

# Simulación y caracterización de un inversor cuasirresonante en serie para su implementación en estufas de inducción

H. D. Escalante Barrón, N. O. Romero Arismendi\*, J. C. Olivares Galvan, Víctor M. Jimenez-Mondragon y Felipe Gonzalez-Montañez

Universidad Autónoma Metropolitana, Unidad Azcapotzalco, Departamento de Energía, Avenida San Pablo 420, colonia Nueva El Rosario, Alcaldía Azcapotzalco, C.P. 02128, CDMX. \*nra@azc.uam.mx

## Resumen

Este trabajo presenta el diseño, modelado y simulación de un inversor quasisresonante en serie (SSQR) con un enfoque de caracterización de la eficiencia energética para su uso en estufas de inducción. Se desarrolló una metodología para calcular los parámetros eléctricos del inversor mediante la herramienta de simulación Matlab-Simulink. Posteriormente, se analizó el comportamiento del inversor SSQR bajo distintas condiciones de operación con el fin de evaluar la eficiencia energética. Los resultados obtenidos permitieron identificar las condiciones que favorecen un mayor aprovechamiento de la energía suministrada minimizando las pérdidas de conmutación del inversor SSQR usado en el sistema de inducción. El trabajo contribuye al desarrollo de alternativas tecnológicas más sostenibles y energéticamente eficientes en el ámbito de la cocina eléctrica, alineadas con las tendencias actuales de innovación y ahorro energético a nivel mundial.

**Palabras clave**— cocción por inducción, eficiencia energética, electrónica de potencia, inversor SSQR.

# Simulation and characterization of a series quasi-resonant inverter for implementation in induction cooktops

## Abstract

This work presents the design, modeling, and simulation of a series quasi-resonant inverter (SSQR), focusing on the characterization of its energy efficiency for use in induction-cooking applications. A methodology was developed to calculate the electrical parameters of the inverter using the Matlab-Simulink simulation tools. Subsequently, the behavior of the SSQR inverter was analyzed under different operating conditions in order to evaluate the energy efficiency. The results make it possible to identify operating conditions that increase the ratio between the power delivered to the equivalent load and the power drawn from the network minimizing the commutation losses of the SSQR inverter used in the induction system. This work contributes to the development of more sustainable and energy-efficient technological alternatives in the field of electric cooking, aligned with current global trends in innovation and energy savings.

**Keywords**— Induction cooking, energy efficiency, power electronics, SSQR inverter.

## I. INTRODUCCIÓN

Las estufas de inducción se han consolidado como una solución tecnológica eficiente y segura frente a las estufas tradicionales [1]. Estas estufas presentan ventajas con respecto a las estufas convencionales [2], [3], [4]. Diversos estudios han demostrado que las estufas de inducción representan una alternativa más eficiente y ambientalmente favorable frente a las cocinas de gas [5], [6], [7], [8]. Tama et al. [3] realizaron un análisis comparativo entre cocción por inducción y gas (GLP), destacando mejoras en eficiencia energética, reducción de emisiones y menores tiempos de calentamiento, además de mayores condiciones de seguridad [3]. Aisyah et al. [4] realizaron un análisis de la eficiencia de tres tipos de estufas eléctricas: de inducción, halógena y de resistencia. Los resultados mostraron que las estufas de inducción presentan la mayor eficiencia, la cual se encuentra por encima del 80%. Principalmente, las pérdidas de energía que reducen la eficiencia de las estufas de inducción se encuentran en el

inversor que proporciona la corriente de alimentación a la bobina [1]. El inversor de potencia es un componente esencial en el funcionamiento de las estufas de inducción, encargado de la conversión de energía.

Huang et al. [9] desarrollaron un diseño cuantitativo de un inversor de medio puente para cocinas de inducción, optimizando el rendimiento con cargas específicas (p. ej., recipientes de cobre). De forma complementaria Liu et al. [10] investigaron la eficiencia térmica de sistemas de inducción mediante un enfoque experimental y numérico, validando la efectividad de topologías resonantes tipo medio puente en aplicaciones domésticas. No obstante, estas configuraciones suelen implicar mayor complejidad de diseño y control, lo que puede limitar su adopción en soluciones de bajo costo. Frente a estas alternativas, el inversor SSQR se distingue por su simplicidad, bajo costo y su operación en conmutación suave, convirtiéndolo en una opción atractiva para aplicaciones domésticas.

En los años 2021 y 2023, M. Ozturk y Züngör et al. [11], [12]

Recibido: 26 de noviembre 2025

Aceptado: 3 de julio de 2026

Publicado: 24 de julio de 2026

propusieron un método de diseño simplificado para inversores SSQR aplicados en electrodomésticos, particularmente en sistemas de cocción por inducción. Este enfoque destaca por facilitar la determinación de parámetros del circuito y por definir claramente las zonas de operación segura del inversor. Además, se complementa con un esquema de detección de carga que permite adaptar el comportamiento del sistema a diferentes condiciones de uso, mejorando así su eficiencia y robustez operativa. Sin embargo, el inversor SSQR reduce la eficiencia del sistema al generar más pérdidas de potencia con respecto a los inversores de medio y puente completo [13], [14], principalmente asociadas al acoplamiento entre la bobina y el inversor. Por lo tanto, se requiere caracterizar el funcionamiento del inversor SSQR con el fin de conocer el comportamiento de las pérdidas de energía con respecto a sus características de conmutación. Esta caracterización permite proponer rangos de operación que mejoren la eficiencia general del sistema de cocción por inducción. En este artículo se presenta un modelo de simulación que permite evaluar el desempeño del inversor SSQR bajo diferentes condiciones de operación mediante modelos matemáticos y de simulación. Se consideraron variables clave, como la frecuencia de conmutación y el ciclo de trabajo ya que estas determinan directamente la forma de onda de la corriente y voltaje de alimentación de la bobina, en consecuencia, la eficiencia energética del sistema. Los resultados de la caracterización permiten identificar las configuraciones de operación más eficientes. El presente artículo se encuentra distribuido en cuatro secciones. La primera sección presenta un marco teórico con las definiciones de los elementos que componen las estufas de inducción y sus características. En la segunda sección se muestra la metodología de trabajo desarrollada, en esta se define el sistema y se presenta el modelo desarrollado para la simulación de la estufa de inducción. En la tercera sección son presentados los resultados de la caracterización de la potencia de salida y la eficiencia del inversor con respecto a variaciones en las características de conmutación de este. Finalmente, en la última sección se presentan las conclusiones obtenidas en este trabajo.

## II. MARCO TEÓRICO

El funcionamiento de las estufas de inducción permite calentar un recipiente metálico gracias al fenómeno de inducción electromagnética. En este fenómeno, un campo magnético variable en el tiempo induce corrientes de remolino en un recipiente metálico, cuya magnitud depende de la variación del campo que las generó. Estas corrientes generan calor al circular por el material conductor debido al efecto Joule[1]. Esta tecnología permite una transferencia de energía más eficiente que las tecnologías de cocina convencionales [4]. Una estufa de inducción incluye, como etapas de potencia principales: el convertor de frecuencia y la bobina de excitación. El convertor de frecuencia se encarga de aumentar la frecuencia del voltaje de excitación de la bobina de los 60 Hz de operación de la red a una frecuencia en el orden de los kHz. Al aumentar la frecuencia del voltaje de excitación de la bobina, se aumenta la variación del campo magnético generado. Debido a que la magnitud de las corrientes de remolino inducidas en el

recipiente depende de la variación del campo magnético, dicho aumento ocasiona que la magnitud de las corrientes de remolino aumente y a su vez el calor generado por estas.

Comúnmente, el sistema de conversión de frecuencia se compone de dos bloques, un rectificador AC-DC y un inversor DC-AC. El rectificador convierte la señal de voltaje AC de baja frecuencia en un voltaje DC, mientras que el inversor convierte este voltaje DC en un voltaje AC de alta frecuencia [1]. Se han empleado distintas topologías de inversores en las estufas de inducción, sin embargo, el inversor SSQR mostrado en la Fig. 1, destaca por su capacidad para operar a altas frecuencias, fácil implementación, bajo contenido armónico y un costo de implementación relativamente bajo [11], [13], [15], [16], [17].

El SSQR mostrado en la Fig. 1 está compuesto por un transistor Bipolar de Puerta Aislada (IGBT, por sus siglas en inglés) usado como interruptor electrónico, un capacitor de resonancia  $C_{RES}$ , una fuente continua  $V_{DC}$  y una resistencia equivalente ( $R_{EQ}$ ) e inductancia equivalente ( $L_{EQ}$ ) asociadas a la bobina de la estufa. El interruptor es controlado mediante pulsos de compuerta, formando el lazo resonante en serie que permite la conmutación. Esta topología opera bajo condiciones de conmutación suave (soft switching) debido a la naturaleza resonante del circuito. Este tipo de conmutación permite que el encendido y apagado de los dispositivos se realice cuando la corriente o el voltaje que los atraviesa sea mínimo, disminuyendo significativamente las pérdidas tanto por conmutación como las térmicas.

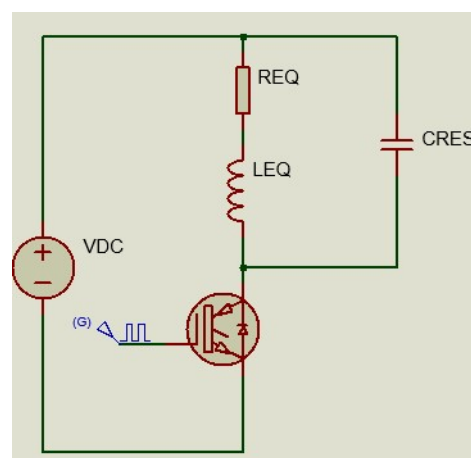


Fig. 1. Esquema del inversor SSQR de un solo interruptor (IGBT) [16].

## III. METODOLOGÍA

### A. Selección del sistema bajo estudio

El trabajo se realizó en torno a la parrilla de inducción modelo RC-12A3 [19] mostrada en la Fig. 2. Esta estufa cuenta solo con una sola zona de cocción y valores nominales de 120 V AC, frecuencia de 60 Hz y una potencia de 1200 W [18].

Para caracterizar el comportamiento eléctrico de la bobina de potencia, se realizaron mediciones directas sobre la bobina original de la estufa en el Departamento de Energía de la Universidad Autónoma Metropolitana (UAM), Unidad Azcapotzalco. La Fig. 3 muestra una fotografía de la bobina medida en el laboratorio. La Tabla I se presentan los parámetros

geométricos y eléctricos experimentales que fueron obtenidos usando un medidor de impedancias LRC.

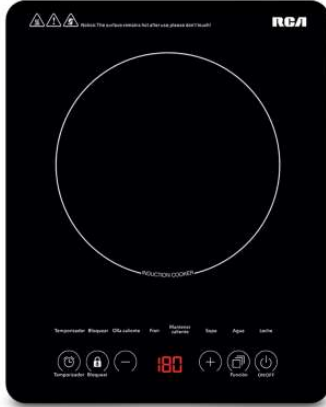


Fig. 2. Imagen ilustrativa de la parrilla RC-12A3 .



Fig. 3. Parrilla RC-12A3 con vistas a sus componentes internos .

TABLA I  
PARÁMETROS DE LA BOBINA DE LA PARRILLA RC-12A3.

|                         |                  |
|-------------------------|------------------|
| Número de vueltas       | 22               |
| Radio interno           | 22.675 mm        |
| Resistencia equivalente | 1.7 $\Omega$     |
| Espaciamientos          | 3                |
| Inductancia equivalente | 28 $\mu\text{H}$ |

### B. Modelado matemático

Se desarrolló un script en Matlab para calcular los valores de resistencia, inductancia y capacitancia del inversor SSQR, tomando como referencia los métodos propuestos en los estudios de M. Ozturk y Züngör et al. [11], [12].

Bajo la suposición de un rectificador ideal de onda completa utilizado para rectificar el voltaje de corriente alterna ( $V_{AC}$ ) de la red, se calcula el voltaje promedio de corriente directa ( $V_{DC}$ ) mediante la siguiente relación:

$$V_{DC} = V_{AC} \cdot \sqrt{2} \text{ [V]} \quad (1)$$

Debido a la variación del voltaje DC, la potencia promedio de salida del inversor  $P_{AVG1}$ , que conmuta a una frecuencia

$f_{conmutación}$ , varía con una frecuencia de 120 Hz y tiene un valor máximo en el tiempo  $\frac{\pi}{2}$ , como se demuestra en [11]. Posteriormente, se calcula la potencia promedio de entrada  $P_{AVG}$ , partir de la potencia promedio de salida inversor  $P_{AVG1}$  con la siguiente expresión:

$$P_{AVG} = P_{AVG1} \cdot \frac{2}{\pi} \text{ [W]} \quad (2)$$

Ozturk et al. [11] demostraron que la potencia máxima  $P_{MAX}$  del inversor se obtiene promedio de entrada usando la expresión (3), que involucra los tiempos de encendido  $T_{ON}$  y apagado  $T_{OFF}$  del IGBT:

$$P_{MAX} = \frac{2(T_{ON} + T_{OFF})P_{AVG}}{T_{ON}} \text{ [W]} \quad (3)$$

La corriente máxima del circuito  $I_{TMAX}$  puede calcularse usando la ecuación 4. Para simplificar los cálculos se asume la condición de igualdad con la corriente máxima que circula en la bobina  $I_{LEQMAX} \approx I_{TMAX}$ . lo que representa un caso límite de diseño, en el cual el dispositivo de conmutación opera en la condición más exigente.

$$I_{TMAX} = \frac{P_{MAX}}{V_{DC}} \quad (4)$$

Si representamos el voltaje del inversor como la serie de fourier compleja mostrada en (5).

$$v(t) = V_{DC} + A_1 \cos(\omega_o + \phi) \quad (5)$$

Donde  $A_1$  es la amplitud de la primera componente armónica definida. Posteriormente hallamos esta amplitud, es decir, el valor pico del primer componente armónico de la tensión  $V_{DC}$  aplicada al circuito cuasirresonante. En [11], [12] se define como:

$$A_1 = \sqrt{\left(\frac{V_{DC}}{\pi} \sin\left(\frac{2\pi \cdot T_{ON}}{T_{ON} + T_{OFF}}\right)\right)^2 + \left(\frac{V_{DC}}{\pi} (1 - \cos\left(\frac{2\pi \cdot T_{ON}}{T_{ON} + T_{OFF}}\right))\right)^2} \text{ [A]} \quad (6)$$

En el punto máximo se puede definir a la resistencia equivalente de la bobina  $R_{EQ}$  aproximadamente como la relación entre la amplitud de la primera componente del voltaje y el valor máximo de la corriente  $I_{TMAX}$ . De manera que se puede a calcular  $R_{EQ}$  utilizando la ecuación 7.

$$R_{EQ} = \frac{A_1}{I_{TMAX}} \text{ [ $\Omega$ ]} \quad (7)$$

Para calcular el valor de inductancia  $L_{EQ}$ , utilizamos la ecuación de corriente del circuito RL en serie cuando el IGBT se encuentra cerrado. La ecuación (8) presenta corriente de conmutación del circuito RL en serie en función del tiempo. Despejando de esta ecuación podemos obtener el valor de  $L_{EQ}$  como se muestra en (9).

$$i_{LEQ}(t) = \frac{V_{DC}}{R_{EQ}} \left( 1 - e^{\left[ -\frac{R_{EQ}}{L_{EQ}} \cdot t \right]} \right) \quad (8)$$

$$L_{EQ} = - \frac{R_{EQ} \cdot T_{ON}}{\ln \left( 1 - \frac{R_{EQ} \cdot I_{TMAX}}{V_{DC}} \right)} [H] \quad (9)$$

Aunque  $R_{EQ}$  y  $L_{EQ}$  fueron obtenidos mediante ecuaciones analíticas y simulaciones en Matlab, se empleó como referencia la estufa RC-12A3. La selección de este modelo se justifica porque representa un equipo doméstico típico (120 V, 60 Hz, 1200 W) y se contaba con mediciones directas de su bobina por parte del Departamento de Energía. De esta forma, los parámetros calculados no se limitan a un caso teórico, sino que reflejan condiciones reales de operación.

A partir del valor de  $T_{OFF}$ , se calcula el periodo de resonancia  $T_{RES}$  usando la expresión (10):

$$T_{RES} = \frac{4}{3} T_{OFF} \quad (10)$$

De la expresión 10 se derivan la frecuencia de resonancia  $f_{RES}$ , frecuencia amortiguada  $\omega_d$ , factor de amortiguamiento  $\alpha$  y la frecuencia natural del sistema  $\omega_o$ , respectivamente:

$$f_{RES} = \frac{1}{T_{RES}} [Hz] \quad (11)$$

$$\omega_d = 2\pi \cdot f_{RES} [\text{rad/s}] \quad (12)$$

$$\alpha = \frac{R_{EQ}}{2L_{EQ}} \quad (13)$$

$$\omega_o = \sqrt{\omega_d^2 + \alpha^2} [\text{rad/s}] \quad (14)$$

Teniendo la frecuencia natural del sistema se calcula la capacitancia de resonancia  $C_{RES}$ :

$$C_{RES} = \frac{1}{L_{EQ} \cdot \omega_o^2} [F] \quad (15)$$

Una vez conocidos los parámetros  $R_{EQ}$ ,  $L_{EQ}$  y  $C_{RES}$  se modelan las restricciones de operación del circuito durante la conmutación. Se puede definir el valor de corriente máximo como el valor de la corriente en el instante  $t_1$ . De manera que se obtiene la expresión que describe la corriente máxima del inductor a partir de la solución de la ecuación diferencial de un circuito RLC serie como:

$$I_{LEQMAX} = e^{-\alpha t_1} (B_1 \cos(\omega_d t_1) + B_2 \sin(\omega_d t_1)) [A] \quad (16)$$

Donde  $B_1$  y  $B_2$  son constantes que dependen de las condiciones iniciales, y son definidas en [11] y  $t_1$  está definido por:

$$t_1 = \frac{\tan^{-1} \left( -\frac{B_1 \alpha - B_2 \omega_d}{B_2 \omega_d + B_1 \alpha} \right)}{\omega_d} [s] \quad (17)$$

De igual manera el valor de voltaje máximo en el transistor  $V_{CEMAX}$  se obtiene al evaluar la solución de la ecuación diferencial en el instante  $t_3$ , que es el tiempo en que ocurre el voltaje pico en la oscilación:

$$V_{CEMAX} = V_{DC} + e^{-\alpha t_3} (A_1 \cos(\omega_d t_3) + A_2 \sin(\omega_d t_3)) [V] \quad (18)$$

Donde  $A_1$  y  $A_2$  son los componentes armónicos del voltaje en [11], [12], mientras que  $t_3$  lo podemos obtener como:

$$t_3 = \frac{\tan^{-1} \left( -\frac{B_1}{B_2} \right) + 0.7321 \pi}{\omega_d} [s] \quad (19)$$

Finalmente, estas ecuaciones son implementadas en un código el cual incluye un bucle donde se valida que la corriente máxima de inductor cumpla con el límite de la corriente de entrada, si es el caso se imprimen los resultados finales, en caso de no cumplirla se ajustan los valores de los elementos  $R_{EQ}$  y  $L_{EQ}$  asegurando las especificaciones del diseño e imprimirá los resultados.

### C. Modelado del inversor en Simulink

Se realizó el modelo del inversor SSQR en Simulink con el fin de reproducir el comportamiento del circuito resonante en serie. Este modelo se utiliza para obtener las formas de onda de voltaje y corriente, así como calcular las potencias de entrada y salida. Estos resultados se utilizarán para obtener la eficiencia en diferentes condiciones de operación. El esquema general del modelo es mostrado en la Fig. 4. Este modelo incluye una fuente de tensión continua equivalente al bus de salida del rectificador, un interruptor principal implementado mediante un bloque IGBT con su diodo antiparalelo, un circuito resonante en serie conformado por la resistencia e inductancia equivalentes de la bobina de la estufa y finalmente, el capacitor de resonancia calculado en la etapa de modelado matemático. Para simular las diferentes condiciones de operación, se implementó un sistema de control de compuerta mediante un generador de pulsos.

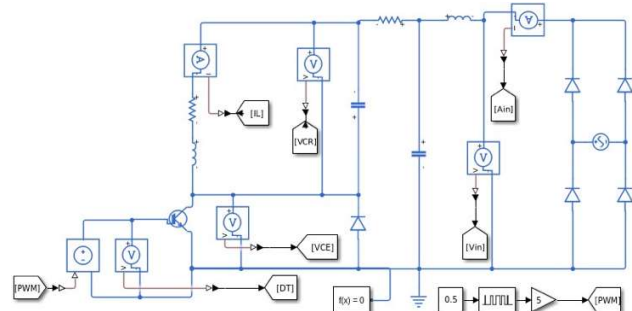


Fig. 4. Modelo en Simulink del inversor SSQR.

El generador de pulsos fue configurado de manera que se pueda ajustar la frecuencia de conmutación y el ciclo de trabajo. Estas características determinan los tiempos de conducción y apagado del interruptor. Las señales de corriente en el inductor y de voltaje en el capacitor se midieron con bloques de adquisición y se visualizaron en un osciloscopio virtual, como se aprecia en la Fig. 5. A partir de estas señales se implementó el cálculo de la potencia instantánea como el producto de voltaje y corriente. Posteriormente un bloque integrador permitió determinar la energía y potencia promedio durante el periodo de simulación. La potencia de entrada se obtuvo de la fuente de corriente continua, mientras que la potencia de salida se obtuvo en la carga equivalente del circuito resonante. Con ambos valores se calculó la eficiencia del sistema mediante una función matemática, exportando los resultados al espacio de trabajo de Matlab para su análisis posterior.

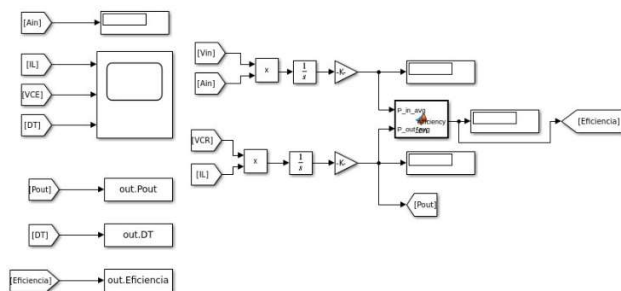


Fig. 5. Bloques de medición y operacionales del circuito.

Para evaluar el desempeño del inversor con respecto a la frecuencia y el ciclo de trabajo, se programaron barridos automáticos mediante scripts de Matlab. Estos scripts interactuaban con el modelo en Simulink para modificar la fuente de conmutación y ejecutar la simulación para cada caso. En cada paso se obtuvieron las potencias de entrada y salida de la simulación y se calculó la eficiencia. Posteriormente, se obtuvieron las gráficas de eficiencia y potencia en función de cada variable.

TABLA II

PARÁMETROS DEL DISEÑO DEL INVERSOR SSQR.

| Parámetros predefinidos de entrada    |                          |
|---------------------------------------|--------------------------|
| TON                                   | 15 $\mu$ s               |
| TOFF                                  | 25 $\mu$ s               |
| PAVG                                  | 1200 W                   |
| VAC                                   | 120 V                    |
| Parámetros calculados del circuito    |                          |
| P <sub>MAX</sub>                      | 10.05 kW                 |
| I <sub>TMAX</sub>                     | 59.24 A                  |
| R <sub>EQ</sub>                       | 1.6850 $\Omega$          |
| L <sub>EQ</sub>                       | 28 $\mu$ H               |
| T <sub>RES</sub>                      | 33.33 $\mu$ s            |
| f <sub>RES</sub>                      | 30 kHz                   |
| $\omega$                              | 188495.56 rad/s          |
| $\alpha$                              | 29570.67 s <sup>-1</sup> |
| $\omega_0$                            | 190800.95 rad/s          |
| C <sub>RES</sub>                      | 964.14 nF                |
| Valores de voltaje y corriente límite |                          |
| I <sub>LEQMAX</sub>                   | 60.56 A                  |
| V <sub>CEMAX</sub>                    | 432.30 V                 |

## IV. RESULTADOS

### A. Simulación del inversor SSQR en Matlab-Simulink

La Tabla II presenta los valores obtenidos en el diseño inicial, incluyendo  $R_{EQ}=1.685 \Omega$ ,  $L_{EQ}=28 \mu$ H y  $C_{RES}=964.14$  nF, junto con los límites de corriente y voltaje calculados para el interruptor principal. Se realizó la configuración del modelo del inversor SSQR en Simulink a partir de los parámetros eléctricos obtenidos. Posteriormente, se ejecutaron las simulaciones bajo diferentes frecuencias y ciclos de trabajo.

Las formas de onda de corriente y voltaje obtenidas en la simulación del inversor SSQR (ver Fig. 6) permiten verificar, primero, los límites eléctricos del sistema. La corriente máxima simulada en el inductor fue de aproximadamente 33.54 A, inferior al límite calculado de 60.56 A. La corriente pico a pico fue de 57.13 A y se reporta solo como descriptor de la oscilación. Mientras que el voltaje pico a pico en el interruptor fue de 261.6 V, muy por debajo del máximo permitido de 432.3 V. Estos resultados iniciales proporcionan la base para el cálculo posterior de las potencias de entrada y salida, y confirman que el inversor puede operar de manera segura dentro de la zona de diseño establecida.

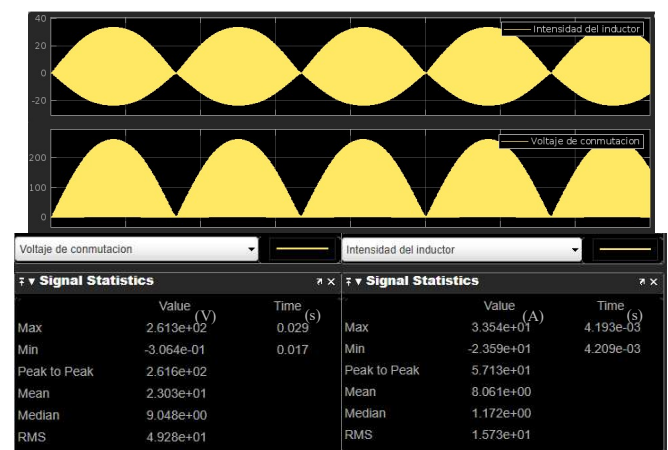


Fig. 6. Gráfica de voltaje y corriente del inversor SSQR.

Se implementó un script para realizar el barrido del 10 a 90 % del ciclo útil en pasos de 10% con una frecuencia de 20 kHz. La Fig. 7 muestra la relación de la potencia de salida con respecto a la variación del ciclo útil. Los resultados muestran que la potencia de salida aumenta con el incremento del ciclo de trabajo, superando los 1800 W. Sin embargo, operar en valores cercanos al 100 % puede generar pérdidas térmicas significativas y reducir la vida útil de los componentes.

Posteriormente, se implementó un script para realizar el barrido de la frecuencia de conmutación de 20 a 40 kHz para un ciclo fijo del 30 % en pasos de 1 kHz. La Fig. 8 muestra la relación de la potencia de salida con respecto a la variación de la frecuencia. Los resultados muestran un pico de potencia de 1333 W a 25 kHz, seguido de una disminución característica de los sistemas quasiresonantes al alejarse de la frecuencia óptima.



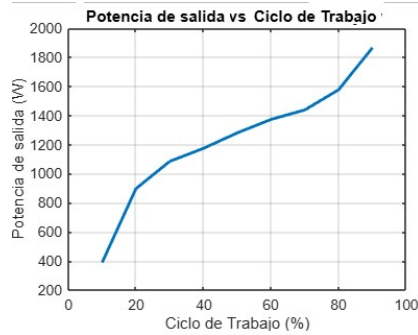


Fig. 7. Gráfica de Potencia de salida vs Ciclo de Trabajo

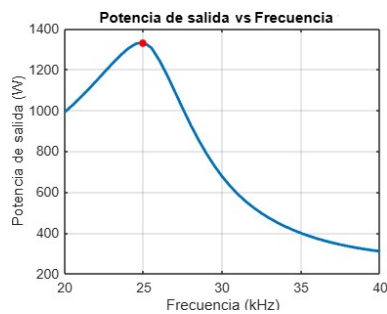


Fig. 8. Gráfica de Potencia de salida vs Frecuencia.

Se obtiene la eficiencia de inversor a partir de la ecuación (20):

$$\text{Eficiencia} = \frac{P_{out}}{P_{in}} \cdot 100\% \quad (20)$$

Donde  $P_{in}$  es la potencia de entrada del inversor, y  $P_{out}$  es la potencia transmitida por la bobina. Las potencias calculadas se obtuvieron usando las ecuaciones 20 y 21 respectivamente:

$$P_{in} = V_{DC} \cdot I_{in} \quad (21)$$

$$P_{out} = V_L \cdot I_L \quad (22)$$

Donde  $V_L$  Es el voltaje de la bobina equivalente. La Fig. 9 muestra la relación de la eficiencia del sistema en función del ciclo de trabajo. Los resultados muestran que el valor máximo de eficiencia es de 87.12 %. Este valor máximo se alcanzó con un ciclo del 30 % y una frecuencia de 25 kHz.

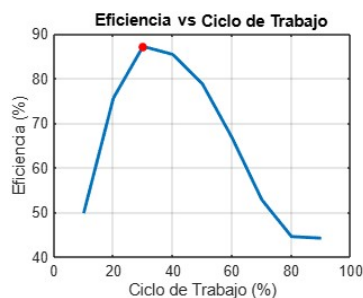


Fig. 9. Gráfica de la Eficiencia vs Ciclo de Trabajo.

La Fig. 10 muestra la relación de la eficiencia del sistema en función de la frecuencia. De manera similar, los resultados

muestran que la máxima eficiencia de 91.21 % se obtuvo a 27 kHz con el ciclo de trabajo óptimo previamente identificado.

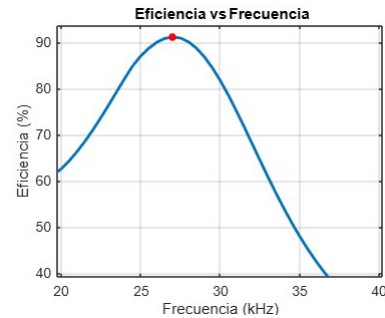


Fig. 10. Gráfica de Eficiencia vs Frecuencia.

El análisis de eficiencia frente a la resistencia equivalente con un barrido de 1 a 2  $\Omega$  (Fig. 11) permitió identificar que el valor óptimo era de 1.2  $\Omega$ , con una eficiencia máxima de 93.24 %. Aun así, la resistencia obtenida en el cálculo inicial (1.685 $\Omega$ ) mantiene eficiencias por encima del 90 %, confirmando un margen de tolerancia aceptable.

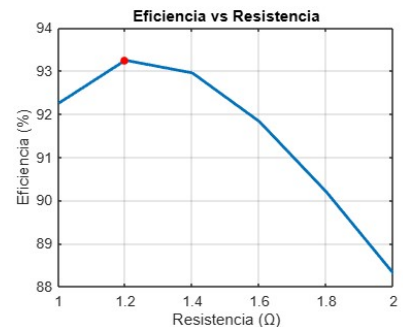


Fig. 11. Gráfica de Eficiencia vs Resistencia.

#### B. Selección de componentes del circuito

Los componentes semiconductores principales se seleccionaron una vez definidos los parámetros eléctricos del inversor SSQR y validados en las simulaciones. Estos componentes se seleccionaron tomando en cuenta su disponibilidad comercial y capacidad para cumplir con los límites eléctricos obtenidos en el diseño.

El interruptor principal se seleccionó de entre dispositivos tipo IGBT por su capacidad para manejar altas corrientes y voltajes con bajas pérdidas de conmutación, así como por su robustez térmica. Se eligió el modelo IRG4PC50W, con una tensión máxima de colector-emisor de 600 V y una corriente pico de 27 A en régimen continuo, en el inversor la operación es pulsada ( $\approx 15\mu s$  a 25-30 kHz). En estas condiciones, el dispositivo puede manejar corrientes pico mayores siempre que la corriente eficaz (RMS) se mantenga por debajo del límite continuo. En la simulación se obtuvo un valor RMS de 15.7 A, menor a 27 A, por lo que el valor pico de 33.5 A resulta admisible dentro de la zona de operación segura del dispositivo, considerando factores de seguridad y condiciones transitorias.

Para el diodo de retorno se seleccionó el modelo MUR3040WT, un dispositivo ultrarrápido con tensión inversa máxima de 400 V y corriente directa continua de 30 A. Este diodo presenta un tiempo de recuperación inversa reducido,

minimizando las pérdidas asociadas a la conmutación y garantizando un funcionamiento confiable durante los transitorios.

La selección de estos componentes garantiza que el inversor pueda operar dentro de la zona óptima de eficiencia identificada en las simulaciones, manteniendo un margen de seguridad frente a sobrecargas y condiciones de operación variables, y asegurando su viabilidad práctica para la implementación en estufas de inducción.

## V. CONCLUSIONES

El trabajo realizado permitió diseñar, modelar y simular un inversor SSQR para su aplicación en estufas de inducción, evaluando su desempeño en un amplio rango de condiciones de operación. A partir de los resultados obtenidos fue posible identificar las configuraciones que ofrecen la mayor eficiencia energética, garantizando al mismo tiempo la operación segura de los componentes.

Los análisis realizados mostraron que la topología SSQR puede alcanzar una eficiencia máxima de 93.24 % y una potencia de salida de 1088 W con una resistencia equivalente de 1.2  $\Omega$ , frecuencia de conmutación de 27 kHz y un ciclo de trabajo del 30 %. Incluso con los valores calculados en el diseño base ( $REQ = 1.685 \Omega$ ) se lograron eficiencias superiores al 90 %, lo que confirma que el diseño es robusto frente a variaciones moderadas en los parámetros eléctricos.

Las gráficas de potencia indicaron que, si bien es posible superar los 1800 W con ciclos de trabajo altos, operar en esas condiciones incrementa las pérdidas térmicas y podría reducir la vida útil de los componentes. Por ello, se recomienda trabajar en la zona de operación óptima identificada, que logra un equilibrio entre eficiencia, rendimiento y seguridad.

En general, la topología del inversor SSQR mostró ventajas notables en cuanto a simplicidad de implementación, reducción de pérdidas por conmutación y viabilidad para aplicaciones domésticas. Como línea de trabajo futuro, se sugiere integrar sistemas de control que ajusten automáticamente la frecuencia y el ciclo de trabajo en función de la carga, así como añadir protecciones frente a variaciones abruptas. Con estas mejoras se incrementaría la confiabilidad del sistema y se contribuiría al desarrollo de tecnologías de cocción más eficientes, seguras y sostenibles.

## REFERENCIAS

- [1] N. O. Romero-Arismendi, J. C. Olivares-Galvan, R. Escarela-Perez, J. L. Hernandez-Avila, V. M. Jimenez-Mondragon, and F. Gonzalez-Montañez, "Multidisciplinary Review of Induction Stove Technology: Technological Advances, Societal Impacts, and Challenges for Its Widespread Use," *Technologies (Basel)*, vol. 12, no. 10, p. 206, Oct. 2024, doi: 10.3390/technologies12100206.
- [2] J. Martínez-Gómez, D. Ibarra, S. Villacis, P. Cuji, and P. R. Cruz, "Analysis of LPG, electric and induction cookers during cooking typical Ecuadorian dishes into the national efficient cooking program," *Food Policy*, vol. 59, pp. 88–102, Feb. 2016, doi: 10.1016/j.foodpol.2015.12.010.
- [3] A. Tama Franco, "COCINA DE INDUCCIÓN VERSUS COCINA A GAS (GLP) [1]," *Revista Técnica del Colegio Regional de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos del Litoral*, 2013.
- [4] S. Aisyah, M. Triani, and R. Rasgianti, "Energy efficiency analysis for various type of electric cooker," *J. Phys. Conf. Ser.*, vol. 1869, no. 1, p. 012175, Apr. 2021, doi: 10.1088/1742-6596/1869/1/012175.
- [5] J. Martínez, J. Martí-Herrero, S. Villacis, A. J. Riofrio, and D. Vaca, "Analysis of energy, CO 2 emissions and economy of the technological migration for clean cooking in Ecuador," *Energy Policy*, vol. 107, pp. 182–187, Aug. 2017, doi: 10.1016/j.enpol.2017.04.033.
- [6] J. Paudel, A. Sharifi, and G. D. Khan, "What are the drivers of sustainable energy transition? Insights from an empirical analysis of household preferences for electric induction cooking in Nepal," *J. Clean. Prod.*, vol. 417, p. 138021, Sep. 2023, doi: 10.1016/j.jclepro.2023.138021.
- [7] C. F. Gould *et al.*, "Climate and health benefits of a transition from gas to electric cooking," *Proceedings of the National Academy of Sciences*, vol. 120, no. 34, Aug. 2023, doi: 10.1073/pnas.2301061120.
- [8] Y. S. Kashtan *et al.*, "Gas and Propane Combustion from Stoves Emits Benzene and Increases Indoor Air Pollution," *Environ. Sci. Technol.*, vol. 57, no. 26, pp. 9653–9663, Jul. 2023, doi: 10.1021/acs.est.2c09289.
- [9] M.-S. Huang, C.-C. Liao, Z.-F. Li, Z.-R. Shih, and H.-W. Hsueh, "Quantitative Design and Implementation of an Induction Cooker for a Copper Pan," *IEEE Access*, vol. 9, pp. 5105–5118, 2021, doi: 10.1109/ACCESS.2020.3046713.
- [10] H.-C. Liu *et al.*, "Experimental and numerical multidisciplinary methodology to investigate the thermal efficiency of boiling pot on induction system," *Case Studies in Thermal Engineering*, vol. 36, p. 102199, Aug. 2022, doi: 10.1016/j.csite.2022.102199.
- [11] M. Ozturk, "A Simplified Design Method for Quasi-Resonant Inverter Used in Induction Hob," *Electronics (Basel)*, vol. 12, no. 19, p. 4145, Oct. 2023, doi: 10.3390/electronics12194145.
- [12] F. Zungor, B. Emre, B. Oz, and M. Ozturk, "A New Load Detection Method and Circuit Analysis for Quasi Resonant Inverter," *2021 10th International Conference on Renewable Energy Research and Application (ICRERA)*, pp. 40–46, Sep. 2021, doi: 10.1109/ICRERA52334.2021.9598568.
- [13] M. Ozturk, F. Zungor, B. Emre, and B. Oz, "Quasi Resonant Inverter Load Recognition Method," *IEEE Access*, vol. 10, pp. 89376–89386, 2022, doi: 10.1109/ACCESS.2022.3201355.
- [14] H. Sarnago, O. Lucia, and J. M. Burdio, "High-Performance Class-E Quasi-Resonant Inverter for Domestic Induction Heating Applications," *2022 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 1202–1207, Mar. 2022, doi: 10.1109/APEC43599.2022.9773593.
- [15] M. Raeber, P. Amiras, and A. Heinzelmann, "Analysis on the use of non-resonant inverters in single-phase induction heating applications," in *IECON Proceedings (Industrial Electronics Conference)*, IEEE Computer Society, Oct. 2020, pp. 4315–4319. doi: 10.1109/IECON43393.2020.9254394.
- [16] F. Zungor, H. Bodur, M. Ozturk, and H. Obdan, "Design Methodology of Series Resonant Half Bridge Inverter for Induction Cooker," *IEEE Access*, vol. 11, pp. 135476–135492, 2023, doi: 10.1109/ACCESS.2023.3338542.
- [17] H. Sarnago, J. M. Burdio, and O. Lucia, "Dual-Output Extended-Power-Range Quasi-Resonant Inverter for Induction Heating Appliances," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 38, no. 3, pp. 3385–3397, Mar. 2023, doi: 10.1109/TPEL.2022.3226497.
- [18] "Manual RC-12A3," [Online]. Available: [https://cdn.shopify.com/s/files/1/0071/9801/5555/files/Manual\\_RC-12A3.pdf?v=1686599064](https://cdn.shopify.com/s/files/1/0071/9801/5555/files/Manual_RC-12A3.pdf?v=1686599064). [Accessed: Sep. 16, 2024].