Mohan, T. Undeland, y W. Robbin, *Power electronics: converters, applications, and design*, 2.ª ed. John Wiley & Sons, 1995.
- [13] D. A. Cano, «Diseño y construcción de un prototipo de un convertidor DC-DC de alta eficiencia de 500 vatios para aplicaciones solares fotovoltaicas, basado en semiconductores de banda prohibida amplia», Bogotá, 2019.
- [14] M. Sucu y B. A. Sc, «PARAMETRIC AVERAGE VALUE MODELING OF FLYBACK CONVERTERS IN CCM AND DCM INCLUDING PARASITICS AND SNUBBERS», 2000.
- [15] N. Coruh, S. Urgun, y T. Erfidan, «Design and Implementation of Flyback Converters», IEEE, Kocaeli, 2010. doi: 10.1109/ICIEA.2010.5515894.
- [16] Coilcraft Inc., «A Guide to Flyback Transformers», 2022. <https://www.coilcraft.com/en-us/edu/series/a-guide-to-flyback-transformers/> (accedido sep. 01, 2022).

- [17] S. Howimanpom y C. Bunlaksananusom, «Performance Comparison of Continuous Conduction Mode (CCM) and Discontinuous Conduction Mode (DCM) Flyback Converters», Bangkok, 2004. doi: 10.1109/PEDS.2003.1283194.
- [18] J. Pesonen, «Application Report Improving the Performance of Traditional Flyback-Topology With Two-Switch-Approach», 2014. [En línea]. Available: www.ti.com
- [19] R. W. Erickson, «Fundamentals of Power Electronics Accompanying material for instructors», 1997. [En línea]. Available: <http://ece-www.colorado.edu/~pwrelect/book/slides/slidedir.html>
- [20] D. Yan *et al.*, «Review of general modeling approaches of power converters», *Chinese Journal of Electrical Engineering*, vol. 7, n.º 1. Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., pp. 27-36, mar. 01, 2021. doi: 10.23919/CJEE.2021.000002.
- [21] L. Pietta, M. Treter, J. Barin, y L. Michels, «MODELLING AND CONTROL OF A HIGH-FREQUENCY MAGNETRON POWER SUPPLY FOR MICROWAVE HEATING APPLICATIONS», Santa María, 2016. doi: 10.1109/COBEP.2015.7420098.
- [22] Y.-R. Yang, «A Magnetron Driver with Half-Bridge LLC Resonant Converter for Microwave Oven», New Taipei, 2014. doi: 10.1109/ISIE.2014.6864637.
- [23] R. Waten, «GENESIS OF A GENERATOR-THE EARLY HISTORY OF THE MAGNETRON», *Devoted to Science and the Mechanic Arts*, vol. 255, abr. 1953.
- [24] Y.-R. Yang, *A Magnetron Power Supply with Transition-Mode ZVS Inverter*. 2013. doi: 10.1109/PEDS.2013.6527141.
- [25] C. Perdomo, «Technical Guide Microwave Ovens with Inverters», Panasonic, 2010.
- [26] A. W. Hull, «The Magnetron», 1921.
- [27] G. Pelosi, Y. Blanchard, G. Galati, y P. van Genderen, «Historical Corner The Cavity Magnetron: Not Just a British Invention», 2013.
- [28] R. Rivero, «IDENTIFICACION DE SISTEMAS DE SEGUNDO ORDEN».
- [29] V. M. Alfaro y C. Rica, «IDENTIFICACIÓN DE PROCESOS SOBREAMORTIGUADOS UTILIZANDO TÉCNICAS DE LAZO ABIERTO 1. INTRODUCCIÓN», 2001.
- [30] I. Kaya, N. Tan, y D. P. Atherton, «Improved cascade control structure for enhanced performance», *J Process Control*, vol. 17, n.º 1, pp. 3-16, ene. 2007, doi: 10.1016/j.jprocont.2006.08.008.
- [31] P. Krishnaswamy, R. Jha, y P. Deshpande, «When To Use Cascade Control», Singapore, jun. 1990.
- [32] «Anti-Windup Control Using a PID Controller - MATLAB & Simulink - MathWorks España». <https://es.mathworks.com/help/simulink/slref/anti-windup-control-using-a-pid-controller.html#d123e587088> (accedido sep. 01, 2022).
- [33] iTecNote, «difference between back-calculation and clamping for anti-windup – iTecNote», 2022. <https://itecnote.com/tecnote/matlab-simulink-pid-controller-difference-between-back-calculation-and-clamping-for-anti-windup/> (accedido sep. 01, 2022).

- [34] L. Morales, M. Herrera, O. Camacho, P. Leica, y J. Aguilar, «LAMDA Control Approaches Applied to Trajectory Tracking for Mobile Robots», *IEEE Access*, vol. 9, pp. 37179-37195, 2021, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3062202.
- [35] R. C. Dorf y R. H. Bishop, *Modern Control Systems*, 12.^a ed. New Jersey: Pearson, 2010.
- [36] V. Surducan, E. Surducan, y R. Ciupa, «Variable power, short microwave pulses generation using a CW magnetron», *Advances in Electrical and Computer Engineering*, vol. 11, n.º 2, pp. 49-54, may 2011, doi: 10.4316/aece.2011.02008.
- [37] A. Zemtsov, I. Artyukhov, y S. F. Stepanov, «Modeling and Simulation of a Low Power Magnetron as an Element of Electrical System», 2018. doi: 10.1109/RADIOELEK.2018.8376358.
- [38] M. J. Kim, W. S. Choi, I. W. Jeong, H. C. Park, y K. H. Park, «A New Driving Method of the Magnetron Power Supply for a Sulfur Plasma Lamp», *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, n.º 9, pp. 5416-5424, sep. 2016, doi: 10.1109/TIE.2016.2565441.
- [39] Y. Yuan, S. Liang, Q. Xiong, J. Zhong, y Z. Wang, «Design and Implementation of A Microwave Heating System Based on Dual-Closed Loop Control Strategy», Chongqing, 2014. doi: 10.1109/CCDC.2014.6852357.
- [40] J. Baliga, «Power Semiconductor Device Figure of Merit for High-Frequency Applications», 1989. doi: 10.1109/55.43098.
- [41] L. Zhang, X. Yuan, X. Wu, C. Shi, J. Zhang, y Y. Zhang, «Performance Evaluation of High-Power SiC MOSFET Modules in Comparison to Si IGBT Modules», 2018. doi: 10.1109/TPEL.2018.2834345.
- [42] G. Wang, F. Wang, G. Magai, Y. Lei, y A. Huang, «Performance Comparison of 1200V 100A SiC MOSFET and 1200V 100A Silicon IGBT», 2013. doi: 10.1109/ECCE.2013.6647124.
- [43] L. Stevanovic, K. Matocha, P. Losee, J. Glaser, J. Nasadoski, y S. Arthur, «Recent Advances in Silicon Carbide MOSFET Power Devices», 2010. doi: 10.1109/APEC.2010.5433640.
- [44] I. Micrometals, «Power Conversion & Line Filter Applications», feb. 2007. <https://www.micrometals.com/design-and-applications/literature/> (accedido sep. 05, 2022).
- [45] TLV Compañía Especialista en Vapor, «Coeficiente total de transferencia de calor », 2022. <https://www.tlv.com/global/LA/steam-theory/overall-heat-transfer-coefficient.html> (accedido ago. 24, 2022).
- [46] V. Agraso, «Horno microondas el invento que favoreció la comida rápida.», 2018. <https://viabox.com/horno-microondas/> (accedido sep. 03, 2022).
- [47] A. Alvis, L. E. Cortés, y M. Páez, «Transferencia de Calor y Materia durante la Fritura de Trozos de Ñame (Dioscórea alata) Heat and Mass Transfer during the Frying of Slices of Yam (Dioscórea alata)», vol. 20, n.º 1, pp. 99-109, 2009, doi: 10.1612/inf.tecnol.4030ait.08.
- [48] Solidworks, «Coeficiente de transferencia de calor por convección - 2011 - Ayuda de SOLIDWORKS», 2011. <https://help.solidworks.com/2011/spanish/SolidWorks/cworks/LegacyHelp/Simulation/An>

alysisBackground/ThermalAnalysis/Convection_Topics/Convection_Heat_Coefficient.htm (accedido ago. 24, 2022).

- [49] P.-H. Yang y J. A. Rupley, «Protein-Water Interactions. Heat Capacity of the Lysozyme-Water System», Palmiter, R. D, Tucson, 1974.
- [50] C. Cobo, «Determinación de calor específico de alimentos», 2013. <https://es.slideshare.net/carloscobo1/determinacin-de-calor-especifico-de-alimentos> (accedido ago. 24, 2022).
- [51] O. O. Fasina y Z. Colley, «Viscosity and specific heat of vegetable oils as a function of temperature: 35°C to 180°C», *Int J Food Prop*, vol. 11, n.º 4, pp. 738-746, oct. 2008, doi: 10.1080/10942910701586273.
- [52] J. Mahdavi, A. Emadi, y H. Toliyat, «Application of State Space Averaging Method to Sliding Mode Control of PWM DCDC Converters», 2002. doi: 10.1109/IAS.1997.628957.
- [53] T. Suntio, «Average and small-signal modeling of self-oscillating flyback converter with applied switching delay», *IEEE Trans Power Electron*, vol. 21, n.º 2, pp. 479-486, mar. 2006, doi: 10.1109/TPEL.2005.869760.
- [54] A. S. Raj, A. M. Siddeshwar, y V. Sanekere, «MODELLING OF FLYBACK CONVERTER USING STATE SPACE AVERAGING TECHNIQUE», Belagavi, 2016. doi: 10.1109/CONECCT.2015.7383871.