

ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL

FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA

DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN PROTOTIPO DE UNA COCINA DE INDUCCIÓN ELECTROMAGNÉTICA

**PROYECTO PREVIO A LA OBTENCIÓN DEL TÍTULO DE INGENIERO EN
ELECTRÓNICA Y CONTROL**

CUSHICÓNDOR COLLAGUAZO ELÍAS ANTONIO

keliás_c@yahoo.com

TITO SARÁUZ DIEGO GONZALO

dgct_17@hotmail.com

DIRECTOR: NELSON SOTOMAYOR O., MSc.

nelson.sotomayor@epn.edu.ec

Quito, Noviembre 2009

DECLARACIÓN

Cushicóndor Collaguazo Elías Antonio y Tito Saráuz Diego Gonzalo, declaramos bajo juramento que el trabajo aquí descrito es de nuestra autoría; que no ha sido previamente presentada para ningún grado o calificación profesional; y, que hemos consultado las referencias bibliográficas que se incluyen en este documento.

A través de la presente declaración cedemos nuestros derechos de propiedad intelectual correspondientes a este trabajo, a la Escuela Politécnica Nacional, según lo establecido por la Ley de Propiedad Intelectual, por su Reglamento y por la normatividad institucional vigente.

Cushicóndor Collaguazo Elías Antonio

Tito Saráuz Diego Gonzalo

CERTIFICACIÓN

Certifico que el presente trabajo fue desarrollado por Cushicóndor Collaguazo Elías Antonio y Tito Saráuz Diego Gonzalo, bajo mi supervisión.

Nelson Sotomayor O., Msc.
DIRECTOR DEL PROYECTO

AGRADECIMIENTO

De manera muy sincera quiero expresar mis agradecimientos primeramente a Dios, a mis padres, Ana y José, a mi tío Andrés, a mis hermanas y hermanos por todo el apoyo brindado durante mi carrera estudiantil; a mis profesores quienes tuvieron la paciencia necesaria para impartirnos todo su conocimiento y sabernos guiar hacia un futuro mejor; y por su puesto a mis amigos quienes demostraron su lealtad en las buenas y en las malas, y en general a todas las personas que estuvieron a mi lado durante toda mi carrera por que la gratitud es la primera virtud del ser humano.

Elías

DEDICATORIA

El siguiente trabajo está dedicado toda mi familia, y de manera muy especial a mis padres por toda su paciencia, y que gracias a sus consejos he sabido mantenerme como una persona de bien. También se lo dedico a todas las personas quienes confiaban y no confiaban en mi capacidad para culminar con éxito este proyecto.

Elías

AGRADECIMIENTO

Agradecer a Dios por iluminarme el camino a seguir, de una manera muy especial quiere agradecer a mis adorables padres Cecilia y Gonzalo quienes con su amor, sacrificio y pujanza han sabido apoyarme a lo largo de mi carrera, a mis hermanos Santiago y Álvaro por el cariño y paciencia brindada, a mis sobrinos Francisco Nicole y Dayana por siempre esperarme con un abrazo, a mi novia Carli por todo el amor, paciencia y lealtad, a mis amigos por sus consejos y reclamos, a toda mi familia por el apoyo y la confianza brindada a lo largo de mi carrera, a todos los profesores que he podido conocer y ser parte de su enseñanza.

Diego

DEDICATORIA

El presente trabajo dedico con todo el cariño a mis padres, hermanos, a mi novia Carli quienes siempre creyeron en mí, también quiero dedicar este trabajo a mis familiares y amigos que fueron siempre un apoyo a lo largo de mi carrera estudiantil.

Diego

CONTENIDO

DECLARACIÓN	i
CERTIFICACIÓN	ii
CONTENIDO	vii
RESUMEN	xiv
PRESENTACIÓN	xv

CAPÍTULO 1

FUNDAMENTOS BÁSICOS

1.1 PRINCIPIO DE CALENTAMIENTO POR INDUCCIÓN	2
1.1.1 PROPIEDADES DEL CALENTAMIENTO POR INDUCCIÓN.....	6
1.1.1.1 Energía transferida.....	6
1.1.1.1.1 Factor de transmisión de potencia.....	6
1.1.1.1.2 Factor de acoplamiento.....	6
1.1.1.2 Eficiencia Eléctrica.....	7
1.1.1.3 Factor de Potencia.....	7
1.1.1.4 Proceso Técnico.....	8
1.1.1.5 Consumo de energía.....	8
1.1.1.6 Calidad.....	8
1.1.1.7 Medio ambientes y condiciones de trabajo.....	8

1.1.1.8 Limitaciones.....	8
1.1.2 CARACTERÍSTICAS DEL CALENTAMIENTO INDUCTIVO.....	9
1.1.3 EFECTO PIEL, PROFUNDIDAD DE PENETRACIÓN.....	9
1.1.4 RESISTENCIA EQUIVALENTE.....	12
1.1.5 APLICACIONES DEL CALENTAMIENTO POR INDUCCIÓN.....	13
1.1.5.1 Fusión.....	13
1.1.5.2 Forja.....	13
1.1.5.3 Tratamiento térmico.....	13
1.1.5.4 Soldadura.....	14
1.1.5.5 Sellado de envases.....	14
1.1.5.6 Curado de adhesivos y pastas sellantes (bonding).....	14
1.1.5.7 Cocinas de inducción.....	14
1.1.5.8 Fabricación de semiconductores.....	14
1.1.5.9 Sobrecalentamiento de gases ionizados.....	15
1.1.6 COMPONENTES DE UN SISTEMA DE CALENTAMIENTO POR INDUCCIÓN.....	15
1.1.6.1 Sistema de alimentación eléctrica.....	15
1.1.6.2 Etapa de rectificación.....	15
1.1.6.3 Inversor de alta frecuencia.....	16
1.1.6.4 Bobina(s) de trabajo.....	16
1.1.6.5 Sistema de refrigeración.....	16
1.1.6.6 Sistema de control.....	16
1.1.6.7 Carga o elemento a calentar.....	17
1.2 COCINA DE INDUCCIÓN ELECTROMAGNÉTICA.....	17
1.3 SENSORES.....	19
1.3.1 CARACTERÍSTICAS IDEALES DE LOS SENSORES.....	19
1.3.1.1 Exactitud y precisión.....	19

1.3.1.2 Velocidad de respuesta.....	20
1.3.1.3 Calibración.....	20
1.3.1.4 Rango de funcionamiento.....	20
1.3.1.5 Confiabilidad.....	21
1.3.2 SENSOR RESISTIVO TERMISTOR NTC (COEFICIENTE DE TEMPERATURA NEGATIVO).....	21
1.3.2.1 Tipos de termistores ntc.....	22
1.3.2.2 Características técnicas.....	23
1.3.2.3 Linealización.....	23
1.3.2.4 Acondicionamiento del termistor ntc.....	24
1.3.2.5 Ventajas y desventajas.....	25
1.3.2.6 Aplicaciones.....	25
1.4 ACTUADORES.....	26
1.4.1 CONCEPTOS BÁSICOS SOBRE INVERSORES RESONANTES.....	26
1.4.2 INVERSORES RESONANTES.....	26
1.4.3 PROPIEDADES DE LOS INVERSORES RESONANTES.....	27
1.4.4 INVERSORES RESONANTES PARALELO.....	28
1.4.5 TOPOLOGIAS DE LOS INVERSORES RESONANTES.....	29
1.4.5.1 Inversor de medio puente.....	29
1.4.5.2 Inversor de puente completo.....	30
1.4.6 INVERSOR CUASI-RESONANTE.....	31
1.4.6.1 Circuito de resonancia equivalente.....	32

1.4.6.2 Circuito de potencia.....	32
1.4.6.3 Tanque Resonante.....	33
1.4.6.4 Cálculo de la capacitancia y de la inductancia del circuito resonante.....	33
1.4.6.5 Modo de operación del inversor cuasi resonante vpr.....	34
1.4.6.6 Circuito de control.....	35

CAPÍTULO 2

DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DEL PROTOTIPO

2.1 CIRCUITO DE POTENCIA.....	37
2.1.1 SELECCIÓN DEL FILTRO CAPACITIVO DE ENTRADA.....	38
2.1.2 DISEÑO DEL RECTIFICADOR.....	38
2.1.3 DISEÑO DEL FILTRO LC.....	39
2.1.4 DISEÑO DEL INVERSOR CUASI RESONANTE.....	40
2.2 DISEÑO DE LA FUENTE DE ALIMENTACIÓN DE CORRIENTE	
CONTÍNUA.....	43
2.2.1 FUENTE DE ALIMENTACIÓN DE 22 VOLTIOS DC.....	44
2.2.2 FUENTE DE ALIMENTACIÓN DE 5 VOLTIOS DC.....	45
2.2.3 FUENTE DE ALIMENTACIÓN DE 12 VOLTIOS DC.....	46
2.3 CIRCUITO DE DISPARO.....	47
2.3.1 REALIMENTACION DE CORRIENTE.....	47

2.3.4 CIRCUITO DE SOBREVOLTAJE EN LA RED ELECTRICA.....	53
2.3.2 CIRCUITO DE SINCRONIZACION DE PULSOS Y DE CONTROL DEL DISPARO DEL IGBT.....	55
2.4 CIRCUITO DE CONTROL.....	65
2.4.1 MICROCONTROLADOR PIC 16F876A.....	65
2.4.1.1 Asignación de los terminales del microcontrolador.....	67
2.4.2 CIRCUITO DE ACONDICIONAMIENTO PARA SEÑAL DE SENSORES.....	69
2.4.2.1 Acondicionamiento de sensor de temperatura de la bobina de Inducción.....	69
2.4.2.2 Acondicionamiento de sensor de temperatura del IGBT.....	72
2.4.2.3 Circuito de acondicionamiento para alarma de sobrevoltaje.....	73
2.4.3 DETECCIÓN DE ALARMAS.....	75
2.4.4 CIRCUITO DE BARRIDO DE TECLADO.....	80
2.4.5 ETAPA DE VISUALIZACIÓN.....	81

CAPÍTULO 3

DESARROLLO DEL PROGRAMA DE CONTROL

3.1 DIAGRAMA DE BLOQUES DEL SISTEMA MICROPROCESADO.....	85
3.1.1 RECURSOS UTILIZADOS POR EL MICROCONTROLADO.....	87
3.2 PROGRAMA DEL MICROCONTROLADOR.....	88

3.2.1 PROGRAMA PRINCIPAL.....	88
3.2.2 SUBROUTINAS.....	100
3.2.3 INTERRUPCION.....	100

CAPÍTULO 4

PRUEBAS Y RESULTADOS

4.1 PRUEBA DE DE FUNCIONAMIENTO DEL PROTOTIPO.....	103
4.1.2 DETERMINACION DE PARAMETROS ELECTRICOS.....	103
4.1.2 PRUEBAS DE FUNCIONAMIENTO CONTINUO.....	105
4.2 APARATOS E INSTRUMENTOS UTILIZADOS EN LAS PRUEBAS.....	105
4.3 PRUEBA DE EFICIENCIA DEL PROTOTIPO DE LA COCINA DE	
 INDUCCION PARA LOS DIFERENTES NIVELES DE POTENCIA.....	110
4.3.1 CÁLCULO DE LA ENERGÍA CONSUMIDA POR LA COCINA	
PARA HERVIR UN LITRO DE AGUA.....	111
4.3.2 CÁLCULO DEL CALOR REQUERIDO PARA HERVIR UN LITRO	
DE AGUA.....	111
4.3.3 CÁLCULO DE LA EFICIENCIA DE LA COCINA PARA HERVIR	
UN LITRO DE AGUA.....	113
4.4 ANÁLISIS COMPARATIVO ENTRE EL PROTOTIPO DE LA COCINA	
 DE INDUCCIÓN, COCINA DE INDUCCIÓN COMERCIAL, COCINA	
 ELÉCTRICA DE RESISTENCIA Y COCINA A GAS.....	114

4.4.1 PRUEBA PARA CALENTAR TRES LITROS DE AGUA.....	115
4.4.2 PRUEBA DE COCCIÓN DE ALIMENTOS.....	118
4.5 RESULTADOS FINALES.....	123
4.5.1 CÁLCULO DE ENERGÍA QUE ENTREGA UN CILINDRO DE 15KG DE GAS LICUADO DE PETRÓLEO (GLP).....	124
4.6 LISTADO DE ELEMENTOS Y COSTO DEL PROTOTIPO.....	125

CAPÍTULO 5

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

5.1 CONCLUSIONES.....	129
5.2 RECOMENDACIONES.....	131
REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	133
MANUAL DEL USUARIO.....	ANEXO A
PLANOS ELÉCTRICOS Y RUTEADOS.....	ANEXO B
HOJAS DE DATOS.....	ANEXO C

RESUMEN

El presente proyecto de titulación presenta el diseño y construcción de una cocina eléctrica de inducción electromagnética, su funcionamiento está basado en un inversor cuasi resonante, el que está encargado de generar ondas electromagnéticas de alta frecuencia, las cuales inducen corrientes parasitas de alto valor que producen el calentamiento, cuando un material está cerca de la bobina de inducción, en este caso algún recipiente que contenga elementos ferro magnéticos.

El control de dicho prototipo está basado en un microcontrolador PIC 16f876A, el cual está encargado de generar los pulsos de disparo del conmutador electrónico, a diferentes frecuencias para obtener varios niveles de potencias. También permite el ingreso de datos mediante pulsadores para poder seleccionar diferentes niveles de potencia, los cuales se pueden visualizar en displays o en leds que indican el nivel de potencia. Además posee un temporizador el cual permite seleccionar un tiempo para apagar automáticamente la cocina.

El prototipo posee también un sistema de detección de olla o algún recipiente, que permite que la cocina entre en funcionamiento sólo cuando el recipiente se encuentra sobre la superficie de la misma, esto resulta muy útil para el ahorro de energía. Además el prototipo posee un sistema de protecciones en caso de sobre corriente, sobre voltaje, sobre temperatura en la bobina de inducción, y sobre temperatura en el IGBT, al detectar el sistema alguna de estas fallas la cocina es apagada inmediatamente.

Por último se realiza un estudio comparativo entre el prototipo de la cocina de inducción, una cocina de inducción comercial, una cocina de resistencia eléctrica, y una cocina a gas, para conocer la eficiencia de cada una de estas y determinar si es factible o no la implementación de las cocinas de inducción en el país.

PRESENTACIÓN

El desarrollo del presente proyecto se lo ha estructurado de la siguiente manera:

En el capítulo 1, se ve los principios fundamentales del calentamiento inductivo; así también se presentan sistemas comerciales similares al proyecto, tipo de sensores y actuadores, los cuales son la base para el desarrollo del presente trabajo.

En el capítulo 2, se realiza el diseño de los circuitos electrónicos que intervienen en el desarrollo del proyecto, ya sea en la parte de control y en parte de potencia.

En el capítulo 3, se explica de manera detallada el programa principal y cada una de las subrutinas que forman parte del programa que controla el sistema de la cocina de inducción electromagnética y se presentan también los diagramas de flujo de cada uno de ellos.

El capítulo 4, es el encargado de mostrar todas las pruebas y resultados del proyecto desarrollado así como también este capítulo muestra un listado de los elementos utilizados y el costo del proyecto.

Las conclusiones y recomendaciones, las cuales son fundamentales para determinar la validez del presente proyecto, se presentan en el capítulo 5.

CAPITULO 1

FUNDAMENTOS BÁSICOS

Todos los sistemas de calentamiento inductivo son desarrollados usando el principio de inducción electromagnética, el cual fue descubierto por Michael Faraday y Joseph Henry en 1831. La inducción electromagnética refiere al fenómeno por el cual la corriente eléctrica es generada en un circuito cerrado por la fluctuación de corriente en otro circuito cercano [1].

El calentamiento por inducción es un proceso que se usa para unir, endurecer o ablandar metales u otros materiales conductores.

Para muchos procesos industriales modernos, el calentamiento por inducción ofrece una combinación atractiva de velocidad, consistencia y mando.

Los principios básicos del calentamiento inductivo han sido entendidos y aplicados desde 1920. Durante la segunda guerra mundial, la tecnología se desarrolló rápidamente para reunir los requerimientos de tiempo de guerra, para un rápido y fiable proceso de endurecimiento de partes metálicas.

En los métodos de calefacción más comunes, una antorcha o llama abierta se aplica directamente a la parte de metal. Pero con el calentamiento por inducción, el calor está realmente "inducido" dentro de la propia parte por circulación de las corrientes eléctricas.

Desde que el calor es transmitido al elemento a calentar vía ondas electromagnéticas, el elemento nunca entra en contacto directo con cualquier llama, la bobina misma no se calienta, y no hay una producción de contaminación. Cuando realmente el proceso se ha puesto en marcha, éste se vuelve un proceso repetitivo y controlable [2].

1.1 PRINCIPIO DE CALENTAMIENTO POR INDUCCIÓN

El calentamiento por inducción es una aplicación muy directa de la combinación de las leyes del magnetismo (ley de Faraday y Ampere) y del efecto Joule.

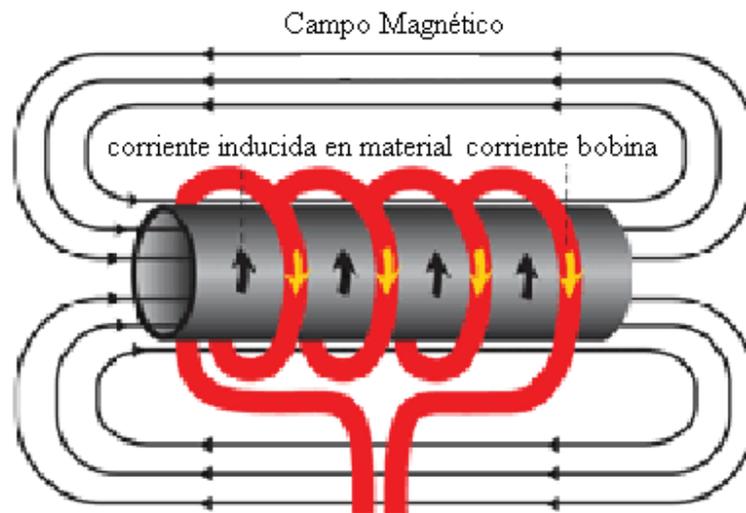


Figura 1.1 Principio del calentamiento por inducción, tomado de [2].

En primer lugar se tiene que al aplicar una corriente a un conductor, éste genera un campo magnético, cuya distribución viene dada por la ley de Ampere.

$$Ni = \oint \overline{H} d\overline{l} = Hl$$

Donde:

N = número de espiras

i = la corriente que circula por el conductor

l = longitud del circuito

H = Intensidad de campo magnético

Si la corriente que se aplica al conductor es variable en el tiempo, el campo que se genera, también lo es y por tanto generará un flujo magnético cambiante. Aplicando la ley de Faraday en un conductor sometido a un flujo magnético variable se generará una fuerza electromotriz cuyo valor es:

$$\varepsilon = -N \frac{d\phi}{dt}$$

Donde:

ε = es la fem inducida

N = número de espiras

ϕ = Flujo del campo magnético.

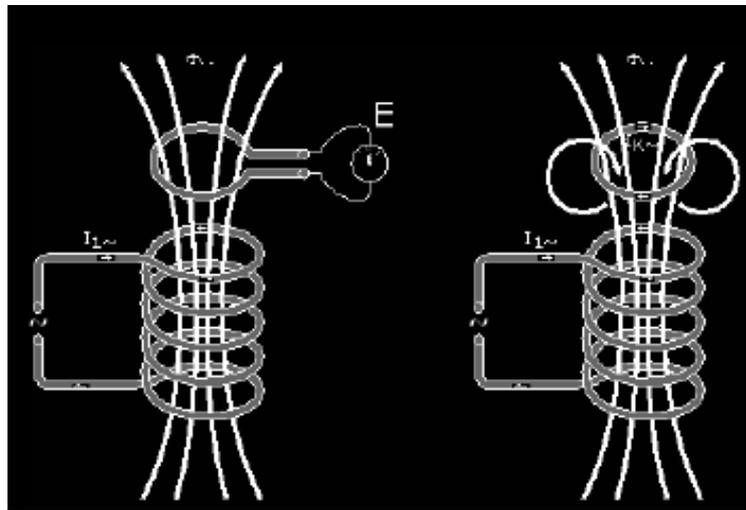


Figura 1.2 Ley de inducción de Faraday, tomado de [6]

Esta fuerza electromotriz inducida en el interior del conductor, genera una corriente (corriente de inducción o corriente de Eddy Foucault) que es la responsable del calentamiento, por efecto Joule:

$$P = i^2 R_{eq}$$

Donde P es la potencia disipada en la resistencia equivalente de la pieza a calentar (R_{eq}) por la que circula la corriente inducida i [3].

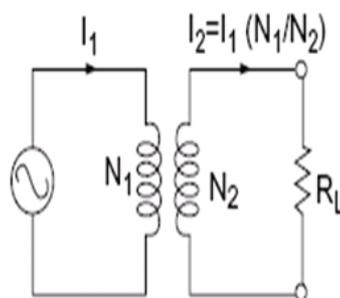


Figura 1.3 Circuito equivalente de un transformador, tomado de [1].

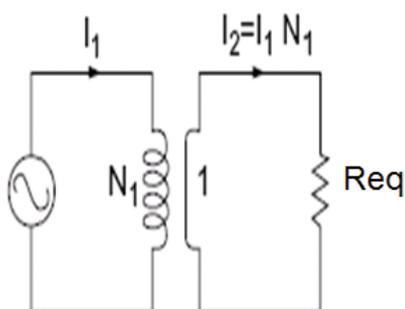


Figura 1.4 Circuito equivalente de un transformador con el secundario en corto circuito, tomado de [1].

El proceso de transferencia de energía entre el inductor y el material a calentar es similar por su principio al de un transformador (R_L representa la resistencia de la carga), donde el primario está construido por el arrollamiento del inductor y la superficie de la pieza representa un secundario de una sola espira, cerrada con una resistencia, que es la resistencia equivalente (R_{eq}).

La resistencia equivalente de la pieza a calentar es de valor muy pequeño por lo que para generar pérdidas apreciables por efecto Joule son necesarias grandes corrientes inducidas [4].

Si se coloca un elemento de material ferromagnético dentro de un campo magnético alterno, se “inducen” corrientes eléctricas mayormente concentradas hacia la superficie, denominadas corrientes parásitas o de Foucault. Estas corrientes se cierran (neutralizan) dentro del mismo medio formando torbellinos, y son las responsables de la generación de calor por el efecto Joule. El campo magnético

alterno también produce sucesivas magnetizaciones y desmagnetizaciones en el material sometido al campo, que se traduce en sucesivos ciclos de histéresis, los cuales también producen pérdidas de energía electromagnética que se traducen en calor. Finalmente el calor se difunde al seno del elemento por conducción [5].

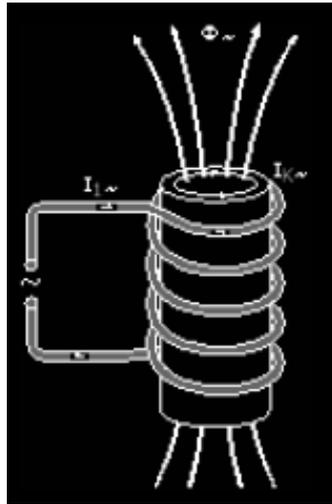


Figura 1.5 Corrientes de Eddy Foulcault inducidas, tomado de [6].

La disipación de calor por efecto Joule se realiza en el interior mismo del material donde han sido creadas las corrientes inducidas por lo que el calentamiento por inducción se convierte en un calentamiento de materiales conductores en el que no hay transferencia de calor desde una fuente externa de modo que no hay pérdidas de energía por éste proceso de transmisión. Es decir, desde el inductor se transfiere energía “electromagnética” que se convierte en energía “calorífica” directamente en el material a calentar.

En el calentamiento del material no hay piezas de la fuente de energía en contacto con la pieza a tratar térmicamente, ni gases en combustión, ni cualquier otro elemento que limite la posición o forma del material a calentar que puede estar en un entorno aislado de la fuente, sumergido en un líquido, cubierto por sustancias aislantes, en atmósferas gaseosas o incluso en el vacío [4].

1.1.1 PROPIEDADES DEL CALENTAMIENTO POR INDUCCIÓN [6]

1.1.1.1 Energía transferida: cálculo simplificado

La carga de una instalación de inducción es calentada debido al efecto Joule como resultado de las corrientes de Eddy Foucault inducidas.

La fórmula simple que $P=R \times I^2$ no puede usarse porque la distribución de las corrientes sobre el conductor no es uniforme.

En general:

$$P = \pi * d * h * H^2 * \sqrt{\pi * \rho * \mu_0 * \mu_r * f * C * F}$$

d = Diámetro del cilindro (m)

h = Altura del cilindro (m)

H = Intensidad del campo magnético (A / m)

ρ = resistividad ($\Omega * m$)

μ_0 = Permeabilidad magnética de vacío ($4\pi \times 10^{-7}$ H / m)

μ_r = Permeabilidad relativa

f = Frecuencia (Hz)

C = Factor de acoplamiento

F = Factor de transmisión de potencia.

Los dos últimos términos de la fórmula son factores de corrección:

1.1.1.1.1 F (factor de transmisión de potencia)

Toma en cuenta la relación entre la profundidad de penetración y las dimensiones externas de la carga. F depende de la geometría de la carga.

1.1.1.1.2 C (factor de acoplamiento)

Corrector para las dimensiones relativas del inductor y la carga. La corrección es más pequeña si el inductor es más largo y el espacio entre el inductor y la carga es más pequeño.

Como resultado de la fórmula se tiene las siguientes conclusiones:

La potencia puede incrementarse debido a que es directamente proporcional a la intensidad del campo magnético (H). Esto significa incrementar el número del bobinado del inductor.

Las características del material son muy importantes, especialmente la resistividad y la permeabilidad relativa, Para materiales ferromagnéticos estas características son muy adecuadas y permiten máxima transferencia de potencia y altas temperaturas en la carga con pocas pérdidas en la fuente.

1.1.1.2 Eficiencia eléctrica.

La eficiencia energética está definida por:

$$\eta_e = \frac{P}{P + P_i}$$

Donde :

P = Potencia inducida en la carga

P_i = Potencia disipada en el inductor.

La eficiencia también es afectada por la relación diámetro/efecto penetración (en caso de carga cilíndrica). Finalmente, el diseño del inductor también es importante.

Aquí los siguientes puntos son de importancia:

- Para el inductor se usa materiales con pequeñas resistencias, usualmente el cobre.
- Usar un inductor con pequeñas distancias entre bobinados.
- Proporcionar una buena conexión entre el inductor y la carga.

1.1.1.3 Factor de potencia

En conjunto el inductor y la carga normalmente representan una potencia reactiva importante. Por un lado hay un espacio entre el inductor y la carga y por otro lado, la propia carga tiene un carácter inductivo, dependiendo de la relación d/δ (en caso de un cilindro).

1.1.1.4 Proceso técnico

- Debido a la alta densidad de potencia una instalación de calentamiento inductivo puede ser compacta y entregar calor de manera rápida.
- La inducción ofrece la posibilidad de alcanzar altas temperaturas.
- Ausencia de pérdidas en transferencias caloríficas.
- El calentamiento inductivo puede ser aplicado de manera muy localizada.
- Fácil automatización y control del ciclo de trabajo.

1.1.1.5 Consumo de energía

- Los sistemas de calentamiento inductivo tienen una buena eficiencia.
- La eficiencia energética también depende de las características del material a calentar.
- Una cantidad importante de las pérdidas de calor pueden ser recuperadas.

1.1.1.6 Calidad.

- Pureza extrema es posible trabajando en vacío o en atmósferas inertes.
- El lugar a calentar puede determinarse con precisión.
- El calentamiento puede ser regulado con precisión.

1.1.1.7 Medio ambientes y condiciones de trabajo

- Ninguna producción de gases contaminantes.

1.1.1.8 Limitaciones

- Una instalación de calentamiento inductivo normalmente implica una inversión grande que debe ser considerada y debe compararse a las técnicas de calefacción alternativas.
- El calentamiento inductivo se usa preferentemente para calentar formas relativamente simples.

1.1.2 CARACTERÍSTICAS DEL CALENTAMIENTO INDUCTIVO [4]

Para las aplicaciones de calentamiento por inducción, son dos las características más importantes que definen la eficacia térmica y energética del proceso.

- El efecto piel que caracteriza la distribución de las corrientes inducidas en la pieza. La intensidad del campo magnético alterno que penetra en el material decrece rápidamente al aumentar su penetración y por lo tanto también las corrientes inducidas.
- La potencia disipada en la pieza que caracteriza el rendimiento del fenómeno eléctrico.

Los parámetros más importantes que intervienen en el proceso del calentamiento por inducción son:

- La frecuencia de la corriente
- La naturaleza del material a calentar y su estado
- La intensidad del campo magnético inductor.
- El acoplamiento entre el inductor y la pieza a calentar.
- El tipo de inductor y sus características geométricas.
- La naturaleza del material conductor del inductor.

1.1.3 EFECTO PIEL, PROFUNDIDAD DE PENETRACIÓN

Una característica de la corriente alterna es que ésta se concentra en la parte externa del conductor, esto es debido a que la corriente principal en el interior del conductor genera un campo magnético variable, que produce unas corrientes de inducción que tienen el mismo sentido en la parte exterior y contrario en la interior, como consecuencia de esto, la corriente en el centro del conductor se anula y se

refuerza en los bordes, el flujo neto de corriente solo se produce en la superficie del conductor. Esto es llamado el efecto piel (efecto skin).

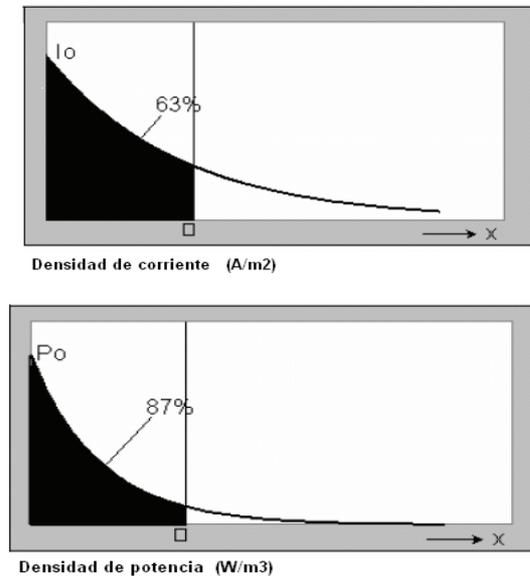


Figura 1.7 Profundidad de penetración, tomado de [6]

La profundidad de penetración determina el anteriormente citado efecto piel cuyo enunciado se puede resumir de la siguiente manera:

“Cuanto más grande sea la frecuencia de las corrientes en conductor más se concentrarán estas en su superficie”. Esto es consecuencia del efecto de difusión del campo magnético y se puede decir que es la noción fundamental que rige el calentamiento por inducción [4].

La profundidad de penetración puede ser deducida de las ecuaciones de Maxwell's. Para una carga cilíndrica con un diámetro mucho mayor a la profundidad de penetración, la formula es la siguiente:

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi f \mu_0 \mu_r}}$$

Donde :

ρ : resistividad del material

μ_0 : permeabilidad magnética del vacío $4\pi \times 10^{-7}$

μ_r : permeabilidad magnética relativa del material.

f : frecuencia de trabajo.

Se puede determinar que la profundidad de penetración por un lado depende de las características del material (ρ, μ_0, μ_r) y por otro lado también es afectada por la frecuencia. La dependencia de la frecuencia da una posibilidad para poder controlar la profundidad de penetración. La profundidad de penetración disminuye cuando la frecuencia aumenta o cuando la permeabilidad magnética del material es mayor, mientras que aumenta cuando lo hace la resistividad del cuerpo conductor a calentar. La Tabla 1.1 muestra magnitudes aproximadas de la profundidad de penetración.

Tabla 1. Profundidad de penetración, tomado de [6]

	acero 20°C	acero 20°C	cobre 20°C	cobre 900°C	grafito 20°C
ρ [$\mu\Omega \cdot m$] →	0.16	0.16	0.017	0.086	10
μ_r [-] →	40	100	1	1	1
Frecuencia ↓	δ [mm]				
50 Hz	4.50	2.85	9.31	20.87	225.08
100 Hz	3.18	2.01	6.58	14.76	159.15
1 kHz	1.01	0.64	2.08	4.67	50.33
10 kHz	0.32	0.20	0.66	1.48	15.92
100 kHz	0.10	0.06	0.21	0.47	5.03
1 MHz	0.03	0.02	0.07	0.15	1.59

Para materiales no magnéticos como el cobre o el grafito la permeabilidad magnética relativa μ_r es aproximadamente igual a 1.

Para materiales ferromagnéticos como el acero y varios tipos de hierro tienen un valor de permeabilidad magnética relativa más alto que el de los no magnéticos, por lo que tienen una profundidad de penetración más pequeña.

En la siguiente figura se puede observar la evolución de la profundidad de penetración en función de la frecuencia para algunos materiales.

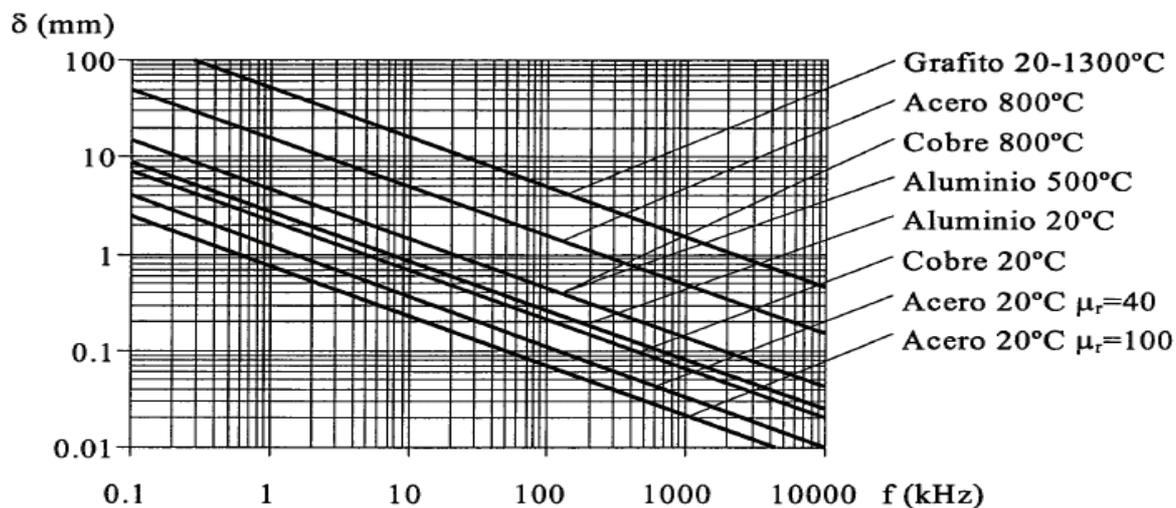


Figura 1.8 Curva de la profundidad de penetración en función de la frecuencia para diversos materiales, tomado de [4]

Por lo tanto la elección de la frecuencia de funcionamiento es uno de los parámetros más importantes que se han de tener en cuenta en el diseño de una aplicación de calentamiento por inducción.

1.1.4 RESISTENCIA EQUIVALENTE [4]

Para piezas con geometría cilíndrica la expresión puede escribirse así:

$$K_R = 1 - e^{-\frac{2r}{\delta}}$$

$$R_{eq} = K_R N^2 \rho \frac{2\pi r}{\delta l}$$

Donde:

N = número de espiras del inductor de calentamiento

$l = \text{longitud}$

$\rho = \text{resistividad del material}$

$R = \text{radio de la pieza cilíndrica}$

$\delta = \text{profundidad de penetración}$

Teniendo en cuenta que la potencia disipada, para un valor de corriente del inductor I determinada, va a ser directamente proporcional a R_{eq} , de esta actuación se pueden extraer las siguientes consecuencias:

- Las bobinas con mayor número de espiras transfieren más energía.
- La energía disipada, aumentará cuando mayor sea la resistividad del material. Así se explica que en materiales como el acero se disipe mayor energía a medida que aumente su temperatura (dentro de un rango limitado por la temperatura de Curie) porque también aumenta la resistividad.
- La disminución de la profundidad de penetración hace aumentar la energía disipada, por eso para calentar materiales con una elevada conductividad, hay que aumentar la frecuencia con el objeto de disminuir la profundidad de penetración. También se puede observar una caída brusca de la potencia disipada cuando se alcanza la temperatura de Curie, puesto que cae la permeabilidad magnética y por tanto aumenta la profundidad de penetración.

1.1.5 APLICACIONES DEL CALENTAMIENTO POR INDUCCIÓN [4]

Las aplicaciones del calentamiento por inducción se dan en la industria de transformaciones metalúrgicas, dentro de las cuales están las siguientes:

1.1.5.1 Fusión

Las materiales son llevados a su temperatura de fusión en el interior de un crisol.

1.1.5.2 Forja

Se consigue un calentamiento homogéneo del material para un posterior proceso de conformado mecánico.

1.1.5.3 Tratamiento térmico

Los más comunes temple, revenidos, y normalizados de piezas de acero.

En el temple la superficie de la pieza es sometida a un calentamiento rápido y a un posterior enfriamiento, con lo que se consigue una transformación de la estructura y composición del material con objeto de aumentar su dureza.

En los revenidos y normalizados un calentamiento controlado de la pieza reduce tensiones mecánicas o defectos de estructura del acero.

1.1.5.4 Soldadura

Mediante un calentamiento a alta temperatura de parte de una misma pieza o piezas distintas se consigue soldaduras de alta calidad.

1.1.5.5 Sellado de envases

La embocadura de algunos envases de material plástico se consiguen sellar añadiendo una fina cubierta metálica que se calienta por inducción consiguiéndose un posterior pegado debido a la fusión del envase que está en contacto con la lámina metálica.

1.1.5.6 Curado de adhesivos y pastas sellantes (bonding)

En el sector automotriz se suelen usar pastas especiales para asegurar el perfecto sellado y unión de diversas piezas sobretodo de la carrocería de los vehículos. Mediante el calentamiento por inducción de las superficies metálicas donde han sido depositadas estas pastas se obtienen una gran mejora del curado de éstas, optimizando su distribución y acelerando su fraguado.

1.1.5.7 Cocinas de inducción

Mediante la inducción es posible construir cocinas con las que se consigue calentar ciertos utensilios metálicos de cocina con gran rapidez, seguridad y rendimiento.

1.1.5.8 Fabricación de semiconductores

El calentamiento por inducción se utiliza también en procesos de crecimiento de cristales de germanio y silicio, dopaje y deposición epitaxial.

1.1.5.9 Sobrecalentamiento de gases ionizados

En la generación de plasmas gaseosos de alta temperatura es posible, mediante la inducción, aumentar aún más la temperatura del gas ya que éste, en forma de plasma es conductor.

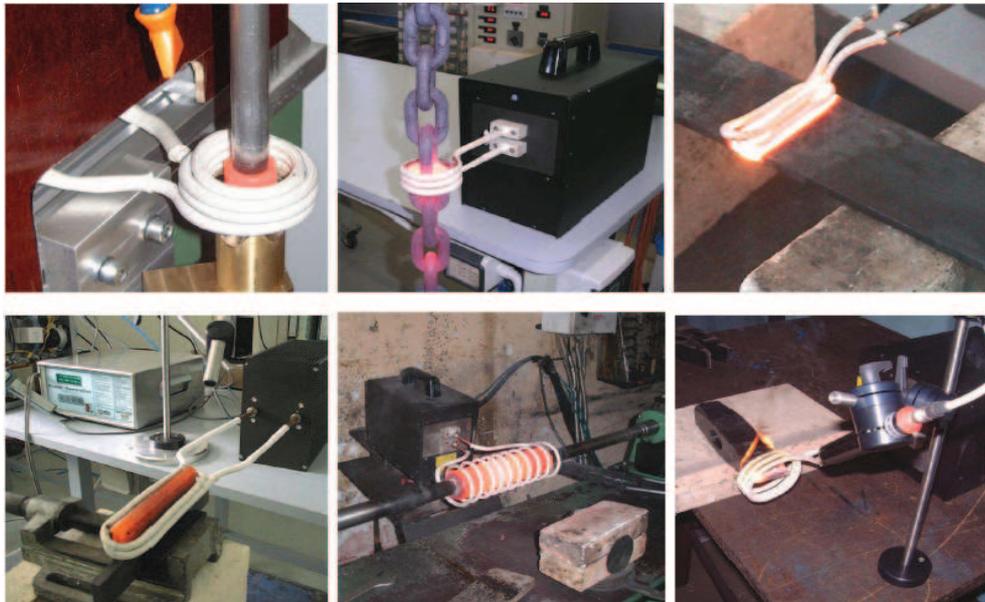


Figura 1.9 Algunas aplicaciones ilustradas, tomado de [5]

1.1.6 COMPONENTES DE UN SISTEMA DE CALENTAMIENTO POR INDUCCIÓN

Los componentes básicos de un sistema de calentamiento por inducción son:

1.1.6.1 Sistema de alimentación eléctrica: Se encarga de suministrar la energía necesaria para todo el sistema, dependiendo de la potencia y el tipo de convertidor, la fuente puede ser de corriente alterna con voltajes que pueden estar en un rango determinado de 110v, 220v o mayor voltaje para aplicaciones industriales, y a una frecuencia fija de 50Hz o 60Hz de las redes de distribución

1.1.6.2 Etapa de rectificación: esta etapa se encarga de convertir la corriente alterna (AC) de la fuente de energía eléctrica en corriente continua (DC) mediante un arreglo de diodos.

1.1.6.3 Inversor de alta frecuencia: esta etapa convierte las corrientes a frecuencia de la red eléctrica en corrientes a una frecuencia deseada destinada a la alimentación del inductor de calentamiento o bobina de trabajo.

Existe una estrecha relación entre la frecuencia de operación de la corriente que genera el campo y la profundidad de penetración sobre la pieza o material. La corriente inducida que fluye sobre la pieza es más intensa en la superficie, y decae rápidamente bajo la superficie. Por ello, el exterior se calienta más rápido que el interior, el 80 % del calor producido en la pieza se concentra en la parte exterior. Cuanto mayor es la frecuencia de operación, menor es la profundidad de penetración, es decir, más superficial es el efecto.

1.1.6.4 Bobina(s) de trabajo: es la responsable directa de la generación de campos magnéticos en las proximidades del material a calentar. La concepción geométrica del inductor está en función de la aplicación del calentamiento y su diseño, en ciertos casos, es de gran dificultad, en la mayoría de aplicaciones se utiliza tubos huecos para construir la bobina.



Figura 1.10 Tipos de bobinas para calentamiento por inducción, tomado de [5]

1.1.6.5 Sistema de refrigeración: el inductor y demás componentes (condensadores, bobina, elementos de potencia, etc.) necesitan disipar grandes potencias. El elemento refrigerante utilizado en la mayoría de las aplicaciones suele ser agua aunque hay aplicaciones en las que basta con utilizar ventiladores.

1.1.6.6 Sistema de control: se encarga de generar los pulsos de disparo del conmutador electrónico, también monitorea constantemente los parámetros (potencia, temperaturas, tiempos de calentamiento, etc) del sistema de calentamiento

por inducción y de esta manera poder tomar acciones que permitan el óptimo desempeño de dicho sistema.

1.1.6.7 Carga o elemento a calentar: los materiales magnéticos, particularmente los ferromagnéticos, se calientan más fácilmente que los no-ferromagnéticos, debido al calentamiento adicional por el efecto de histéresis.

Otro aspecto a tener en cuenta en relación a la pieza a calentar es la distancia entre el inductor que genera los campos magnéticos y el material a calentar, cuanto más pequeña sea esta distancia mayor será la corriente inducida sobre dicho material a calentar y por esta razón la cantidad de calor es mayor.

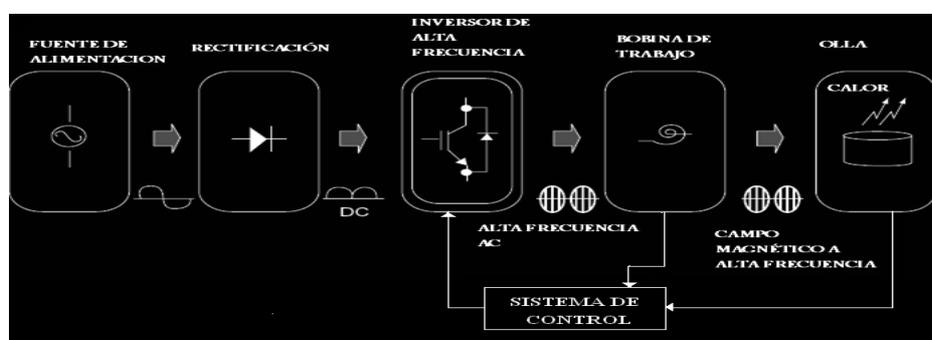


Figura 1.11 Componentes de un sistema de calentamiento por inducción, tomado de [1].

1.2 COCINA COMERCIAL DE INDUCCIÓN ELECTROMAGNÉTICA

Las cocinas de inducción electromagnética en la actualidad son muy utilizadas, porque las cocinas convencionales como las de gas y las de resistencia eléctrica, permiten que una gran cantidad de la energía en forma de calor se disperse en el ambiente, cuando lo que se busca es que la mayor cantidad o toda la energía calorífica se transfiera directamente al elemento a calentar. Esta pérdida de energía produce una eficiencia térmica pobre.

Las cocinas de inducción electromagnética han sido desarrolladas con el propósito de generar calor que pueda ser transmitido al elemento a calentar de una manera eficiente y limpia.

A continuación se describen las características de una cocina de inducción electromagnética comercial.

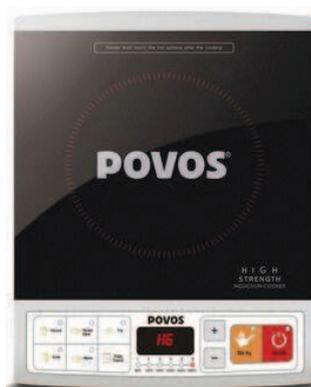


Figura 1.12 Cocina comercial de inducción electromagnética.

MARCA: POVOS

MODELO: PC20N-PK

POTENCIA: 1000W

VOLTAJE: 110V

FRECUENCIA: 60 Hz

Control con microcontrolador, múltiple función.

Interface hombre-máquina de simple operación.

8 niveles de temperatura disponible

Función de tiempo de cocción (timer)

Función de alarma que permite detectar si existe o no una olla en la cocina.

Protección de sobre temperatura

Protección de sobre-corriente y sobre-voltaje

Libre de accidentes

Derrames, explosiones, fuego

Plato de vitrocerámica

Este es resistente a altas temperaturas, fácil de limpiar y de fácil mantenimiento.

Tabla 1.2. Características eléctricas de la cocina comercial de inducción electromagnética.

TIPO DE COCCIÓN	CONSUMO DE CORRIENTE (A)	POTENCIA (Kw)	TEMPERATURA (°C)	fp
HOT POP	9	0,9	280	0,997
STEAM	7,5	0,8	240	0,997
FRY	9	0,9	280	0,997
SOUP	7	0,7	200	0,997
WARM	6	0,6	160	0,997
STIR FRY	9	0,9	280	0,997
H2	5	0,5	120	0,997
H1	6,5	0,65	80	0,997

1.3 SENSORES [7]

Los sensores son transductores eléctricos que varían la magnitud de la señal eléctrica (V, I, R) que generan en función del fenómeno físico en el que estén interviniendo.

1.3.1 CARACTERÍSTICAS IDEALES DE LOS SENSORES

Las definiciones siguientes, además de formar parte del léxico básico del control y la automatización, son las características más deseables que se requiere obtener de todo sensor, aunque son pocos los sensores que las tienen todas, proporcionan una buena idea para seleccionar el sensor más adecuado a nuestras necesidades.

1.3.1.1 Exactitud y precisión

Cualquier sensor responde a un principio físico, químico o biológico que permite su funcionamiento, es por eso que todo sensor tendrá limitaciones que serán inherentes

a sus principios, y una de estas limitaciones es la exactitud, la exactitud indica que el valor verdadero de la variable monitoreada, se pueda detectar sin errores en la medición, por lo tanto esta debe ser tan alta como sea posible. Y la precisión significa que en la medición de la variable, existe o no una pequeña variación aleatoria, es decir la precisión regula el margen de imprecisión instrumental; para entenderlo mejor se coloca el siguiente ejemplo, se tiene un sistema para medir temperatura, el cual tiene una precisión de 0.05 °C, cuando este sistema muestra una lectura de 26.8 °C, significa que la temperatura del proceso o ambiente que se está midiendo está entre 26.75 °C y 26.85 °C. Normalmente la precisión se expresa como un porcentaje de la escala completa y está asociada al cálculo de la desviación estándar del instrumento. Así entonces esta precisión debe ser lo más alta posible.

1.3.1.2 Velocidad de respuesta

El transductor debe ser capaz de responder rápidamente a los cambios de la variable que se está monitoreando o detectando; si la medición tiene una cinética más lenta que la de la propia variable, se tendrá que disponer de sistemas de predicción de este valor, si es que el proceso así lo requiere, y no depender solo del valor instrumental.

1.3.1.3 Calibración

Debe ser fácil de calibrar y no necesita una recalibración frecuente. El término desviación se aplica con frecuencia para indicar la pérdida gradual de exactitud del sensor que se produce con el tiempo y el uso, lo cual hace necesaria su recalibración.

1.3.1.4 Rango de funcionamiento

El sensor debe tener un rango de funcionamiento amplio y debe de ser preciso y exacto en todo este rango, se sabe que el rango expresa los límites inferior y superior del instrumento, y muchos de estos, sobre todo los industriales, permiten

definir sub rangos. El rango de trabajo mejora la resolución pero no necesariamente la sensibilidad.

1.3.1.5 Confiabilidad

Debe tener una alta confiabilidad, es decir, no debe estar sujeto a fallos frecuentes durante su funcionamiento.

1.3.2 SENSOR RESISTIVO TERMISTOR NTC (COEFICIENTE DE TEMPERATURA NEGATIVO)

Un termistor es un semiconductor que varía el valor de su resistencia eléctrica en función de la temperatura, su nombre proviene de Thermally sensitive resistor (Resistor sensible a la temperatura). Existen dos clases de termistores: NTC y PTC.

Un Termistor NTC es una resistencia variable cuyo valor va decreciendo a medida que aumenta la temperatura. Son resistencias de coeficiente de temperatura negativa, constituidas por un cuerpo semiconductor cuyo coeficiente de temperatura es elevado, es decir, su conductividad crece muy rápidamente con la temperatura.

Se emplean en su fabricación óxidos semiconductores de níquel, zinc, cobalto, etc. La relación entre la resistencia y la temperatura no es lineal sino exponencial:

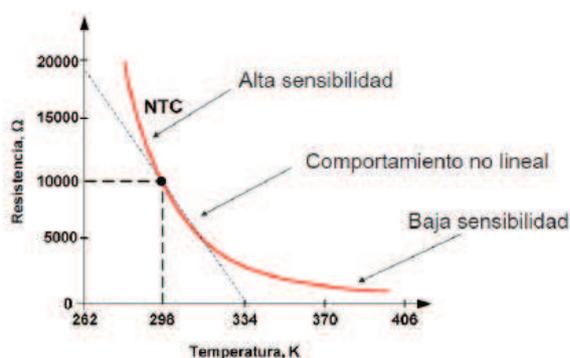


Figura 1.13 Curva característica de un termistor NTC, tomado de [8]

$$R_T = R_o * \ell^{\beta(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_o})}$$

tomado de [8]

Donde:

T_o = es la temperatura de referencia (habitualmente 25°C) expresada en K.

T = temperatura absoluta

R_o = es la resistencia a la temperatura de referencia.

β = Temperatura característica del material. (entre 2000 K – 5000K) y depende de la T^a

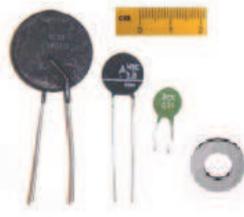
La característica tensión-intensidad (V/I) de un termistor NTC presenta un carácter peculiar ya que, cuando las corrientes que lo atraviesan son pequeñas, el consumo de potencia ($R * I^2$) será demasiado pequeño, entonces la relación tensión-intensidad será prácticamente lineal y en consecuencia se cumplirá la ley de Ohm.

Si se sigue aumentando la tensión aplicada al termistor, se llegará a un valor de intensidad en que la potencia consumida provocará aumentos de temperatura suficientemente grandes como para que la resistencia del termistor NTC disminuya apreciablemente, incrementándose la intensidad hasta que se establezca el equilibrio térmico.

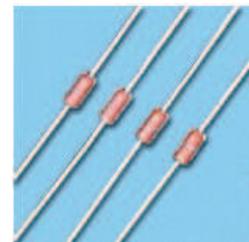
1.3.2.1 Tipos de termistores ntc [8]



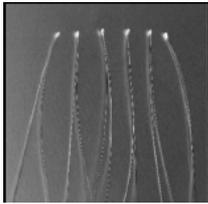
Termistor tipo perla



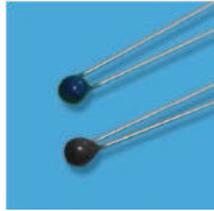
Termistor tipo disco



Termistor encapsulado cristal



Termistor sin cubierta



Cubierta de material epóxico



Sin terminales

Figura 1.14 tipos de termistores, tomado de [8]

1.3.2.2 Características técnicas [8]

- Rango de Temperatura entre -70°C hasta 500°C (incluso 1000°C)
- Valores nominales entre 10 y $20\text{ M}\Omega$
- Sensibilidad grande a bajas temperaturas y menor cuando estas son altas.
- No son lineales (aproximación en un tramo)
- Envejecen con el tiempo
- Baratos
- Frágiles
- Dinámica rápida (a menor tamaño del sensor, mayor velocidad de respuesta)
- Fiables
- Robustos
- Precisión baja.

En una medición de temperatura:

- Elección de un NTC de resistencia nominal alta y buen acoplamiento térmico con el objeto a medir.
- Para trabajar con valores analógicos, se añade una resistencia en serie o paralelo para linealizar el termistor.

1.3.2.3 Linealización [9]

- Se puede linealizar el termistor mediante una resistencia en paralelo, a costa de perder sensibilidad.
- El método más preciso es la utilización de una rutina en software.

1.3.2.4. Acondicionamiento del termistor ntc [8]

- **Divisor resistivo**

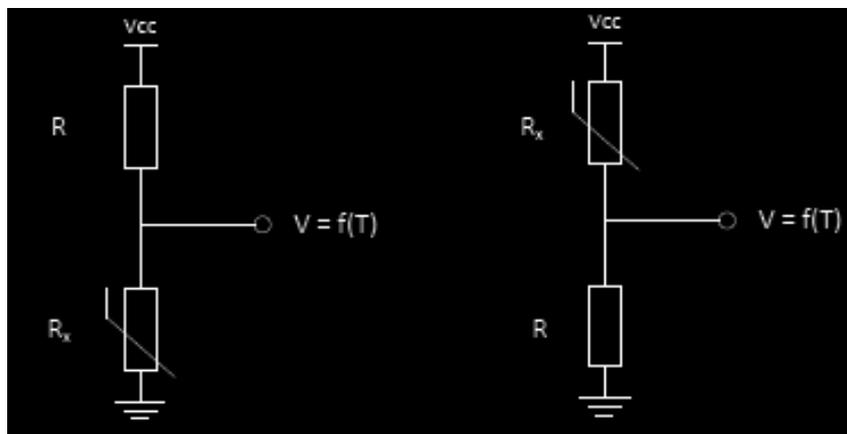


Figura 1.15 Acondicionamiento en divisor resistivo, tomado de [8]

- **Eliminación de la dependencia exponencial**

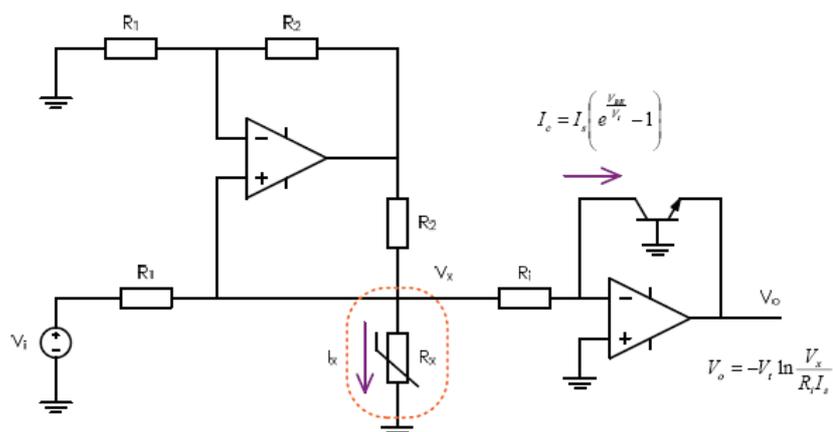


Figura 1.16 Acondicionamiento para la eliminación de la dependencia exponencial, tomado de [8]

1.3.2.5 Ventajas y desventajas [9]

VENTAJAS

- Bajo costo.
- Tienen una sensibilidad mucho mayor que las RTD.
- Debido a su alta resistividad pueden tener una masa muy pequeña, lo que permite una respuesta rápida de constante de tiempo baja. Esta alta resistencia puede permitir despreocuparse del efecto de carga de los cables de conexión.
- La constante de tiempo térmica τ es el tiempo que requiere un elemento para cambiar el 63,2% de la diferencia total entre su temperatura inicial y final cuando se somete a una función escalón de temperatura en condiciones de potencia cero (potencia disipada por el termistor que provocaría una variación menor o igual al 0,1%).

DESVENTAJAS

- Su reducida masa provoca problemas de autocalentamiento, por lo que habrá que limitar la corriente.
- Su falta de linealidad obliga a un acondicionamiento por software si se requiere una alta precisión.

1.3.2.6 Aplicaciones [8].

- Industriales
- Automotores
- Electrodomésticos
- Instrumental médico
- Detección de fallos
- Medición de magnitudes diferentes a la temperatura (efecto del autocalentamiento).

1.4 ACTUADORES

1.4.1 CONCEPTOS BASICOS SOBRE INVERSORES RESONANTES

La mayoría de sistemas de calentamiento por inducción usan un circuito eléctrico de salida denominado "*circuito tanque*" [4].

Este circuito incluye al menos un condensador y una bobina que constituyen el circuito resonante. Generalmente esta bobina es el inductor de calentamiento, aunque en ocasiones se incluyen transformadores de adaptación o de aislamiento. El término tanque proviene del hecho de sus componentes, condensadores y bobinas trabajan como almacén de energía reactiva, eléctrica y magnética en el caso del condensador y la bobina respectivamente.

A continuación se caracterizará los circuitos resonantes paralelos y los equipos electrónicos que los alimentan haciendo una descripción de sus componentes y estructuras topológicas, en especial del inversor cuasi-resonante paralelo utilizado en la cocina de inducción, motivo del presente trabajo.

1.4.2 INVERSORES RESONANTES

Se puede definir a los inversores resonantes como aquellos convertidores cuya salida es una magnitud alterna obtenida de otra continua. La topología más frecuente, que no es la única, es la del puente completo, puede ser alimentado con una fuente DC de tensión o de corriente.

Si la carga es resistiva pura, tanto la tensión como la corriente son cuadradas y el factor de potencia a la salida es la unidad. En el caso que la carga tenga componente inductiva como es el caso de una carga serie RL, el factor de potencia será distinto de la unidad y para poder compensarlo, será necesario conectar a la carga un componente reactivo adecuado. Este componente es el condensador que se puede

conectar en serie formando un circuito RLC denominado circuito resonante serie. También se lo puede conectar en paralelo para formar un circuito resonante paralelo, que es el que se va a analizar con mayor detenimiento.

1.4.3 PROPIEDADES DE LOS INVERSORES RESONANTES

El inversor se caracteriza básicamente por la calidad de su onda de salida, que generalmente puede ser una tensión o una corriente. Cuanto menor sea, el contenido armónico de la onda de salida, más próxima será ésta a una onda sinusoidal pura. En este sentido se definen los siguientes parámetros:

Distorsión armónica: [10]

$$D_n = \frac{V_n}{V_1}$$

Donde V_n y V_1 representan el valor eficaz de la armónica n y fundamental respectivamente.

Distorsión armónica total: [10]

$$THD (\%) = \frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + \dots + V_n^2 + \dots}}{V_1} \cdot 100$$

Factor de distorsión total. [10]

$$TDF (\%) = \frac{\sqrt{\sum_{2,3,\dots} \left(\frac{V_n}{n}\right)^2}}{V_1} \cdot 100$$

El hecho de que algunas magnitudes eléctricas envueltas en el funcionamiento de este tipo de convertidores sean sinusoidales y las que no lo son pueden tener sus transiciones suavizadas, hace que los niveles de emisión de interferencia electromagnética baje notablemente en los inversores resonantes en comparación

con otro tipo de convertidores, con lo que se mejora la compatibilidad electromagnética de estos equipos, siendo este un factor muy importante tomando en cuenta la rigurosa normativa impuesta actualmente en este campo.

1.4.4 INVERSORES RESONANTES PARALELO

Este tipo de inversores tienen como fuente de alimentación una fuente de corriente por lo que es necesario que la fuente carga sea de tensión. El circuito de carga correspondiente debe ser un circuito resonante paralelo, puesto que se comporta de modo transitorio como una fuente de tensión ya que su impedancia instantánea es cero [4].

El módulo de la impedancia de un circuito resonante paralelo se hace máximo a la frecuencia de resonancia al tiempo que la fase se hace cero. Con frecuencias mayores que la resonancia la impedancia tiende a bajar al igual que la fase que lo hace de modo asintótico hasta los -90° . Para frecuencias menores que la resonancia, la impedancia también baja pero la fase sube de forma asintótica a 90° . Esto significa que para la frecuencia de resonancia el circuito resonante se comporta de modo resistivo puro, mientras que cuando se encuentra fuera de resonancia se comporta de modo inductivo si la frecuencia de conmutación es menor que la resonancia o de modo capacitivo si es mayor.

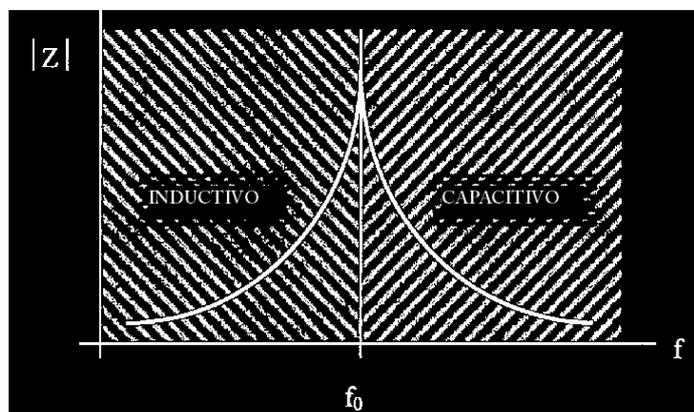


Figura 1.17 Comportamiento del circuito resonante paralelo, tomado de [4]

1.4.5 TOPOLOGIAS DE LOS INVERSORES RESONANTES

1.4.5.1 Inversor de medio puente

La principal función de un inversor es producir una señal sinusoidal alterna en la salida con magnitud y frecuencia que pueden ser controladas. En la Figura 1.18 se muestra el circuito de un inversor de medio puente. Su estructura consta de dos capacitores de igual valor conectados en serie a través de la señal de entrada DC, de tal forma que cada capacitor se carga a la mitad del voltaje de entrada ($V_0/2$). Es necesario tener valores altos de capacitores para poder asumir que el potencial en el punto cero permanece esencialmente constante con respecto a la terminal N. Así mismo los transistores del inversor de medio puente tienen que soportar un voltaje de valor igual al voltaje de entrada y el valor máximo del voltaje de la onda cuadrada de salida es igual a la mitad del voltaje de entrada [1].

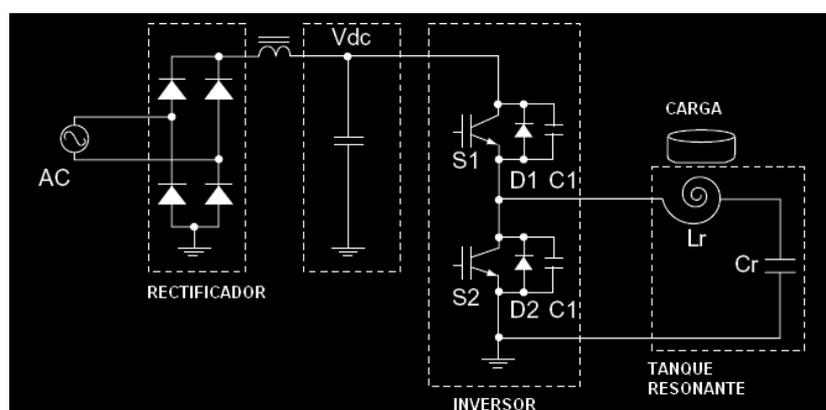


Figura 1.18 topología inversor de medio puente, tomado de [1]

1.4.5.2 Inversor de puente completo

El inversor de puente completo está formado por cuatro transistores. Cuando los transistores Q1 y Q2 se activan simultáneamente, el voltaje de entrada V_s aparece a través de la carga. Si los transistores Q3 y Q4 se activan al mismo tiempo, el voltaje a través de la carga se invierte, y tiene el valor de $-V_s$, el máximo valor de voltaje a la salida del inversor de puente completo es el doble que el de medio puente. Esto implica que para la misma potencia, la corriente de salida y la corriente de

conmutación son la mitad de aquellas para el inversor de medio puente. Para altas potencia, esto es una clara ventaja, por lo que es utilizada comúnmente [1].

En la Figura 1.19 se muestra el circuito para el inversor de puente completo.

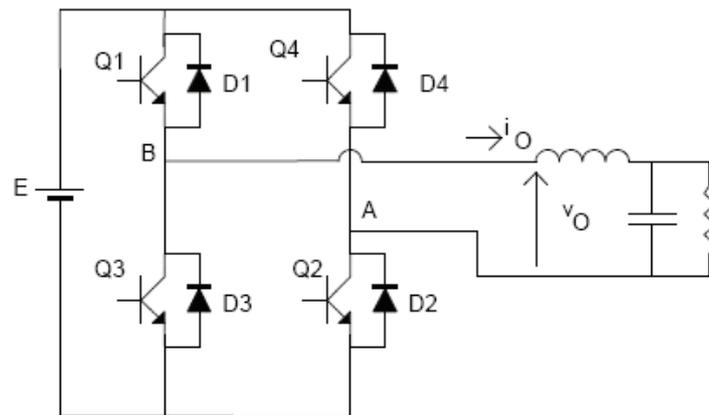


Figura 1.19 Topología Inversor de Puente Completo, tomado de [10]

1.4.6 INVERSOR CUASI-RESONANTE.

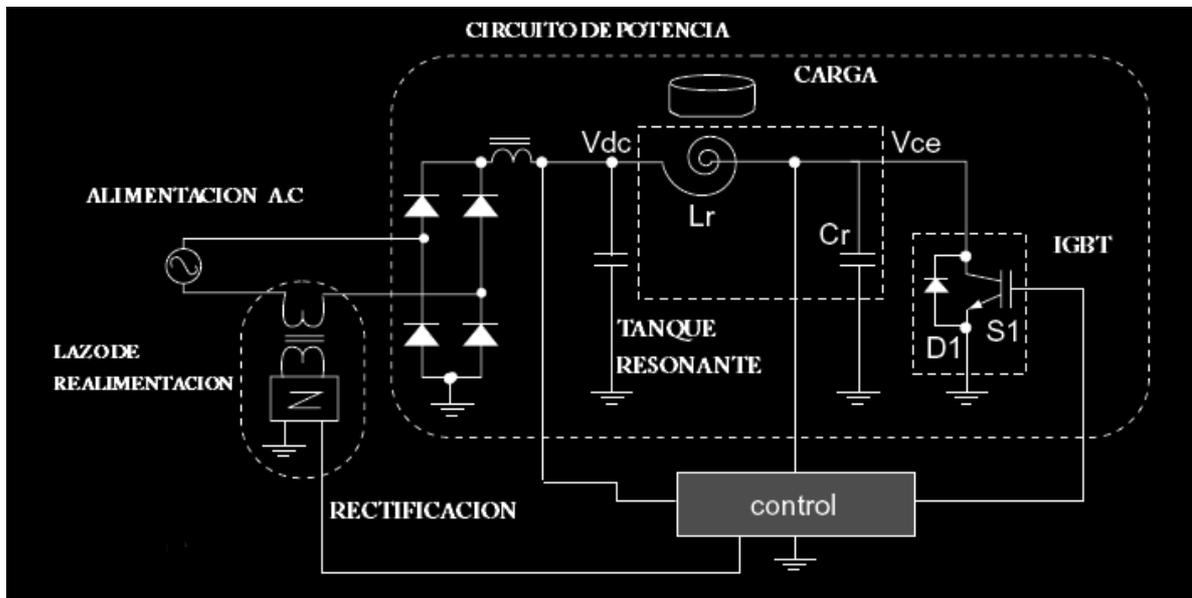


Figura 1.20 Topología de inversor cuasi-resonante, tomado de [1]

Para la fabricación de cocina de inducción se viene eligiendo topologías de potencia de tipo cuasi resonante por el hecho de emplear un solo conmutador, en este caso un IGBT, debido a su robustez y a que la frecuencia de conmutación es baja y la potencia no es muy alta con respecto a otras aplicaciones industriales en donde se requiere mayor potencia.

Ya que el objetivo del presente trabajo es construir una cocina de bajo costo de fabricación y de alto rendimiento, esta es una de las estructuras más recomendables por las bajas pérdidas de conmutación.

Existen cuatro estructuras de inversores cuasi resonantes alimentadas por tensión que se utilizan en las cocinas de inducción [10]:

VSR.- alimentada por tensión serie regenerativa.

VSNR.- alimentada por tensión serie no regenerativa

VPR.- alimentada por tensión, paralelo, regenerativa

VPNR.- alimentada por tensión paralelo, no regenerativa.

En las estructuras regenerativas las conmutaciones del transistor se realizan a cero de tensión y de corriente, mientras que en las no regenerativas se realizan con corriente y aunque a cero tensión producen un pequeño aumento de las pérdidas de conmutación, estas representan pérdidas de potencia en todo el sistema de calentamiento.

Hay diferentes métodos de diseño del sistema de potencia empleados en un inversor cuasi-resonante.

La Figura 1.20 muestra los componentes de un inversor cuasi resonante, el cual comprende un circuito de potencia, tanque resonante y el circuito de control.

La operación básica del circuito cuasi-resonante es similar al del convertidor resonante de medio puente, sin embargo los métodos de control de disparo son totalmente diferentes. A continuación se detalla las funciones de cada bloque.

1.4.6.1 Circuito de resonancia equivalente.

En la Figura 1.21 se muestra el circuito de resonancia equivalente. La resistencia en el circuito b es equivalente en el circuito a. Estos dos circuitos pueden ser resumidos en el circuito c. L^* es el equivalente, tanto del inductor primario L_r como del inductor secundario [1].

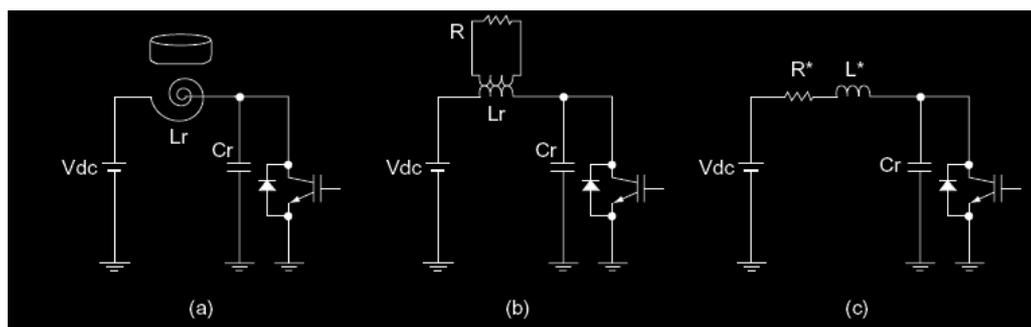


Figura 1.21 Circuito equivalente de resonancia, tomado de [1]

1.4.6.2 Circuito de potencia.

Está formado de un sistema de rectificación para transformar la señal alterna de la red a una señal continua, que es la fuente de alimentación para el inversor de alta frecuencia. El elemento principal del inversor y de características especiales para esta aplicación es el conmutador, y como se mencionó anteriormente se utilizará un IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) con su respectivo diodo anti paralelo. Este circuito trabaja a altas frecuencias, por lo que hay que tomar en cuenta esta característica para la selección de los elementos de potencia.

1.4.6.3 Tanque Resonante.

Se denomina así al circuito de resonancia compuesto por el capacitor C_r y la inductancia L_r , que para este sistema se conoce también como bobina de caldeo, encargada de generar el campo electromagnético a alta frecuencia, por lo que se debe tomar en cuenta la forma y geometría de la misma para alcanzar un máximo rendimiento.

El objetivo del circuito tanque resonante es filtrar la onda de salida del inversor de forma que las ondas de tensión y corriente en la carga sean prácticamente sinusoidales. El circuito tanque debe suministrar la corriente y tensión necesaria para

la carga en régimen permanente, manejando la mínima corriente de entrada posible para así disminuir las pérdidas de los interruptores.

1.4.6.4 Cálculo de la capacitancia y de la inductancia del circuito resonante

Como la energía de calentamiento es generada debido al proceso de intercambio de energía entre el inductor y el capacitor del circuito resonante, los valores del capacitor y de la bobina son un factor muy importante.

Tomando en cuenta primero la potencia de trabajo de la cocina, así como la fuente de alimentación para este caso 110 v AC a 60Hz y la frecuencia de resonancia, para esta aplicación la frecuencia de resonancia está entre lo 20KHz a 30KHz.

Cálculo del Capacitor:

Para el cálculo de la corriente de resonancia se utiliza la siguiente formula [1]:

$$I = \frac{2\pi P}{V} \quad \text{ec: 1.1}$$

El valor del capacitor se determina utilizando la ecuación 1.2, [1]

$$C = \frac{I}{2\pi f V} \quad \text{ec: 1.2}$$

Cálculo de la Inductancia:

Con el valor del capacitor calculado y utilizando la ecuación 1.3 se puede determinar el valor de la inductancia [1]

$$L = \frac{1}{(2\pi f)^2 C} \quad \text{ec: 1.3}$$

Es importante considerar que el valor de la inductancia L se determina por la forma y geometría de la bobina así como el número de vueltas, y que depende también de la carga, en este caso el material del cual está fabricado la olla, la cual debe estar compuesta por materiales ferromagnéticos, y dependiendo de sus propiedades y la

cantidad de material ferromagnéticos de la olla, la corriente puede variar y por tanto el valor de la inductancia de la bobina inductora.

1.4.6.5 Modo de operación del inversor cuasi resonante vpr

Para una mejor explicación de su funcionamiento, se toma en cuenta las formas de onda de la Figura 1.22. [11]

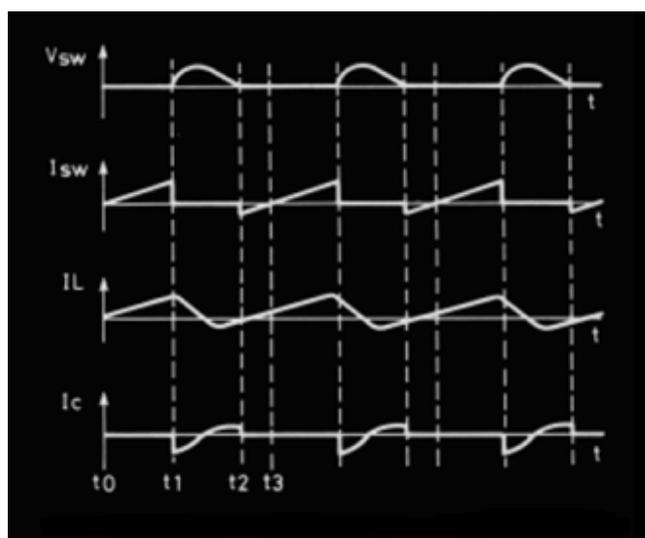


Figura 1.22. Formas de onda de un VPR, tomado de [11]

En el intervalo de t_0 a t_1 el transistor empieza a conducir, fijando la tensión de alimentación en la bobina y haciendo que la corriente que circule por el transistor y la bobina sea lineal de pendiente V_s/I .

En el intervalo de t_1 a t_2 el transistor deja de conducir, se corta y se tiene una oscilación resonante que se interrumpe en t_2 cuando la tensión en el conmutador pase por cero.

En el intervalo de t_2 a t_3 la tensión en el conmutador es nula y la corriente que circula por la bobina es negativa. En estas condiciones el diodo anti paralelo conduce, y se vuelve a tener un tramo de corriente lineal por la bobina y el conmutador. En t_3 la corriente se hace positiva y el diodo se corta por corriente. El sistema de control se encargará de que el transistor conduzca la corriente de la bobina cuando el diodo se corte.

1.4.6.6 Circuito de control.

Es el encargado de generar los pulsos de disparo del IGBT, tomando en cuenta algunos factores, tales como la frecuencia a la cual debe trabajar el conmutador, para conseguir que el circuito entre en resonancia, teniendo en cuenta los parámetros de voltaje y corriente, para lo cual se tiene una realimentación de los mismos de tal forma que cumpla con la potencia especificada. El control puede realizarse desde un microcontrolador, encargado de considerar todos estos parámetros para ir ajustando suavemente la frecuencia para que el circuito entre en resonancia.

En resumen cabe destacar las siguientes funciones que realiza el circuito de control.

- Generación de las señales de disparo de los interruptores controlados.
- Regulación de algunas variables de control de la carga (voltaje, corriente, potencia).

CAPITULO 2

DISEÑO Y CONSTRUCCION DEL PROTOTIPO

En la Figura 2.1 se observa de manera general las etapas que intervienen en la construcción del prototipo de la cocina de inducción electromagnética.

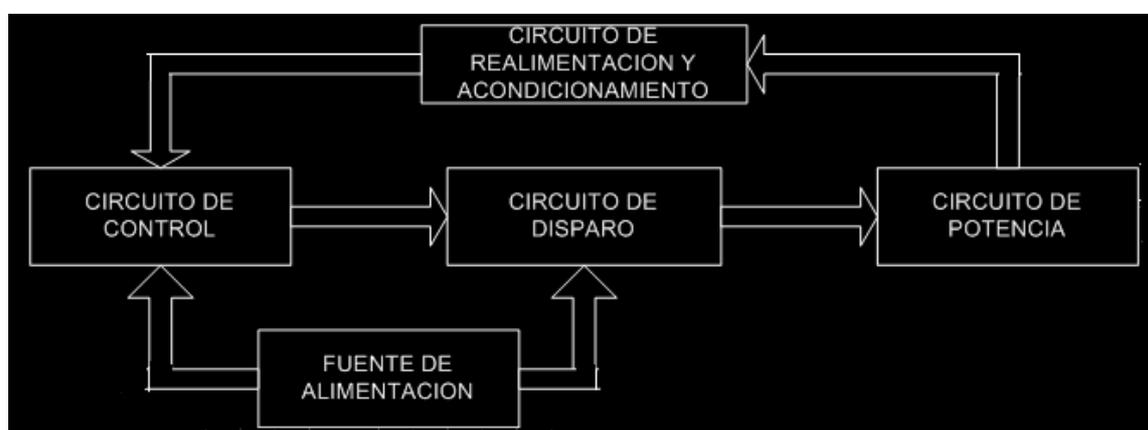


Figura 2.1 Diagrama de bloques de la cocina de inducción electromagnética

De manera general se tiene una fuente de alimentación, utilizada tanto para la alimentación del control, como para el circuito de disparo, el circuito de potencia que está formado por un rectificador y un inversor resonante de alta frecuencia, un circuito de control general, encargado de generar los pulsos de disparo del conmutador electrónico, visualización y selección de potencias, además de alarmas en caso del mal funcionamiento del prototipo, un circuito de acondicionamiento para sensores de temperatura, realimentación de voltaje y corriente y por último se tiene una etapa intermedia entre la generación de pulsos y el circuito de potencia, denominada circuito de disparo, el cual se encarga de elevar el nivel de voltaje de los pulsos necesario para que el IGBT pueda saturarse correctamente y además permite

mejorar el factor de potencia, haciendo que la corriente siga la misma forma de onda que la de voltaje en la entrada del circuito de potencia.

2.1 CIRCUITO DE POTENCIA

La etapa de potencia está formada por:

- Un filtro capacitivo en la entrada de la línea de AC, que ayuda a disminuir la interferencia electromagnética en la red de alimentación eléctrica generada por las conmutaciones del inversor.
- Un transformador de corriente, utilizado para la realimentación de corriente que ingresa en el circuito de control.
- Un rectificador no controlado de onda completa, debido a que se requiere de un voltaje DC a la entrada del inversor cuasi resonante.
- Un filtro LC a la entrada del inversor cuasi resonante que debe ser capaz de absorber las corrientes armónicas, con lo que se evita la propagación hacia el resto de las instalaciones.
- Un inversor cuasi resonante que está formado por:

Una bobina de inducción, la cual se encarga de generar el campo magnético a altas frecuencias.

Un capacitor necesario para que el circuito pueda entrar en resonancia.

Un conmutador electrónico (IGBT).

La Figura 2.16 muestra el circuito de potencia con todos sus elementos.

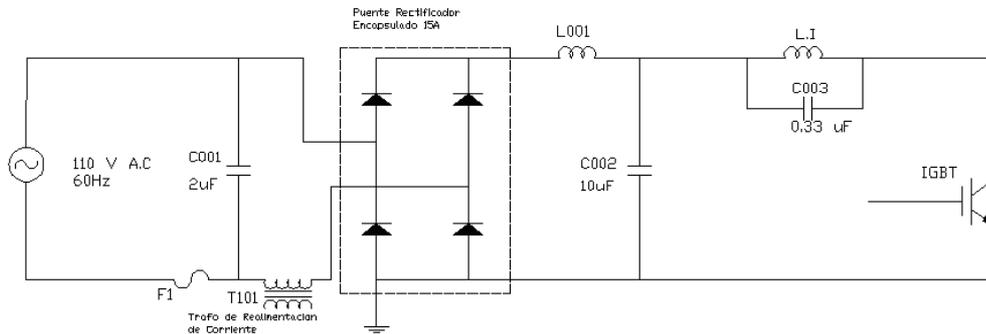


Figura 2.16 Circuito de potencia

2.4.1 SELECCIÓN DEL FILTRO CAPACITIVO DE ENTRADA

El filtro en la entrada del circuito de potencia se selecciona de acuerdo a las características del circuito de potencia y la aplicación del inversor resonante de tal forma que se pueda disminuir las interferencias electromagnéticas (EMI) que puedan afectar tanto al sistema de calentamiento como a la red eléctrica. El valor del capacitor C001 que se utiliza para este tipo de inversores es de 2uF [12], el cual es utilizado comúnmente como filtro de entrada en la red para aplicaciones de calentamiento inductivo.

2.4.2 DISEÑO DEL RECTIFICADOR

Para el diseño del rectificador se considera la potencia máxima de trabajo y el voltaje de entrada de la red eléctrica. La cocina se diseñó para una potencia de 1000 Watts y un voltaje de 110V-60Hz, con estos parámetros se determina la corriente nominal de trabajo de la cocina, utilizando la ecuación general se tiene:

$$P = V * I \quad \text{ec: 2.1}$$

$$I_{in} = \frac{1000}{110}$$

$$I_{in} = 9.09 \text{ A}$$

Se dimensiona el rectificador en base al voltaje pico inverso sobre el puente rectificador y la corriente que circula por el mismo.

$$V_{peak_inv} = 2 * 110 * \sqrt{2}$$

$$V_{peak_inv} = 311V$$

$$I_{Rectificador} = 1.5I_{in}$$

$$I_{Rectificador} = 13.64A$$

Se selecciona un puente rectificador comercial de valor estándar, de 400 voltios y 15 amperios.

2.4.3 DISEÑO DEL FILTRO LC

El propósito del filtro es absorber las corrientes armónicas que se generan por las conmutaciones en el inversor cuasi resonante, también ayuda a mejorar el factor de potencia del sistema, debido a que este capacitor sirve como un filtro previniendo que circulen corrientes de altas frecuencias del inversor hacia la red eléctrica.

Se tiene un filtro pasa bajos que permite disminuir las corrientes armónicas generadas por las conmutaciones del inversor, las cuales están en el orden de 20 KHz a 30 KHz, de acuerdo a la frecuencia de conmutación del inversor cuasi resonante. Por lo que la frecuencia de corte (f_c) adecuada para el diseño es de 20KHz.

$$f_c = \frac{1}{\pi\sqrt{L * C}} \quad \text{ec: 2.2 [13]}$$

Se asume el valor del capacitor C002=10uF

Despejando L de la ecuación 2.2 se tiene:

$$L = \frac{1}{C(f_c * \pi)^2}$$

$$L_{001} = \frac{1}{10\mu F (20\text{KHz} * \pi)^2}$$

$$L_{001} = 25.33\mu H$$

2.4.4 DISEÑO DEL INVERSOR CUASI RESONANTE

Se considera los siguientes parámetros para el diseño del inversor: potencia de trabajo de la cocina, frecuencia de resonancia.

Sea la potencia de la cocina $P=1000$ Watts

Se tiene:

$$I_{in} = \frac{1000}{110}$$

$$I_{in} = 9.09 A_{rms}$$

La frecuencia de resonancia depende de la potencia, aplicación y del tipo de material a calentar. Esta frecuencia varía de acuerdo al nivel de potencia, debido a que la profundidad de penetración depende de las características del material (ρ, μ_0, μ_r) y por otro lado también es afectada por la frecuencia.

Para evitar la frecuencia de audio, para la frecuencia de resonancia se elige un valor superior a los 20KHz, para esta aplicación se asume una frecuencia de resonancia igual a 24KHz. Para el diseño del circuito resonante se utiliza la ecuación 2.3

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L*C}} \quad \text{ec: 2.3}$$

Donde:

f_0 = frecuencia de resonancia.

Se asume el valor del capacitor del tanque resonante $C003=0.33$ uF

Despejando L de la ecuación 2.3 se tiene:

$$L = \frac{1}{C(2f_0 * \pi)^2}$$

$$L_l = \frac{1}{0.33\mu F(2 * 24KHz * \pi)^2}$$

$$L_l = 133\mu H$$

Para determinar el voltaje en el capacitor se utiliza las ecuaciones 1.1 y 1.2.

A partir de la ecuación 1.1

$$I_{resonante} = \frac{2\pi * P}{V}$$

$$I_{resonante} = \frac{2\pi * 1000Watts}{110 * \sqrt{2}}$$

$$I_{resonante} = 40,38 A$$

A partir de la ecuación 1.2

$$C = \frac{I_{resonante}}{V_c * 2\pi f_0}$$

Donde:

V_c= Voltaje en el capacitor

Despejando V_c se tiene:

$$V_c = \frac{I_{resonante}}{C * 2\pi f_0}$$

$$V_c = \frac{40.38 A}{0.33 \mu F * 2\pi 24000}$$

$$V_c = 811.4 V$$

El valor del voltaje calculado se multiplica por un factor de seguridad de 1.5, incrementando este voltaje en un 50%.

Se selecciona un capacitor de 0.33 uF a 1200 V AC.

Se selecciona un IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) como conmutador electrónico del inversor resonante debido a que puede manejar altas potencias a altas frecuencias de conmutación. Para su dimensionamiento se considera la corriente máxima y el voltaje colector-emisor máximo ($V_{ce_{max}}$).

$$I_{max} = 9.09 * \sqrt{2}$$

$$I_{max} = 12.85 A$$

$$I_c = 12.85 A * 1.5$$

$$I_c = 19.28 A$$

Cuando el IGBT está abierto, el voltaje colector-emisor es igual a la suma del voltaje a la salida del rectificador más el voltaje del capacitor del tanque resonante.

$$V_{ce_{max}} = V_{rectificador} + V_c$$

$$V_{ce_{max}} = 110 * \sqrt{2} + 811.4$$

$$V_{ce_{max}} = 966.96 V$$

Se selecciona el IGBT FGL40N120AND, que cumple con los parámetros de diseño (Anexo 3).

2.2 DISEÑO DE LA FUENTE DE ALIMENTACION DE CORRIENTE CONTINUA

Para el funcionamiento de la cocina de inducción electromagnética se necesitan diferentes niveles de voltaje en cada una de las etapas.

El circuito de control necesita 5 voltios para manejar toda la parte digital, es decir el microcontrolador y el sistema de visualización formada por display y leds.

En el circuito de disparo se necesita 22 voltios, necesarios para el funcionamiento del IGBT según las especificaciones eléctricas del fabricante.

Para el ventilador, necesario para la disipación de calor del IGBT, se necesita 12 voltios DC con una corriente de 280mA.

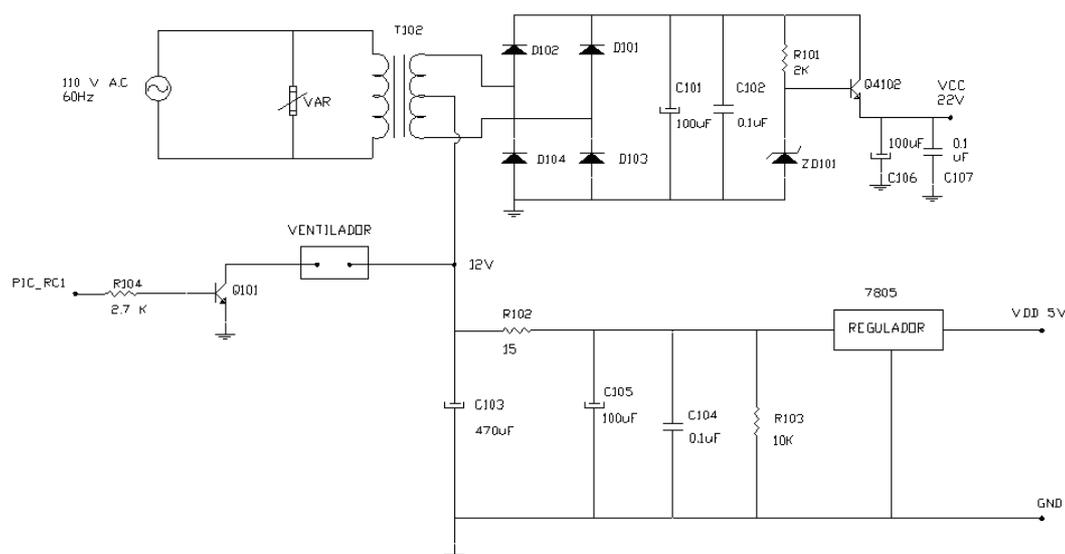


Figura 2.2 Fuente de alimentación de 22V, 12V y 5V

En la Figura 2.2 se tiene el circuito completo de la fuente de alimentación, con los diferentes niveles de voltaje necesarios para cada etapa. Debido a que el nivel de voltaje más alto es de 22 voltios, es necesario utilizar un transformador reductor de 120 v a 12 v con tap central, ya que este permite obtener los tres niveles de voltaje.

En la entrada del transformador se tiene un varistor, como dispositivo de protección en caso de existir picos de voltaje muy elevados, que puedan afectar a todo el sistema.

2.2.1 FUENTE DE ALIMENTACION DE 22 VOLTIOS DC

En el secundario del transformador se obtiene 24 voltios AC, los cuales son rectificadas usando un conversor AC/DC de onda completa, luego se filtra con el capacitor C101 de 100uF que elimina el rizado de voltaje a la salida del rectificador y el capacitor C102 de 0.1 uF es utilizado para eliminar transitorios que puedan afectar el sistema.

El voltaje en el capacitor C101 es el voltaje pico de la salida del rectificador $24 * \sqrt{2} = 33.9$ voltios, pero el voltaje que se requiere es de 22 voltios que por lo general la regulación deficiente de una fuente de alimentación es causada por su alta impedancia interna, se utiliza un seguidor de emisor para convertir esta alta impedancia en una baja, además de proporcionar amplificación de corriente, que es muy útil en este circuito por que los niveles de voltaje deben permanecer siempre constante en caso de existir caída de voltaje en la red. Este circuito está compuesto por un transistor, un diodo zéner ZD101 de 22 voltios para fijar el voltaje y una resistencia R101 a la base para fijar la corriente de salida y como divisor de tensión para polarizar al diodo zéner.

Para que el diodo pueda polarizarse necesita una corriente de 6 mA, según sus especificaciones eléctricas del fabricante, por lo que utilizando la ecuación 2.4 se puede determinar el valor de R101.

$$R101 = \frac{V_0 - V_z}{I_z} \quad \text{ec: 2.4}$$

Donde:

V_0 = Voltaje de la salida del rectificador.

V_z = Voltaje en el diodo zéner.

$$R101 = \frac{34v - 22v}{6mA} = 2K\Omega$$

De igual forma los capacitores C401 y C402 son utilizados para eliminar el rizado de voltaje y los transitorios que puedan causar interferencias y afectar al sistema. Los valores comúnmente utilizados para estos niveles de voltaje son de 100uF y 0.1uF respectivamente.

2.2.2 FUENTE DE ALIMENTACION DE 5 VOLTIOS DC

Para esta fuente se utiliza el voltaje del tap central con un filtro a la salida de 470 uF para disminuir el rizado, ya que se tiene un voltaje pico de 16.9 voltios, por lo que es necesario el uso de un regulador de voltaje LM7805, con el propósito que el regulador disipe menor potencia, se utiliza las resistencias R102 y R103.

Si se asume que la corriente a la salida del regulador es aproximadamente de 0.25 amperios, necesaria para la parte digital y para que el voltaje de entrada en el regulador sea de 13 voltios estas resistencias pueden ser calculadas de la siguiente manera con la ecuación 2.4.

$$R102 = \frac{V_C - V_{reg}}{I_{reg}}$$

Donde:

V_C = Voltaje a la salida del rectificador del tap central.

V_{reg} = Voltaje a la salida del regulador.

$$R101 = \frac{17v - 13v}{250mA} = 16\Omega \approx 15\Omega$$

El valor de la resistencia R103 se asume de 10K, para que la corriente sea muy baja en el circuito, cuando el regulador no tenga carga en la salida.

Los capacitores C104 y C105 cumplen las mismas funciones descritas anteriormente, disminuir el rizado y evitar interferencias debido a los transitorios, el valor de estos capacitores es de 100uF y 0.1uF respectivamente.

2.2.3 FUENTE DE ALIMENTACION DE 12 VOLTIOS DC

Para esta fuente se utiliza el voltaje del tap central con un filtro a la salida de 470 uF para disminuir el rizado, que se usa para manejar un ventilador, necesario para la disipación de calor. Para el diseño se considera el consumo de corriente del ventilador, que es de 280 mA y se utiliza un transistor NPN para encender o apagar el ventilador mediante la señal del microcontrolador enviada por el pin RC1, se tiene una resistencia a la base del transistor que pueda manejar la corriente necesaria para que el ventilador trabaje a condiciones normales. Con este circuito se puede regular la corriente necesaria para que el ventilador funcione a valores nominales, tanto de voltaje como de corriente.

Conociendo las características eléctricas del transistor y el voltaje en la resistencia de la base del transistor que es de 5 voltios, la resistencia R104 puede calcularse de la siguiente forma.

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} \quad \text{ec: 2.5}$$

$$I_B = \frac{0.280A}{150}$$

$$I_B = 1.8mA$$

$$R = \frac{V}{I} \quad \text{ec: 2.6}$$

$$R104 = \frac{5v}{1.8mA}$$

$$R104 = 2.7K\Omega$$

2.3 CIRCUITO DE DISPARO

Este circuito es una etapa intermedia entre el microcontrolador y el circuito de potencia, encargado principalmente de elevar el nivel de voltaje de los pulsos de disparo del IGBT, puesto que los pulsos generados por el microcontrolador están a niveles de voltaje TTL, es decir a 5 voltios, mientras que para que el IGBT se necesitan 22 voltios para su óptimo funcionamiento según las características del fabricante [14]. Además otra de sus funciones es permitir que la corriente de entrada y el voltaje de la red se mantengan en fase a la entrada del circuito de potencia, para obtener un factor de potencia muy cercano a la unidad, esto se realiza en base a comparadores de voltaje, los cuales se encargan de sensar los niveles de voltaje y de la corriente de tal forma que estos parámetros se mantengan constantes en función del nivel de potencia seleccionada.

2.3.1 REALIMENTACION DE CORRIENTE

En la Figura 2.3 puede observarse la etapa del circuito de realimentación de corriente, encargada del acondicionamiento de la realimentación de corriente y del control de potencia mediante el comparador U1. El funcionamiento del circuito se basa en comparar niveles de voltaje, los que se obtienen de la realimentación de corriente de la entrada del convertor AC/DC mediante el transformador T101 con un voltaje de referencia. El voltaje de referencia se obtiene mediante un arreglo de resistencias controladas desde el microcontrolador para de esta manera obtener diferentes niveles de voltaje de referencia, que puede cambiar de acuerdo con el nivel de potencia seleccionada, esto permite que la corriente a la entrada del convertor permanezca constante de acuerdo al nivel de potencia a la que está trabajando la cocina de inducción.

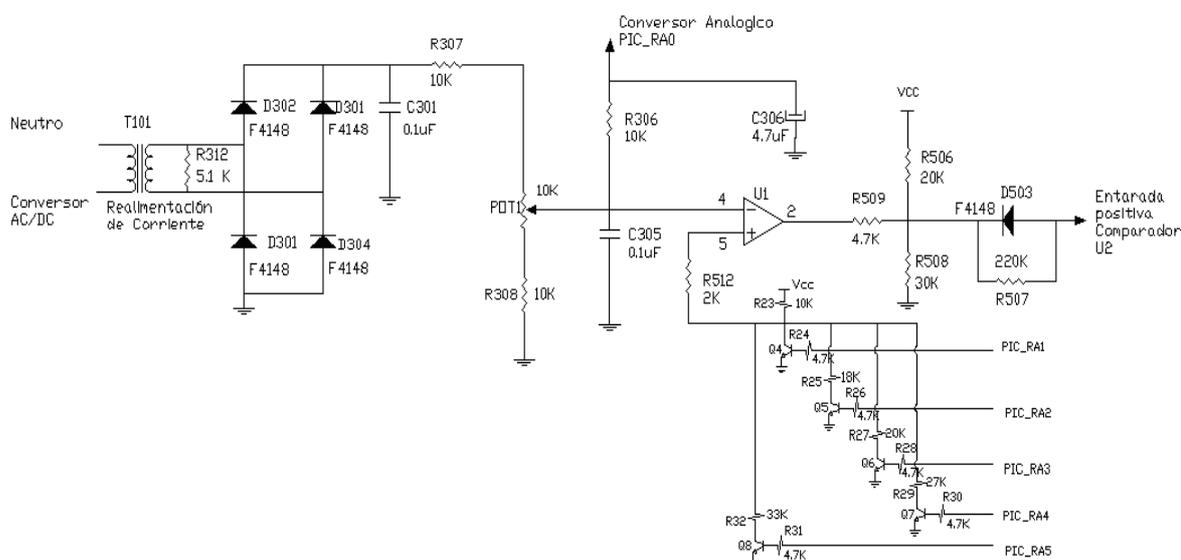


Figura 2.3 Circuito de realimentación de corriente

En esta etapa se tiene un transformador de corriente, mediante el cual se puede sensor la corriente de entrada para posteriormente regular la potencia, para este proyecto se ha utilizado un transformador de un horno de microondas, ya que este posee un inversor resonante semejante al utilizado en este proyecto.

Debido a que en el secundario del transformador se tiene un voltaje alterno, es necesario rectificarlo, para lo cual se utilizó un puente de diodos, los cuales deben ser de acción rápida, para obtener una mejor respuesta de realimentación de corriente y que el microcontrolador pueda ajustar la frecuencia correcta de tal forma que el circuito entre en resonancia en el menor tiempo posible.

A la salida del rectificador se tiene un divisor de voltaje formado por dos resistencias en los extremos R307, R308 y un potenciómetro POT1 con el objeto de ajustar el voltaje de salida para que no sea superior a 5 voltios, ya que este voltaje ingresa a la entrada analógica del microcontrolador, y no debe superar este voltaje, se asume el valor de 10K para cada una de las resistencias y de igual valor para el potenciómetro, con el propósito de que la corriente sea muy baja y de esta manera minimizar pérdidas de potencia en el circuito.

El comparador de voltaje utilizado es el circuito integrado LM339, que es un encapsulado que contiene cuatro comparadores, cada uno de ellos con dos entradas y una salida de colector abierto, por lo que es necesario colocar una resistencia a la salida de cada comparador conectada a Vcc, entre sus principales características se tiene bajo consumo de corriente a la entrada, alta velocidad de respuesta y alta sensibilidad.

El voltaje que se obtiene de la realimentación de corriente ingresa a la entrada negativa del comparador U1, y en la entrada positiva se tiene un voltaje de referencia, este voltaje se obtiene mediante un arreglo de resistencias y transistores que forman divisores de voltaje, los transistores son activados por el microcontrolador, para de esta manera regular los diferentes niveles de potencia que consume la cocina.

Para saturar correctamente los transistores Q4, Q5, Q6, Q7 y Q8, se asume que la corriente de base de cada transistor sea igual a 1mA. Las resistencias de base de cada transistor se pueden calcular con ecuación 2.6.

$$R_{24} = \frac{V_B}{I_B}$$

$$R_{24} = \frac{5v}{1mA}$$

$$R_{24} = 5K\Omega$$

Se escoge un valor estándar de R24, R26, R28, R30 y R31 igual a 4.7KΩ.

Debido a que se necesita cinco diferentes niveles de potencia, de igual forma se necesitan cinco niveles diferentes de voltaje de referencia. Para determinar los voltajes de referencia se utilizó un potenciómetro, mediante el cual se pudo determinar la potencia máxima y regular la corriente de entrada para los diferentes niveles de potencia. Estos voltajes se resumen en la Tabla 2.1

Tabla 2.1 Voltajes de Referencia para los diferentes niveles de potencia

Nivel de Potencia	Voltaje de Referencia	Pines activados del microcontrolador
Potencia 5	3.8 voltios	RA5
Potencia 4	3.6 voltios	RA4
Potencia 3	3.4 voltios	RA3
Potencia 2	3.2 voltios	RA2
Potencia 1	3 voltios	RA4 y RA5

Se asume el valor de la resistencia R23 igual a 10K. Si el voltaje para el nivel de potencia cinco es igual a 3.8 voltios, se puede calcular el valor de la resistencia R32 utilizando la ecuación general de un divisor de voltaje.

$$V_0 = V_{in} \frac{R_a}{R_a + R_b} \quad \text{ec 2.7}$$

$$V_5 = V_{dd} \frac{R_{32}}{R_{23} + R_{32}}$$

Despejando R32 se tiene:

$$R_{32} = \frac{10K\Omega * 3.8V}{5V - 3.8V}$$

$$R_{32} = 31.6K\Omega$$

Se escoge un valor estándar de R32, igual a 33KΩ.

Para el nivel de potencia cuatro, el voltaje de referencia es igual a 3.6 voltios y se puede calcular el valor de la resistencia R29 con la ecuación 2.7.

$$V_5 = V_{dd} \frac{R_{29}}{R_{23} + R_{29}}$$

Despejando R29 se tiene:

$$R_{29} = \frac{10K\Omega * 3.6V}{5V - 3.6V}$$

$$R_{29} = 25.8K\Omega$$

Se escoge un valor estándar de R29, igual a 27KΩ.

Para el nivel de potencia tres, el voltaje de referencia es igual a 3.4 voltios y se puede calcular el valor de la resistencia R27 con la ecuación 2.7.

$$V_5 = V_{dd} \frac{R_{27}}{R_{23} + R_{27}}$$

Despejando R27 se tiene:

$$R_{27} = \frac{10K\Omega * 3.4V}{5V - 3.4V}$$

$$R_{27} = 21.2K\Omega$$

Se escoge un valor estándar de R27, igual a 20KΩ.

Para el nivel de potencia dos, el voltaje de referencia es igual a 3.2 voltios y se puede calcular el valor de la resistencia R25 con la ecuación 2.7.

$$V_5 = V_{dd} \frac{R_{25}}{R_{23} + R_{25}}$$

Despejando R25 se tiene:

$$R_{25} = \frac{10K\Omega * 3.2V}{5V - 3.2V}$$

$$R_{25} = 17.7K\Omega$$

Se escoge un valor estándar de R25, igual a 18KΩ.

Para el nivel de potencia uno, el voltaje de referencia es igual a 3 voltios. Para conseguir este valor se activan al mismo tiempo dos salidas del microcontrolador de tal forma que se tengan dos resistencias en paralelo y obtener un voltaje muy cercano a 3 voltios.

Los pines que se activan al mismo tiempo para conseguir este voltaje son el pin RA4 y RA5, con lo que se obtiene lo siguiente:

$$R_{eq} = \frac{R29 * R32}{R29 + R32}$$

$$R_{eq} = \frac{33K\Omega * 27K\Omega}{33K\Omega + 27K\Omega}$$

$$R_{eq} = 14.85K\Omega$$

El voltaje que se obtiene es igual a:

$$V_5 = 5V \frac{R_{eq}}{R23 + R_{eq}}$$

$$V_5 = 5V \frac{14.85K\Omega}{10K\Omega + 14.85K\Omega}$$

$$V_5 = 2.98V$$

A la salida del comparador U1 se tiene una resistencia R509 que ingresa directamente a un divisor de tensión formado por dos resistencias R506 y R 508, las cuales cumplen la siguiente función de dependiendo del estado del comparador:

Cuando el voltaje a la entrada negativa del comparador es mayor que el de la positiva, la salida está en nivel bajo (cero voltios), y se puede calcular el voltaje en el divisor utilizando la ecuación 2.7.

$$V_2 = V_{cc} \frac{R509 \parallel R508}{(R509 \parallel R508) + R506}$$

$$V_2 = 22V \frac{4.7K \parallel 30K}{(4.7K \parallel 30K) + 20K}$$

$$V_2 = 3.71 \text{ voltios}$$

Si el voltaje de la entrada negativa del comparador es menor que el de la positiva, la salida se encuentra en alto, y el voltaje en el divisor es el siguiente:

$$V_2 = V_{cc} \frac{R508}{R508 + R506}$$

$$V_2 = 22v \frac{30K\Omega}{30K\Omega + 20K\Omega}$$

$$V_2 = 13.2 \text{ voltios}$$

Estos dos niveles de voltaje sirven como referencia e ingresan al comparador de la etapa final de disparo.

Los capacitores C301 y C305 cumplen la función de filtrar ruidos que puedan generar interferencias que afecten el funcionamiento del circuito, cuyo valor es de 0.1uF.

2.3.4 CIRCUITO DE SOBREVOLTAJE EN LA RED ELECTRICA

Este circuito se utiliza para proteger a la cocina de inducción de un sobrevoltaje que se pueda presentar en la red eléctrica. Si el voltaje en la red de alimentación es mayor que el voltaje nominal para la cual fue diseñada la cocina, ésta deja de funcionar y de esta manera se protegen los dispositivos de potencia.

La Figura 2.4 muestra el circuito de realimentación de sobre voltaje, que utiliza un divisor de voltaje adecuado para saturar el transistor Q301, el cual en caso de existir sobrevoltaje inhibe los pulsos en la etapa final de disparo.

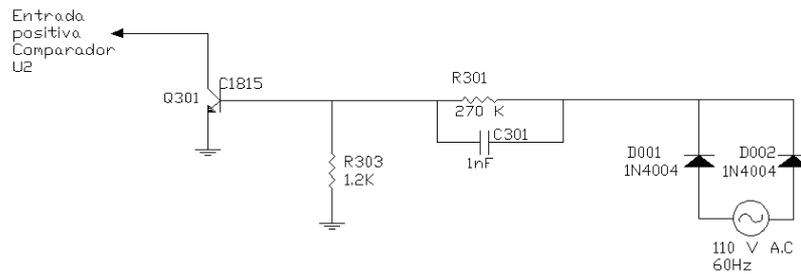


Figura 2.4 Circuito de sobre voltaje

El voltaje máximo permitido al cual puede trabajar la cocina se calcula como se indica a continuación:

$$V_{\max} = V_{in} * 1.15$$

$$V_{\max} = 110V * 1.15$$

$$V_{\max} = 126V$$

En caso de que el valor de voltaje sea mayor a este, se detecta presencia de sobrevoltaje en la red eléctrica (110V/ 60Hz) y la cocina deja de funcionar.

$$V_{pico_max} = 126 * \sqrt{2}$$

$$V_{pico_max} = 178.2V$$

Para que el transistor Q 301 se saturase, necesita un voltaje mínimo de 0.7 voltios, tomando en cuenta esto se asume el valor de las resistencias R301 igual a 270 KΩ. Con este valor se puede calcular el valor de la resistencia R303 utilizando la ecuación 2.6.

$$I = \frac{178.2V}{100k\Omega}$$

$$I = 0.66 mA$$

$$R303 = \frac{0.7 V}{0.66 mA}$$

$$R_{303} = 1.06 \text{ K}\Omega$$

Se escoge un valor estándar de R_{303} igual a $1.2\text{K}\Omega$.

El capacitor C_{301} filtra ruidos que normalmente existen en la red eléctrica, que puedan generar interferencias que afecten el funcionamiento del circuito, cuyo valor es de 1nF .

Se tiene un rectificador de onda completa formado por dos diodos (D_{001} y D_{002}) y el puente rectificador, los que se dimensionan en base al voltaje pico inverso sobre el diodo y la corriente que circula por el mismo.

$$V_{peak_inv} = 2 * 110 * \sqrt{2}$$

$$V_{peak_inv} = 311\text{V}$$

$$I_0 = \frac{V_{pico}}{R_{eq}}$$

$$I_0 = \frac{155.5\text{v}}{270 \text{ K}\Omega}$$

$$I_0 = 0.58 \text{ mA}$$

$$I_{Diodo} = 1.5I_0$$

$$I_{Diodo} = 0.86 \text{ mA}$$

El diodo que cumple con los parámetros de diseño es el diodo 1N4004 que además es uno de los más comerciales.

2.3.2 CIRCUITO DE SINCRONIZACIÓN DE PULSOS Y DE CONTROL DEL DISPARO DEL IGBT

El circuito propuesto en la Figura 2.5 mantiene la potencia de salida estable, mediante el control de sobrevoltaje en el circuito resonante y control de la corriente en la entrada del circuito de potencia.

El control de disparo del IGBT cambia adecuadamente la frecuencia de conmutación de acuerdo a la variación de la carga, de lo contrario se tendría daños debido al exceso de pérdidas por conmutación que ocurren durante la resonancia.

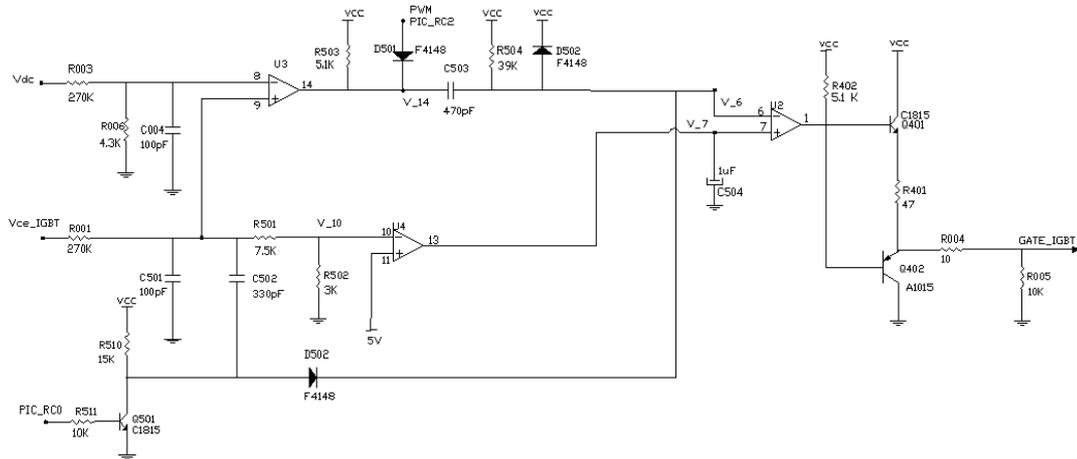


Figura 2.5 Circuito de sincronización de pulsos y de control del disparo del IGBT

Este circuito cumple con tres funciones específicas que se describen a continuación:

La primera función es controlar el límite de voltaje del circuito resonante para determinar los tiempos de encendido y apagado del IGBT mediante la realimentación del voltaje de la fuente de potencia (V_{dc}) y el voltaje de colector del IGBT (V_{ce}).

La frecuencia del voltaje V_{dc} a la salida del rectificador es de 120Hz, mientras que la frecuencia de conmutación es mucho más grande, para este proyecto la frecuencia de conmutación es de 24 KHz, como se muestra en la Figura 2.6. El pico de voltaje puede variar dependiendo de la amplitud de V_{dc}

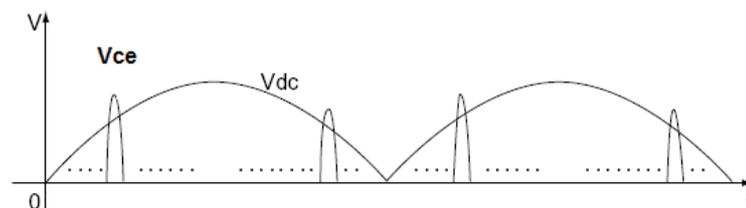


Figura 2.6 Voltaje V_{dc} y Voltaje Resonante (V_{ce})

A la salida del comparador U3 se tiene un circuito que permite generar el primer pulso mediante el capacitor C503 para el arranque de la cocina, además en este punto ingresa a través del diodo D501 la señal PWM que genera el microcontrolador, este diodo se utiliza para que la corriente no pueda retornar hacia el microcontrolador. La frecuencia del PWM varía de acuerdo al nivel de potencia seleccionado. Cuando el IGBT se encuentra saturado el capacitor C503 se carga hasta un tiempo que es determinado por la frecuencia del PWM enviado desde el microcontrolador.

El valor de la resistencia R503 se seleccionan de acuerdo a la recomendación del fabricante [15].

El valor del capacitor C503 se dimensiona de acuerdo a la frecuencia mínima de trabajo de la cocina (24KHz). Para lo cual se asume el valor de la resistencia R504 igual a 39 K Ω . Utilizando la ecuación 2.8 se tiene:

$$\tau = R * C \quad \text{ec: 2.8}$$

La constante de tiempo es igual a: $\tau = \frac{T}{2}$

$$T = \frac{1}{24000}$$

$$T = 41.6\mu s$$

$$\tau = 20.8\mu s$$

Despejando C se tiene:

$$C = \frac{\tau}{R}$$

$$C_{503} = \frac{20.8\mu s}{39k\Omega}$$

$$C_{503} = 534.1 \text{ pF}$$

Se escoge un valor estándar de C503 igual a 470pF

El diodo D502 se utiliza para recortar el pico de voltaje de V_6 a un nivel de voltaje permitido a la entrada del comparador U2.

Las formas de onda en los puntos de interés antes mencionados se pueden apreciar mejor en la Figura 2.7.

La frecuencia de conmutación del IGBT se obtiene comparando los voltajes V_7 y V_6 en las entradas del comparador U2.

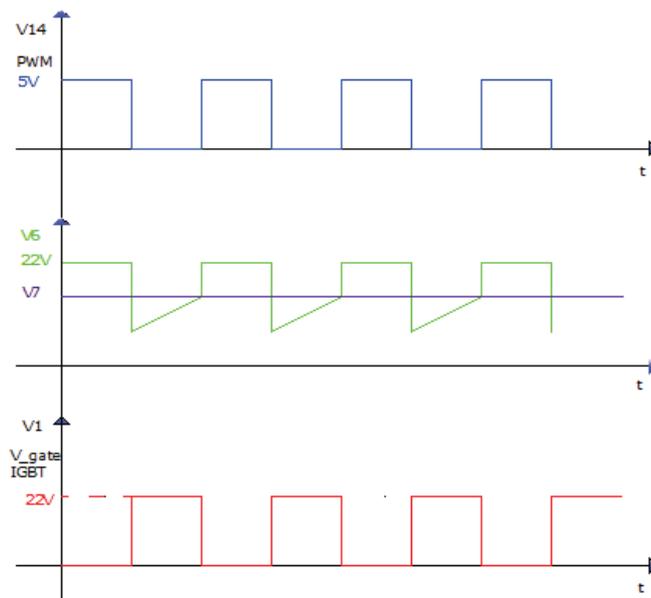


Figura 2.7 Formas de Onda en las entradas y salida del comparador U2

Siendo V_1 el voltaje en la compuerta del IGBT que permite la conmutación del circuito de potencia.

Cuando existe sobre corriente o sobrevoltaje en el circuito resonante el voltaje V_7 disminuye hasta un valor que está por debajo del valor mínimo del voltaje V_6 , con

esto de consigue que la salida del comparador se mantenga en nivel bajo y no llegue los pulsos a la compuerta del IGBT.

La segunda función del circuito es sensar la señal de sobrevoltaje en el circuito resonante que se obtiene mediante el divisor de voltaje formado por las resistencias R001, R501 y R502. El voltaje V_{10} se compara con un voltaje de referencia, el cual permite mantener un límite máximo de voltaje, cuando el voltaje de realimentación es mayor que el voltaje de referencia la salida del comparador U4 cambia de nivel alto a nivel bajo con lo que el nivel de voltaje en V_7 disminuye, manteniendo sin pulsos la compuerta del IGBT.

Los valores de voltaje máximo de V_{dc} y V_{ce} que se tiene cuando la cocina trabaja a la potencia nominal se calcularon anteriormente en el diseño del circuito de potencia. Estos valores son:

$$V_{dc_{\max}} = 155.6 \text{ V}$$

$$V_{ce_{\max}} = 966.6 \text{ V}$$

Se asume que el voltaje en la entrada negativa del comparador U3 sea de 2.5 voltios, para lo cual se tiene divisor de voltaje formado por las resistencias R003 y R006, si se asume el valor de la resistencia R003 igual a $270\text{K}\Omega$, se puede calcular la resistencia R006 utilizando la ecuación 2.7

$$V_8 = V_{dc_{\max}} \frac{R006}{R003 + R006}$$

Despejando R006 se tiene:

$$R006 = \frac{2.5 * 270\text{K}\Omega}{155.6 - 2.5}$$

$$R006 = 4.4\text{K}\Omega$$

Se escoge un valor estándar de R006 igual a $4.3\text{K}\Omega$

Como se muestra en la Figura 2.6 el voltaje V_{ce} debe ser mayor que el voltaje V_{dc} , por tanto se asume que el voltaje en la entrada positiva del comparador U3 sea igual a 3 voltios cuando el voltaje en el colector del IGBT (V_{ce}) es igual al voltaje V_{dc} , para lo cual se tiene divisor de voltaje formado por las resistencias R001, R501 y R502, si se asume el valor de la resistencia R001 igual a $560K\Omega$ y se pueden calcular las resistencias R501 y R502 utilizando la ecuación 2.7

$$V_9 = V_{dc_{max}} \frac{(R501 + R502)}{(R001) + (R501 + R502)}$$

Despejando $(R501 + R502)$ se tiene:

$$(R501 + R502) = \frac{3 * 540K\Omega}{155.6 - 3}$$

$$R501 + R502 = 10.6 K\Omega$$

Se asume que el voltaje de referencia en la entrada positiva del comparador U4 es igual a 5 voltios, que por facilidad este voltaje se toma de la fuente V_{dd} para evitar el diseño de otro divisor de voltaje.

La corriente que circula por el divisor de voltaje formado por las resistencias R001, R501 y R502 se calcula utilizando la ecuación 2.6

Despejando I se tiene:

$$I = \frac{V}{(R001 + R501 + R502)}$$

$$I = \frac{966.6V}{570.5K\Omega}$$

$$I = 1.69mA$$

La resistencia R502 se calcula utilizando la ecuación 2.6

Despejando R se tiene:

$$R = \frac{V}{I}$$

$$R = \frac{5V}{1.69mA}$$

$$R = 2958.6\Omega$$

Se escoge un valor estándar de R502 igual a 3K Ω

$$R501 + R502 = 10.6 K\Omega$$

Despejando R501 se tiene:

$$R501 = 10.6 K\Omega - R502$$

$$R501 = 7.6 K\Omega$$

Se escoge un valor estándar de R501 igual a 7.5K Ω

La tercera función es controlar el arranque y los pulsos que llegan a la compuerta del IGBT, mediante la señal que se envía desde el microcontrolador por el pin RC0. Cuando esta señal está en nivel bajo, el voltaje en la entrada negativa del comparador U2 es el mismo valor de la fuente de alimentación del comparador (22V), manteniendo siempre un nivel bajo de voltaje sobre la compuerta del IGBT y por ende el circuito de potencia abierto. En estas condiciones el capacitor C502 se encuentra polarizado por las resistencias R510, R501, y R502 con voltaje positivo como se puede observar en el circuito equivalente en la Figura 2.5

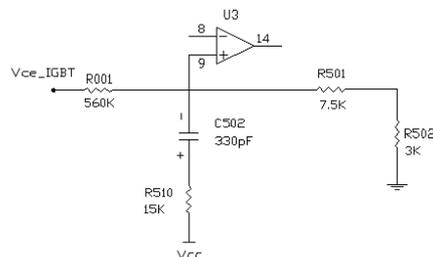


Figura 2.8 Polarización del Capacitor C502 (Cocina Off)

El voltaje en este punto ingresa a la entrada positiva del comparador U3, que es mayor que el voltaje a la entrada negativa del mismo comparador y garantizar que la salida se mantenga en nivel alto para evitar que el IGBT pueda conmutar. Para que el circuito de potencia entre en resonancia es necesario que se genere un pulso inicial el que permite cerrar el circuito de potencia, esto se logra enviando un pulso de corta duración desde el microcontrolador, en ese instante se tiene el siguiente circuito equivalente.

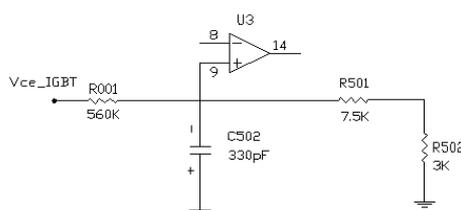


Figura 2.9 Polarización del capacitor C502 (Cocina On)

El voltaje negativo del capacitor C502 ingresa a la entrada positiva del comparador U3 y permite cambiar el estado a la salida del comparador de nivel alto a nivel bajo, cuando esto sucede el capacitor C503 se carga desde cero voltios hasta el valor de Vcc, permitiendo que durante un corto tiempo, el voltaje en la entrada negativa del comparador U2 sea menor que el voltaje a la entrada positiva, logrando que la salida del comparador U2 cambie a nivel alto, con lo que se satura el IGBT y se cierra el circuito de potencia durante un corto tiempo en el cual la bobina de inducción almacena la energía necesaria que permite que el circuito entre en resonancia.

Para que el transistor Q501 se sature correctamente necesita una corriente de base de 1mA. El transistor a utilizar es el C1815 NPN con un beta (β) de 100, si el voltaje de base es 5 voltios DC. Se calcula el valor de la resistencia de base, utilizando la ecuación 2.6.

$$R_B = \frac{V_B}{I_B}$$

$$R_B = \frac{5V}{1.05mA}$$

$$R_B = 4761\Omega$$

Se escoge un valor estándar de R511 igual a 4.7KΩ

Para que la corriente de colector sea pequeña se asume el valor de la resistencia R510 igual a 15KΩ.

El valor del capacitor C502 depende del tiempo de duración del pulso inicial de encendido. Durante el pulso de encendido el valor de la corriente en la bobina de inducción no debe ser mayor a la corriente máxima para la cual fue diseñada. El tiempo de duración del pulso inicial de encendido se calcula de la siguiente forma:

$$V_L = L \frac{di}{dt} \quad \text{ec: 2.9}$$

Despejando dt se tiene:

$$\Delta t = L \frac{\Delta i}{V_L}$$

$$\Delta t = 133\mu H \frac{10A}{110 * \sqrt{2}}$$

$$\Delta t = 8.54\mu s$$

La constante de tiempo del capacitor C503 debe ser menor o igual al tiempo de duración del pulso inicial de encendido, por lo que se asume $\tau = 4\mu s$ para que la corriente sea menor a 10 amperios. Se puede calcular el valor del capacitor C502 utilizando el circuito equivalente de la Figura 2.9 y la ecuación 2.8.

Despejando C de la ecuación 2.8 se tiene:

$$C = \frac{\tau}{R}$$

$$C_{502} = \frac{4\mu s}{10.5k\Omega}$$

$$C_{502} = 380.9 pF$$

Se escoge un valor estándar de C502 igual a 330pF

La última etapa de este circuito se encarga de comparar las señales que ingresan a las entradas del comparador U2, como se indica en la Figura 2.7. En la entrada negativa del comparador se tiene la realimentación de corriente, la realimentación de sobrevoltaje en la línea de alimentación y la realimentación de sobrevoltaje en el circuito resonante, mientras que en la entrada positiva del comparador se tiene la señal del circuito de sincronización de pulsos. La salida de este comparador tiene un circuito formado por transistores, con el propósito de que los pulsos en la compuerta (gate) del IGBT no se distorsionen en el momento de la conmutación, y de esta manera el IGBT se sature correctamente, evitando así las pérdidas por conmutación.

Cuando las señales de realimentación de voltaje y corriente, no sobrepasan los límites establecidos en las etapas anteriores, el voltaje en la entrada positiva se mantiene en 13.5 voltios, en caso contrario, si la corriente o el voltaje sobrepasan los límites de referencia, el voltaje a la entrada del comparador U2 cambia a un nivel bajo (3.5 voltios). Estas dos condiciones permiten que la señal del circuito de sincronización pueda compararse y generar una onda cuadrada a la salida del comparador o inhibir los pulsos a la salida del mismo.

La señal en la compuerta (gate) del IGBT depende del estado a la salida del comparador. Si la salida del comparador se encuentra en nivel bajo (0 voltios), el transistor Q401 se encuentra abierto, pero al mismo tiempo el transistor Q402 se encuentra saturado, manteniendo la compuerta del IGBT en nivel bajo, es decir el circuito de potencia se encuentra abierto y no hay circulación de corriente. Cuando la salida del comparador se encuentra en nivel alto (22 voltios), el transistor Q401 se encuentra saturado y al mismo tiempo el transistor Q402 se encuentra abierto, por lo

que el nivel de voltaje en la compuerta del IGBT es alto (22 voltios) y se asegura la saturación del mismo cada vez que los pulsos estén en nivel alto.

Debido a que la salida del comparador es de colector abierto es necesario colocar la resistencia R402, la cual se selecciona de acuerdo a la recomendación del fabricante [15]. La resistencia R401 permite acoplar los transistores para que no se produzca cortocircuito, en caso que los dos transistores se dañen, se evita que la fuente Vcc se ponga en cortocircuito, el valor de esta resistencia tiene que ser bajo para que no haya caída de voltaje y al mismo tiempo se pueda evitar cortocircuitos en la fuente, se asume un valor de 47Ω para esta resistencia, la cual permite saturar correctamente al IGBT.

De acuerdo a la frecuencia de trabajo y a las pérdidas de conmutación del IGBT se selecciona el valor de la resistencia R004 por recomendación del fabricante [14]. Se asume el valor de la resistencia R005 igual a $10K\Omega$, para que la corriente que pasa por el circuito sea baja y no exista caída de voltaje a la entrada de la compuerta del IGBT.

2.4 CIRCUITO DE CONTROL

Para el diseño del circuito de control se consideraron los acondicionamientos de los sensores, los lazos de realimentación de corriente y voltaje, la etapa de visualización e ingreso de datos, y el microcontrolador.

2.4.1 MICROCONTROLADOR PIC 16F876A

El desarrollo del sistema de control está basado en el microcontrolador PIC16F876A, el cual se encarga de interpretar las señales eléctricas que provienen de los sensores, circuitos electrónicos de lazos de realimentación y en base a ellas tomar acciones para el correcto desempeño del sistema en general.

Las características más importantes por las que se eligió este microcontrolador son las siguientes:

- El número de pines disponibles que pueden ser utilizados como entradas y salidas es el suficiente para dar cobertura a los eventos que se presentan en el desarrollo del proyecto.
- Tiene una alta velocidad de operación
- Buena capacidad de memoria
- Reducido set de instrucciones

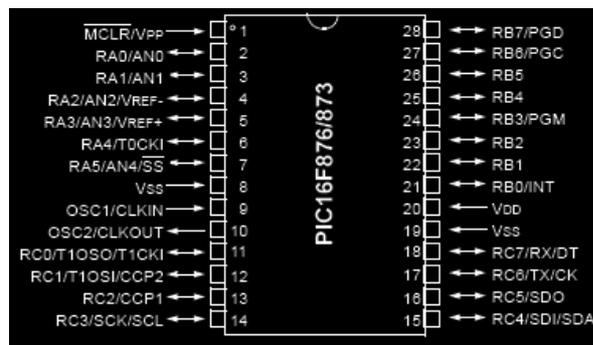


Figura 2.10 PIC 16F876A

A continuación se presenta un circuito básico de polarización y de reset para el microcontrolador utilizado en el desarrollo del sistema, los valores de R1, R22 y C1 se seleccionaron de acuerdo a las recomendaciones del fabricante [16]

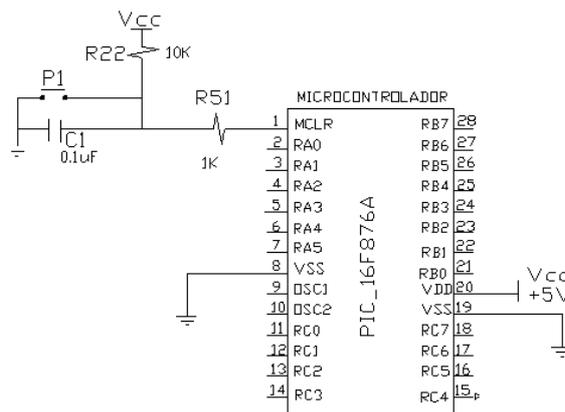


Figura 2.11 Circuito básico de polarización y de reset del microcontrolador PIC 16F876A

Las características principales del microcontrolador elegido para el desarrollo de este proyecto son las siguientes:

- Frecuencia de operación: DC-20MHz
- Memoria de Programa FLASH (Bytes): 8k
- Memoria de Datos (Bytes): 368
- Memoria EEPROM de datos (Bytes): 256
- Fuentes de Interrupción: 14
- I/O Puertos: PUERTOS A, B, C
- Timers: 3
- Módulo Captura/Comparación/PWM: 2
- Comunicación Serial: MSSP, USART
- Módulo Análogo a digital 10-bit: 5 CANALES DE ENTRADA
- RESET (y retardos): POR, BOR (PWRT, OST)
- Brown-out Reset programable: SI
- Set de instrucciones: 35 instrucciones

2.4.1.1 Asignación de los terminales del microcontrolador

En la Tabla 2.2 se describe la función de cada uno de los pines del microcontrolador.

Tabla 2.2 Asignación de los terminales del microprocesador

PIN	NOMBRE DEL PIN	ESTADO	FUNCIÓN
2	RA0	ENTRADA	Realimentación de corriente de la entrada del inversor cuasi resonante
3	RA1	SALIDA	Activación del transistor Q4 para cambiar el voltaje de referencia del

			comparador U1
4	RA2	SALIDA	Activación del transistor Q5 para cambiar el voltaje de referencia del comparador U1
5	RA3	SALIDA	Activación del transistor Q6 para cambiar el voltaje de referencia del comparador U1
6	RA4	SALIDA	Activación del transistor Q7 para cambiar el voltaje de referencia del comparador U1
7	RA5	SALIDA	Activación del transistor Q8 para cambiar el voltaje de referencia del comparador U1
11	RC0	SALIDA	Activación del transistor Q501 para habilitar o deshabilitar los pulsos en el IGBT
12	RC1	SALIDA	Activación de ventilador
13	RC2	SALIDA	Salida de señal PWM
14	RC3	SALIDA	Envío de señal para barrido de teclado matricial, fila 1
15	RC4	SALIDA	Envío de señal para barrido de teclado matricial, fila 2
16	RC5	SALIDA	Habilitación display unidad
17	RC6	SALIDA	Habilitación display decena
18	RC7	SALIDA	Activación del transistor Q11, habilitación de leds
21	RB0	SALIDA	Envío de señal de reloj para el C.I 74LS164
22	RB1	SALIDA	Envío de datos serial para el C.I 74LS164

23	RB2	ENTRADA	Entrada de señal de detección de alarma/falla
24	RB3	ENTRADA	Pulsador ON/OFF
25	RB4	ENTRADA	Señal de entrada para barrido de teclado matricial, columna 4
26	RB5	ENTRADA	Señal de entrada para barrido de teclado matricial, columna 3
27	RB6	ENTRADA	Señal de entrada para barrido de teclado matricial, columna 2
28	RB7	ENTRADA	Señal de entrada para barrido de teclado matricial, columna 1

2.4.2 CIRCUITO DE ACONDICIONAMIENTO PARA SEÑAL DE SENSORES

Para que el microcontrolador pueda interpretar las señales generadas por los sensores, estas deben ser acondicionadas, debido a que el microcontrolador trabaja con niveles de voltaje TTL.

2.4.2.1 Acondicionamiento de sensor de temperatura de la bobina de Inducción

En el desarrollo de este proyecto se ha utilizado un sensor de temperatura de resistencia variable (termistor de coeficiente de temperatura negativo), el cual ayuda a determinar si existe un exceso de temperatura en la bobina que va a estar muy cerca de la superficie donde se apoya la olla a calentar, por cualquier situación que esto suceda el sistema deja de funcionar.

La temperatura máxima en la bobina será de $150^{\circ}\text{C}=423^{\circ}\text{K}$

Para determinar el valor de resistencia del termistor a determinada temperatura se aplica la siguiente ecuación:

$$R_T = R_o e^{\beta \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_o} \right)} \quad \text{ec: 2.10}$$

Donde:

El valor de β se determinó en base a mediciones de la resistencia del termistor para dos diferentes temperaturas.

Los valores obtenidos en la prueba son:

$$R_1 = 7 \text{ K}\Omega$$

$$R_2 = 13 \text{ K}\Omega$$

$$T_2 = 324 \text{ }^\circ\text{K}$$

$$T_1 = 292 \text{ }^\circ\text{K}$$

Despejando β se tiene:

$$\beta = \frac{\ln\left(\frac{R_1}{R_2}\right)}{\left(\frac{1}{T_2} - \frac{1}{T_1}\right)}$$

$$\beta = \frac{\ln\left(\frac{7000}{13000}\right)}{\left(\frac{1}{324} - \frac{1}{292}\right)}$$

$$\beta = 1832$$

R_o = resistencia de temperatura de referencia = 10 k Ω

T_o = temperatura de referencia

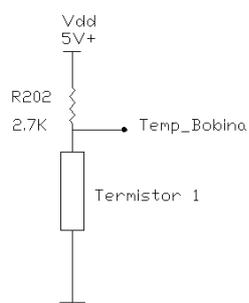


Figura 2.12 Circuito de acondicionamiento del sensor de temperatura de la bobina

En el circuito de acondicionamiento se utiliza un divisor de voltaje, conectando una resistencia en serie con el termistor, el voltaje del divisor cambia según la variación de la resistencia del sensor de temperatura (termistor 1), si existe un incremento de la temperatura en la bobina de inducción, el valor de la resistencia del termistor disminuye y por tanto el voltaje en el divisor también disminuye.

Debido a que se requiere un control ON/OFF de temperatura, no es necesario linealizar la señal de salida del termistor, ya que se requiere sensar un valor máximo de temperatura que permita apagar la cocina en ese instante.

El valor de la resistencia R202 se calcula, tomando en cuenta que la corriente que circula por el termistor debe ser pequeña, en el orden de los miliamperios para evitar que la disipación de potencia afecte la medida de la temperatura, otro aspecto a tomar en cuenta es el voltaje que se requiere a temperatura ambiente. Se asume un voltaje máximo de cuatro voltios a esta temperatura, la resistencia R202 se calcula utilizando la ecuación 2.7.

$$V_{Tem_Bonina} = \frac{V_{CC} * R_o}{R_o + R_{202}}$$

$$R_{202} = \frac{5V \times 10000\Omega}{4V} - 10000\Omega$$

$$R_{202} = 2500\Omega$$

Se escoge un valor estándar de resistencia de $2.7\text{K}\Omega$, con este valor se garantiza que en condiciones críticas la corriente que circule por el termistor sea de 1.85 mA , y que el voltaje a la temperatura ambiente este cerca de los cuatro voltios y no en el límite de los cinco voltios.

2.4.2.2 Acondicionamiento de sensor de temperatura del IGBT

Con el propósito de proteger al IGBT de sobret temperatura se tiene un termistor NTC, el cual está en contacto con el case del IGBT, y sólo permite que la cocina pueda trabajar cuando la temperatura en el IGBT es menor de $85\text{ }^\circ\text{C}$. La cocina se apaga inmediatamente cuando la temperatura excede este valor.

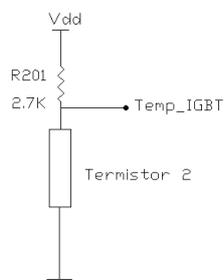


Figura 2.13 Circuito de acondicionamiento del sensor de temperatura del IGBT

El circuito de acondicionamiento es igual al circuito de acondicionamiento de sobre temperatura en la bobina de inducción, por lo que se tiene los mismos criterios para el diseño de la resistencia R201.

Utilizando la ecuación 2.7 y despejando R201 se tiene:

$$R_{201} = \frac{5V \times 10000\Omega}{4V} - 10000\Omega$$

$$R_{201} = 2500\Omega$$

Se escoge un valor estándar de resistencia de $2.7\text{K}\Omega$, para garantizar que la corriente que pasa por el termistor sea baja y evitar pérdidas de potencia en el mismo que puedan afectar la medición de la temperatura.

2.4.2.3 Circuito de acondicionamiento para alarma de sobrevoltaje

En caso de existir sobrevoltaje en las líneas de alimentación que puedan afectar el funcionamiento normal de la cocina, se tiene un circuito de realimentación de voltaje, que permite apagar la cocina cuando esto sucede y evitar mayores daños sobre los elementos de potencia.

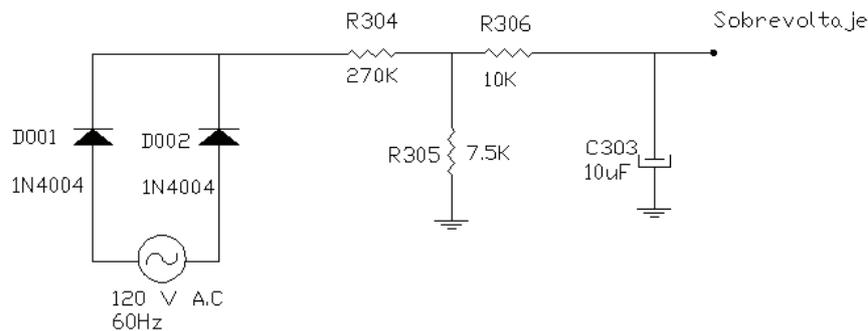


Figura 2.14 Circuito de acondicionamiento para alarma de sobrevoltaje

La señal de realimentación de sobrevoltaje no debe ser mayor a 5 voltios, debido a que esta señal se va a comparar con niveles de voltaje TTL. Se asume que existe sobrevoltaje en la red eléctrica cuando el voltaje exceda en un 15% al valor nominal. Se asume que cuando la cocina funciona normalmente, la señal de realimentación de sobrevoltaje tendrá un valor de 4 Vdc.

El voltaje máximo permitido al cual puede trabajar la cocina se calcula como se indica a continuación:

$$V_{\max} = V_{in} * 1.15$$

$$V_{\max} = 110V * 1.15$$

$$V_{\max} = 126V$$

Para calcular el voltaje de realimentación de sobrevoltaje, se aplica:

$$126V \rightarrow x$$

$$110V \rightarrow 4V$$

$$x = V_{sobrevoltaje} = 4.58V$$

En caso de que el valor de voltaje sea mayor a este, se detecta presencia de sobrevoltaje en la red eléctrica (110V/ 60Hz) y la cocina deja de funcionar.

$$V_{pico_max} = 126 * \sqrt{2}$$

$$V_{pico_max} = 178.2V$$

$$V_{sobrevoltaje} = 4.58V$$

Se asume el valor de la resistencia R304 de 270K Ω para que la corriente sea baja y las pérdidas de potencia en el circuito sean mínimas. El valor de la resistencia R305 se calcula utilizando la ecuación 2.7.

$$V_{Sobrevoltaje} = \frac{V_{pico} * R_{305}}{R_{305} + R_{304}}$$

Despejando R05 se tiene:

$$R_{305} = \frac{4.58v * 270k\Omega}{178.2v - 4.58v}$$

$$R_{305} = 7.12k\Omega$$

Se escoge un valor estándar de R305 igual a 7.5K Ω .

Para disminuir el rizado en la salida del divisor de voltaje se tiene un filtro RC, debido a que esta señal ingresa a un comparador en la siguiente etapa.

Se asume el valor de la resistencia R306 igual a 10K Ω y el valor del capacitor C303 de 10uF, con lo que rizado de voltaje es mínimo.

Se tiene un rectificador de onda completa formado por dos diodos (D001 y D002), los que se dimensionan en base al voltaje pico inverso sobre el diodo y la corriente que circula por el mismo.

$$V_{peak_inv} = 2 * 110 * \sqrt{2}$$

$$V_{peak_inv} = 311V$$

$$I_0 = \frac{V_{pico}}{R_{eq}}$$

$$I_0 = \frac{155.5v}{270K\Omega + 7.5K\Omega}$$

$$I_0 = 0.56mA$$

$$I_{Diodo} = 1.5I_0$$

$$I_{Diodo} = 0.82mA$$

El diodo que cumple con los parámetros de diseño es el diodo 1N4004 y además es uno de los más comerciales.

2.4.3 DETECCIÓN DE ALARMAS

Para que el microcontrolador detecte si existe una alarma por sobre temperatura en el IGBT, sobre temperatura en la bobina de inducción, o por sobrevoltaje, es necesario hacer un arreglo electrónico con el propósito de usar un solo pin del microcontrolador para cualquiera de estas alarmas, ya que de existir cualquiera de estas tres alarmas el sistema se apaga de manera automática.

Cuando las señales de voltaje en cualquiera de los comparadores (Tem_bobina, Tem_IGBT o Sobrevoltaje) sea igual al nivel de voltaje de referencia de cada comparador, las salidas de los comparadores cambian de estado a nivel alto (5 voltios), lo que permite que su respectivo transistor entre en saturación y de esta manera se pone la entrada negativa del comparador U8 en nivel bajo (0 voltios), provocando que en el pin RB2 del microcontrolador se tenga un nivel alto (5 voltios), con lo que se detecta la presencia de cualquiera de las tres alarmas.

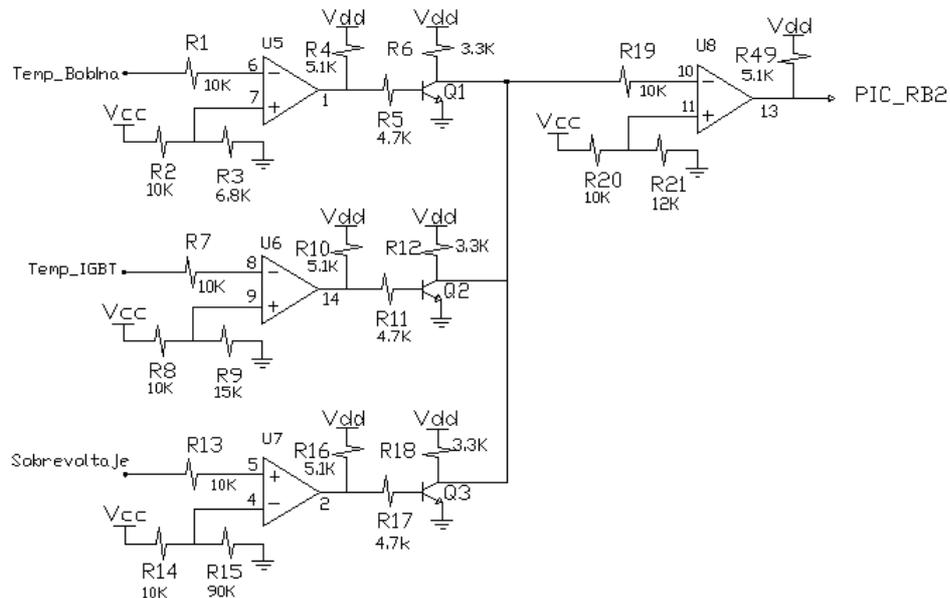


Figura 2.15 Circuito de detección de alarma

En la entrada negativa del comparador U5 se tiene la señal de voltaje del circuito de acondicionamiento del termistor 1, este valor se compara con un voltaje de referencia que ingresa a la entrada positiva del mismo comparador, el cual se obtiene cuando la temperatura de la bobina llega hasta el valor máximo permitido de 150°C, para lo cual se calcula el valor de la resistencia final del termistor a esa temperatura utilizando la ecuación ec 2.10.

$$R_T = 13000 \ell^{1832 \left(\frac{1}{423} - \frac{1}{292} \right)}$$

$$R_T = 1865.19$$

Con el valor de la resistencia final del termistor se calcula el voltaje que se tiene en divisor de tensión del termistor con la ecuación 2.7

$$V_{Tem_Bobina} = \frac{V_{dd} * R_{T1}}{R_{T1} + R_{202}}$$

$$V_{Tem_Bobina} = \frac{5V * 1865.69\Omega}{1865.69\Omega + 2.7K\Omega}$$

$$V_{Tem_Bobina} = 2.04V$$

Este voltaje calculado (V_{Tem_Bobina}) debe ser igual al voltaje de referencia (V_{5+}) que ingresa a la entrada positiva del comparador U5, mediante un divisor de voltaje formado por las resistencias R2 y R3. Se asume R2 igual a $10K\Omega$ y se puede calcular la resistencia R3 usando la ecuación 2.7

$$V_{5+} = \frac{V_{dd} * R3}{R2 + R3}$$

$$2.04 = \frac{5V * R3}{10K\Omega + R3}$$

Despejando R3 se tiene:

$$R3 = 6.6K\Omega$$

Se escoge un valor estándar de R3 igual a $6.8K\Omega$.

Los valores de las resistencias R1, R4, R7, R10, R13, R16 y R49 se seleccionan de acuerdo a la recomendación del fabricante [15].

Las resistencias R4, R10, R16 y R49 se utilizan debido a que las salidas de los comparadores son de colector abierto y se selecciona de acuerdo a la recomendación del fabricante [15].

Los transistores Q1, Q2 y Q3 se saturan correctamente cuando la corriente de base es igual a 1mA. Las resistencias R5, R11, y R17 se calculan de acuerdo al requerimiento de corriente del transistor y el voltaje de base con la ecuación 2.6.

$$R_B = \frac{5V}{1mA}$$

$$R_B = 5K\Omega$$

Se escoge un valor estándar de R5, R11 y R17 igual a $4.7K\Omega$

Se asume el valor de las resistencias R6, R12 y R18 de $3.3K\Omega$, para que la corriente de colector que circula por los transistores sea baja y disminuir pérdidas de potencia en el circuito.

En la entrada negativa del comparador U6 se tiene la señal de voltaje del circuito de acondicionamiento del termistor 2, este valor se compara con un voltaje de referencia que ingresa a la entrada positiva del mismo comparador, el cual se obtiene cuando la temperatura del IGBT llega a un valor máximo permitido de $85^{\circ}C$, para lo cual se calcula el valor de la resistencia final del termistor 2 a esa temperatura utilizando la ecuación ec 2.10.

$$R_T = 13000 \ell^{1832 \left(\frac{1}{358} - \frac{1}{292} \right)}$$

$$R_T = 4093.38$$

Con el valor de la resistencia final del termistor 2 se calcula el voltaje que se tiene en el divisor de tensión del termistor 2 con la ecuación 2.7

$$V_{Tem_IGBT} = \frac{V_{dd} * R_{T2}}{R_{T2} + R_{201}}$$

$$V_{Tem_IGBT} = \frac{5V * 4093.38\Omega}{4093.38\Omega + 2.7K\Omega}$$

$$V_{Tem_IGBT} = 3.01V$$

Este voltaje calculado (V_{Tem_IGBT}) debe ser igual al voltaje de referencia (V_{6+}) que ingresa a la entrada positiva del comparador U6, mediante un divisor de voltaje formado por las resistencias R8 y R9. Se asume R8 igual a $10K\Omega$ y se puede calcular la resistencia R9 usando la ecuación 2.7

$$V_{6+} = \frac{V_{dd} * R9}{R8 + R9}$$

$$3.01 = \frac{5V * R9}{10K\Omega + R9}$$

Despejando R9 se tiene:

$$R_9 = 15K\Omega$$

En la entrada positiva del comparador U7 se tiene la señal de realimentación de sobrevoltaje, este valor se compara con un voltaje de referencia igual al valor de la señal $V_{\text{sobrevoltaje}}$ (4.58V), el cual ingresa a la entrada negativa del mismo comparador, mediante un divisor de voltaje formado por las resistencias R14 y R15. Se asume R14 igual a $10K\Omega$ y se puede calcular la resistencia R15 usando la ecuación 2.7

$$V_{7-} = \frac{V_{dd} * R15}{R14 + R15}$$

$$4.58 = \frac{5V * R15}{10K\Omega + R15}$$

Despejando R15 se tiene:

$$R15 = 109K\Omega$$

Se escoge un valor estándar de R15 igual a $110K\Omega$.

En la entrada negativa del comparador U8 se tiene dos niveles de voltaje, nivel alto (5 voltios) cuando no se detecta ninguna de las alarmas y nivel bajo (0 voltios) cuando se produce una alarma o varias a la vez.

En la entrada positiva del comparador U8 se tiene un voltaje de referencia que permite cambiar de estado la salida, cuando exista un cambio de nivel de voltaje en la entrada negativa del mismo comparador.

Mediante un divisor de voltaje formado por las resistencias R20 y R21 se obtiene el voltaje de referencia, el cual se asume igual a 2.5V con el propósito de detectar el cambio de estado en la entrada negativa. Los valores de las resistencias R20 y R21 se asumen igual a $10K\Omega$ para que el voltaje en el divisor sea la mitad que el de la fuente de alimentación ($V_{dd}/2$), es decir, 2.5 V.

2.4.4 CIRCUITO DE BARRIDO DE TECLADO

Mediante el teclado matricial de ocho teclas (2 x 4, dos filas y cuatro columnas). Para manipular el teclado usando el microcontrolador es necesario tener líneas de entrada y líneas de salida, en este caso las líneas de entrada se conectan a las columnas y las líneas de salida se conectan a las filas (se puede seleccionar los diferentes tipos de funcionamiento que tiene el sistema).

El microcontrolador PIC16F876A acepta una corriente máxima de entrada de 25 mA en cada pin según las especificaciones eléctricas del fabricante [16], tomando en cuenta esta especificación se trabaja con una corriente de 1mA.

La siguiente figura muestra el circuito de barrido del teclado matricial.

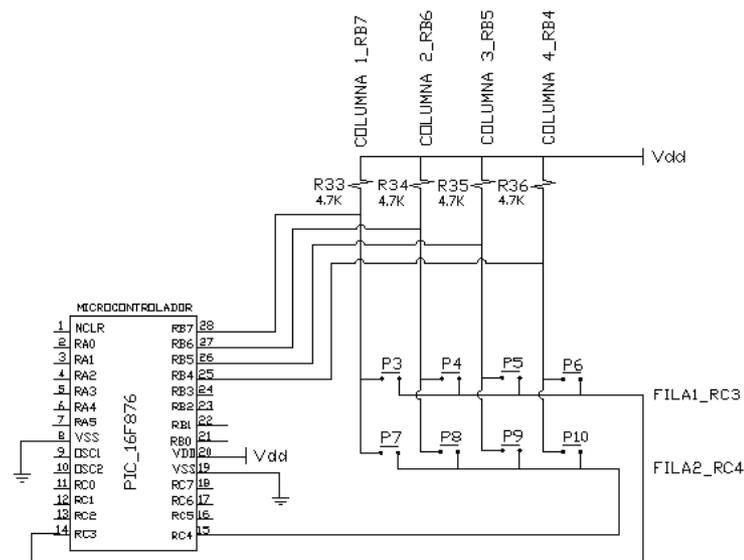


Figura 2.16 Circuito de barrido del teclado matricial

Las resistencias R33, R34, R35 y R36 colocadas entre Vdd y cada columna de pulsadores se encargan de limitar la corriente que ingresa a los pines RB4 a RB7 del microcontrolador PIC 16F876A.

Si

$$I = 1mA$$

Se calcula el valor de las resistencias utilizando la ecuación 2.6

$$R = \frac{V_{dd}}{I}$$

$$R = \frac{5V}{1mA}$$

$$R = 5K\Omega$$

Se escoge el valor estándar de las resistencias:

$$R33 = R34 = R35 = R36 = 4.7K\Omega$$

Para que el teclado funcione, el microcontrolador PIC16f876A utiliza una subrutina que permite el barrido del teclado matricial, utilizando los pines desde RB4 a RB7 para las columnas y los pines RC3 y RC4 para las filas, al presionar una tecla el estado del pin cambia y de esta forma el microcontrolador detecta que tecla se pulsó.

2.4.5 ETAPA DE VISUALIZACIÓN

Para la visualización de la información del sistema se utilizó dos displays de siete segmentos y siete leds con el objeto de facilitar al usuario el uso del sistema.

Para el manejo de los displays y los leds sería necesario utilizar 21 pines del PIC 16f876A, sin embargo no resulta conveniente ya que estos pines se podrían utilizar para realizar otras funciones. Por lo que se utiliza un registro de desplazamiento 74LS164 el que permite el uso de cinco pines del PIC para el manejo de toda la etapa de visualización. Mediante el microcontrolador se genera una señal de reloj y el envío de datos se lo realiza en forma serial, los cuales ingresan a los pines clock y data del circuito integrado 74LS164 respectivamente.

Para el barrido de los leds indicadores y displays, se tiene los respectivos pines de control RC5, RC6 y RC7 que activan de manera alternada cada display y el arreglo de leds en base a una subrutina del microcontrolador.

En la Figura 2.17 se presenta el diagrama de conexión del circuito de visualización.

$$I_{\max} = 45mA$$

Utilizando la ecuación 2.6 se tiene.

$$V = I_{\max} * R$$

$$R = \frac{V}{I_{\max}}$$

$$R = \frac{5V}{45mA}$$

$$R = 111.1\Omega$$

Se escoge el valor estándar de las resistencias:

$$R41 = R42 = R43 = R44 = R45 = R46 = R47 = R48 = 150\Omega$$

La habilitación de los displays y de los diodos leds se realiza con transistores 2N3906 trabajando en estado de corte y saturación, cuando el nivel lógico de la base del transistor es 1L (5V) este se encuentra en corte (apagado), de la misma manera cuando existe un 0L (0V) este se encuentra en saturación (encendido), de esta manera se logra que la corriente requerida en el display sea entregada por la fuente y no por el microcontrolador.

Las resistencias R37, R38, y R39 se calculan de acuerdo al requerimiento de corriente del transistor y el voltaje de base. Cada display está formado por 7 leds, que tiene un consumo total de corriente de 105 mA (7 x 15mA).

El transistor a utilizar es el 2N3906 PNP con un beta (β) de 100, el Vdd es de 5V.

Cálculo de la corriente I_B :

$$I_B = \frac{I_C}{\beta}$$

$$I_B = \frac{105mA}{100}$$

$$I_B = 1.05mA$$

Con el valor de la corriente requerida para la saturación del transistor 2N3906 se calcula el valor de las resistencias de base, utilizando la ecuación 2.6.

$$R_B = \frac{V_B}{I_B}$$

$$R_B = \frac{5V}{1.05mA}$$

$$R_B = 4761\Omega$$

Se escoge un valor estándar de R37, R38 y R39 igual a 4.7K Ω

CAPITULO 3

DESARROLLO DEL PROGRAMA DE CONTROL

En el presente capítulo se describe detalladamente el programa de control del microcontrolador, encargado de la selección y visualización de los diferentes niveles de potencia, sistemas de alarma en caso de mal funcionamiento de la cocina, para evitar daños en el sistema, y un temporizador que permite seleccionar diferentes tiempos de cocción.

El compilador usado para la programación del microcontrolador fue el Microcode Studio Plus – PIC Basic Pro 2.45 de Mecanique.

3.1 DIAGRAMA DE BLOQUES DEL SISTEMA MICROPROCESADO

De manera general en Figura 3.1 se muestra los periféricos de entrada y salida, realimentación de corriente y señales de control.

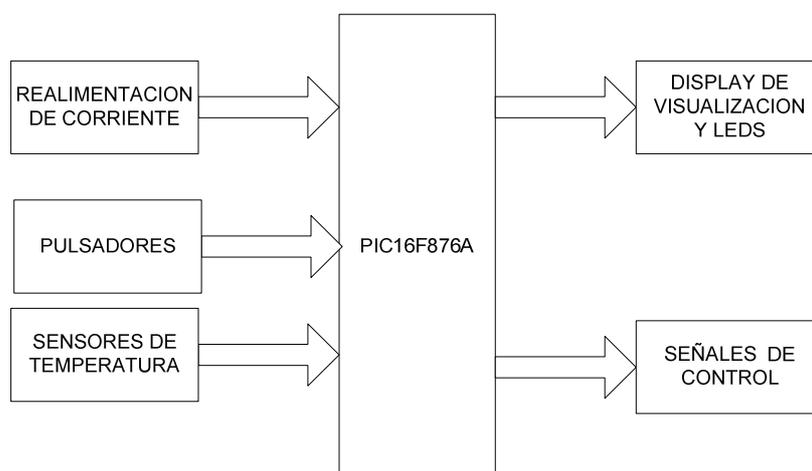


Figura 3.1 Arquitectura del programa de control

Como periférico de entrada se tiene ocho pulsadores que mediante barrido permite realizar diferentes acciones de control y el ingreso de datos, como seleccionar

directamente niveles de temperatura o potencia para diversos tipos de cocción, se tiene también una opción para selección de timer, otro pulsador que permite iniciar o cancelar el timer en cualquier instante, además dos pulsadores que permiten incrementar o decrementar el tiempo del timer o los niveles de temperatura, dependiendo del modo de funcionamiento en el que se encuentre en ese instante .

En una de las entradas se tiene un pulsador principal, que es el encargado del encendido y apagado de la cocina.

Entre las señales de control se tiene: una señal que permite encender o apagar todo el sistema ya que este puede habilitar o suspender la generación de pulsos en la etapa de disparo. Se tiene una salida PWM de alta frecuencia, la cual puede variar su frecuencia según el nivel de potencia seleccionado. Se necesita un voltaje de referencia para poder controlar la corriente de entrada y la potencia, ya que no se tiene una salida analógica en el microcontrolador, se utilizó algunas salidas las cuales se acondicionaron para obtener varios niveles de voltaje.

La realimentación de corriente ingresa a una de las entradas analógicas, para que el microcontrolador pueda tomar diferentes acciones de control, como generar los pulsos para que el sistema entre en resonancia ó proteger el sistema en caso de sobrecorriente.

Para la visualización se tiene dos displays de siete segmentos, que permiten visualizar la temperatura o el nivel de potencia a la cual trabaja la cocina, cuando se selecciona el timer se visualiza el tiempo actual, además se tiene diodos led que indican si está o no encendida la cocina, los niveles de temperatura o potencia y el estado del timer (si está o no activo).

Se tiene también una entrada para detectar fallas de la cocina que puedan darse por los siguientes casos: sobre temperatura en IGBT, sobre temperatura en bobina de inducción, o sobre voltaje en la red. Cuando se produce uno de estos eventos el microcontrolador apaga inmediatamente la cocina.

3.1.1 RECURSOS UTILIZADOS POR EL MICROCONTROLADOR

Para la selección del microcontrolador se tuvo en cuenta el total de entradas y salidas que se requieren para que todo el sistema funcione de forma óptima.

Se seleccionó el PIC16F876A que con 28 pines, es suficiente para conectar todos los periféricos, y realizar las acciones de control.

En la Tabla 3.1 se tiene en forma resumida el uso de los pórtilos y cada uno de sus pines.

Tabla 3.1 Recursos Utilizados del Microcontrolador

PORTICO	DISTRIBUCION DE PINES	DESCRIPCION
PORTICO A	RA ₀	Realimentación de Corriente
	RA ₁ , RA ₂ , RA ₃ , RA ₄ , RA ₅	Voltaje de Referencia
PORTICO B	RB ₀ , RB ₁	Envío de datos para visualización
	RB ₂	Entrada en caso de fallas
	RB ₃	Pulsador de encendido y apagado
	RB ₄ , RB ₅ , RB ₆ , RB ₇	Barrido de teclado
PORTICO C	RC ₀	Habilitación o suspensión de pulsos
	RC ₁	Ventilador
	RC ₂	Salida PWM
	RC ₃ , RC ₄	Barrido de teclado
	RC ₅	Habilitación de dispaly_unidad
	RC ₆	Habilitación de display_decena
	RC ₇	Habilitación de leds

Como puede observarse en la Tabla 3.1 se ha utilizado todos los pórticos del microcontrolador. El cristal utilizado es de 8 MHz, porque se necesita que el PWM trabaje a altas frecuencias, también que el envío de datos a los displays sea rápido, puesto que se los envía de forma serial a través de un registro de desplazamiento. Otro de los motivos es que las acciones de control puedan realizarse rápidamente, para que el sistema entre a resonancia, en especial cuando este arranca.

3.2 PROGRAMA DEL MICROCONTROLADOR

La estructura general del programa está basado en un programa principal, encargado de generar las señales de control, visualización de los niveles de potencia o estado del timer, y escaneo de los pulsadores para el ingreso de datos. Se tiene también una subrutina esencial para el funcionamiento del sistema, encargado del control de corriente. Y por último una interrupción generada por el timer cuando esta es habilitada.

A continuación se describe detalladamente cada una de las partes del programa con su respectivo diagrama de flujo.

3.2.1 PROGRAMA PRINCIPAL

En esta parte del programa se configuran los registros necesarios que se van a utilizar para el funcionamiento de la cocina, es decir se debe: configurar los pórticos según la necesidad ya sea como entradas o salidas, configurar el registro ADCON1 para tener una entrada analógica, y el resto de las salidas digitales, configurar los registros del PWM para que pueda inicializar con los parámetros deseados. En esta parte también se realiza la declaración de variables de usuario utilizados en la programación.

El programa principal tiene un lazo que revisa el pulsador power, que permite encender o apagar la cocina, si la cocina está encendida verifica el estado de algunas variables y bits de control para continuar o apagar la cocina, si los parámetros de funcionamiento son normales, seguidamente realiza el barrido de

teclado que permite el ingreso de datos para la selección de potencias y tiempo del timer, continua con el envío de datos en orden secuencial, para los displays y los leds, una vez terminada estas acciones regresa al inicio del lazo.

Cuando el pulsador power está presionado, el programa salta a otro lazo en donde se verifica si la cocina estuvo encendida anteriormente, y dependiendo de esta condición el programa apaga el sistema, configurando los registros y variables en modo de apagado y regresa al programa principal. Si la cocina estaba apagada se configuran los registros y variables para encender la cocina, empezando con la activación del ventilador, configurando el PWM y la entrada analógica, en esta parte del programa se verifica la presencia o no de la olla, mediante la realimentación de corriente. Si la olla esta sobre la cocina continúa el programa para que el circuito entre en resonancia y regresa al lazo principal, si no está sobre la cocina el programa salta a otro lazo para mantener la cocina en modo de espera (stand_by) y se mantiene entre este lazo y el lazo anterior activando los leds de manera intermitente hasta detectar la presencia de la olla.

Dentro del lazo principal se tiene el barrido de teclado el cual permite seleccionar directamente los diferentes niveles de potencia, también se tiene pulsadores para activar el timer, incrementar y decrementar los tiempos o los niveles de potencia, una vez realizadas estas acciones regresa al programa principal.

En cada nivel de potencia seleccionado, el programa configura los registros para cambiar la potencia, cambia los datos de visualización y regresa al lazo principal.

Cuando se selecciona las opciones incrementar o decrementar, el programa verifica si se presionó anteriormente el pulsador timer, para incrementar o disminuir el nivel de temperatura o el valor del tiempo en el timer, de igual forma sucede cuando se quiere decrementar el nivel de potencia. Para cada variable se fijó límites que no excedan estos valores tanto en los niveles de potencia, como el tiempo que se pueda cargar en el timer y evitar de esta forma el mal funcionamiento de la cocina.

Al escoger la opción timer, se configura los registros del timer y se cambia los datos de visualización, en este modo se puede seleccionar el tiempo de cocción. Una vez seleccionado el tiempo del timer, con la ayuda de un pulsador se puede iniciar o cancelar la cuenta. El propósito del timer es apagar automáticamente la cocina en un tiempo determinado.

Otro de los lazos de control dentro del programa principal es el que está encargado de evitar los rebotes cuando se tiene presionado un pulsador.

A continuación se presenta los diagramas de flujo del programa principal y todas sus partes.

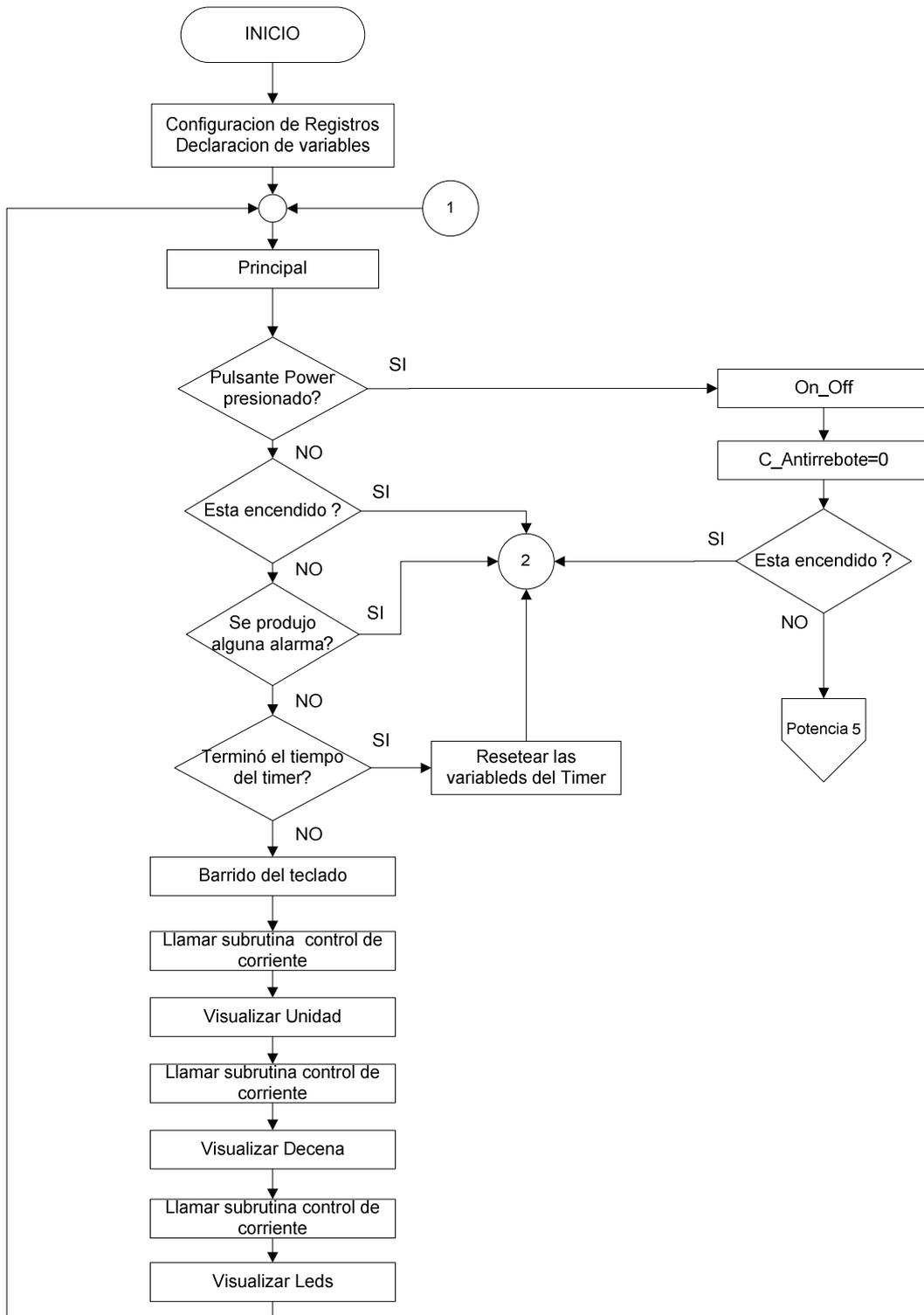


Figura 3.2 Programa Principal, parte_1

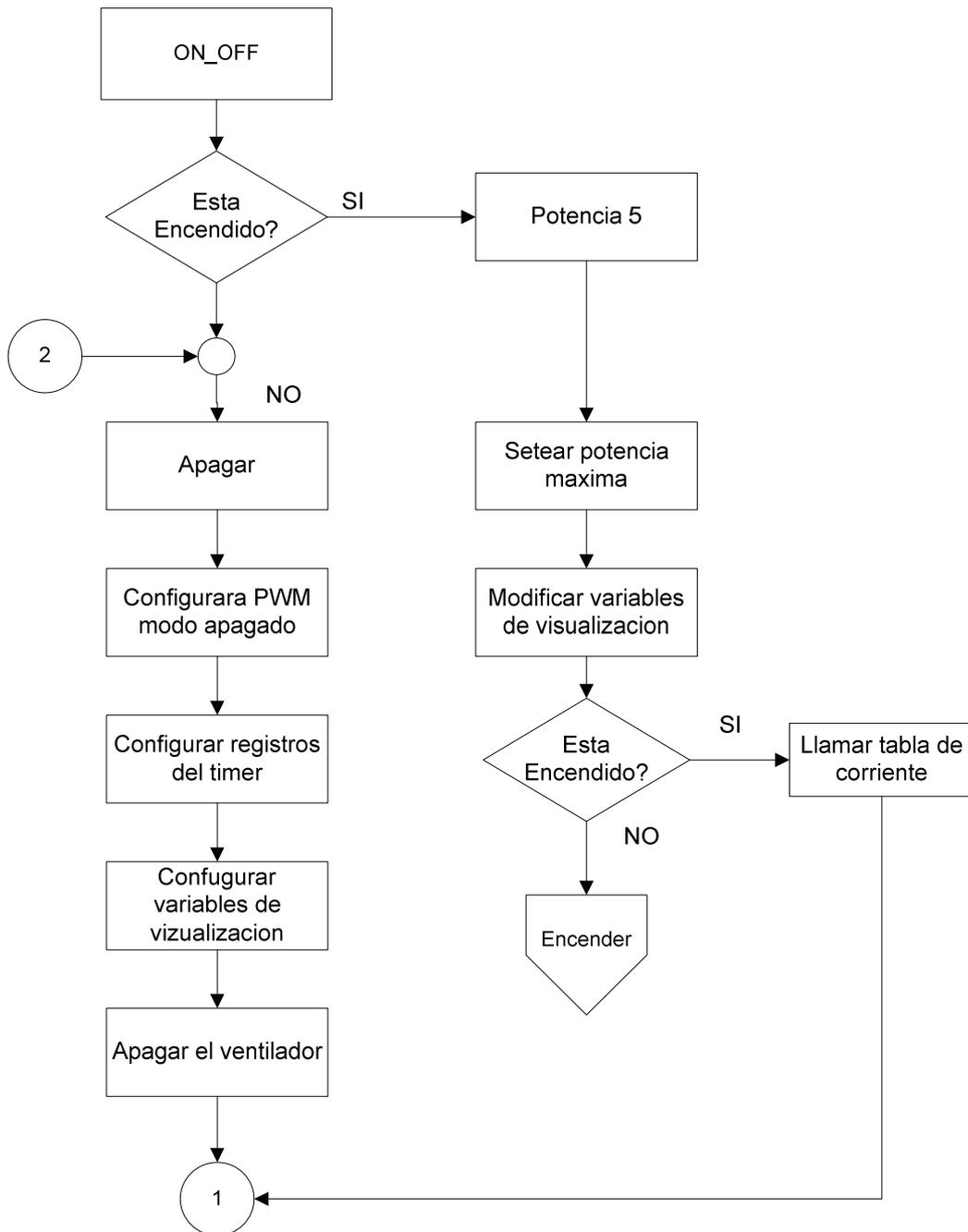


Figura 3.3 Programa Principal, parte_2

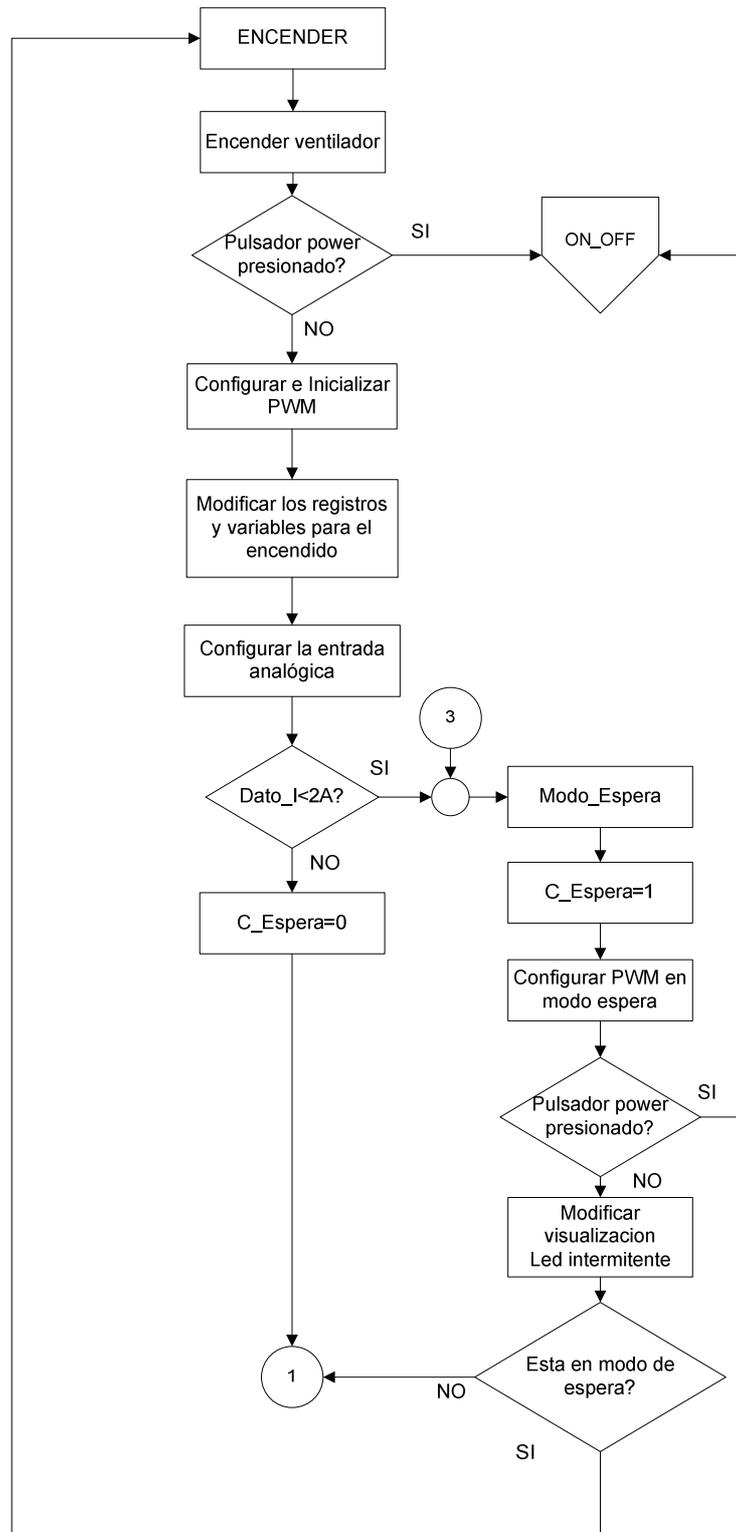


Figura 3.4 Programa Principal, parte_3

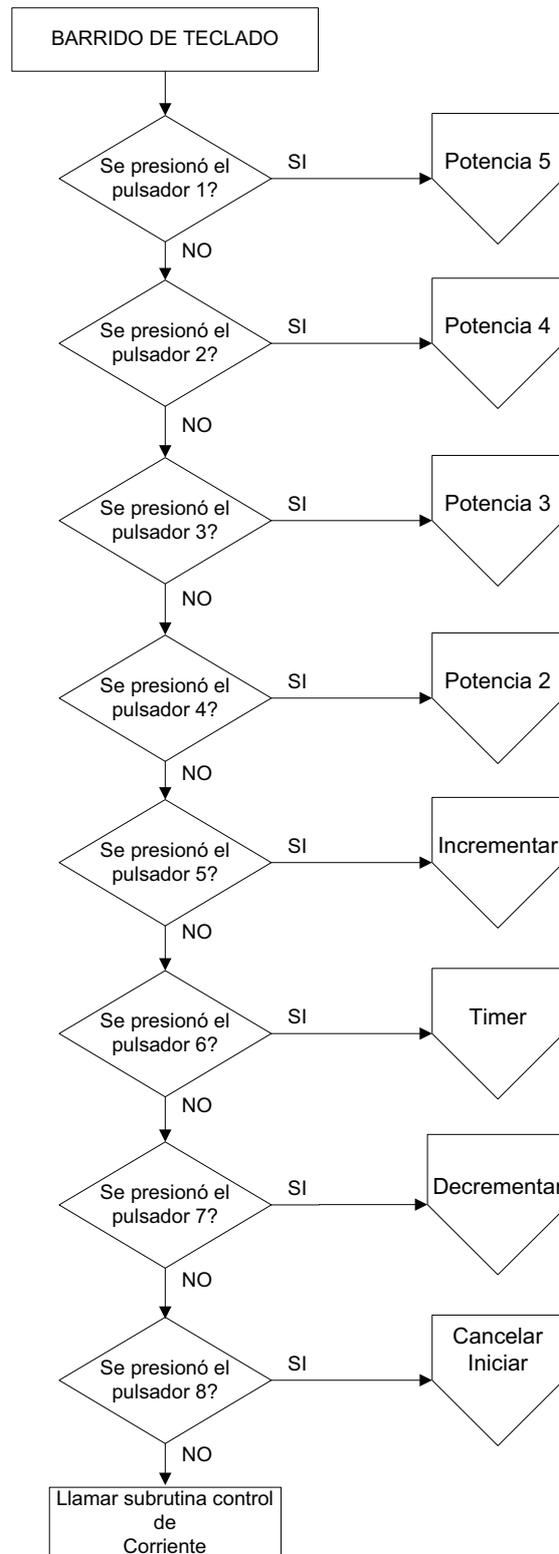


Figura 3.5 Programa Principal, parte_4

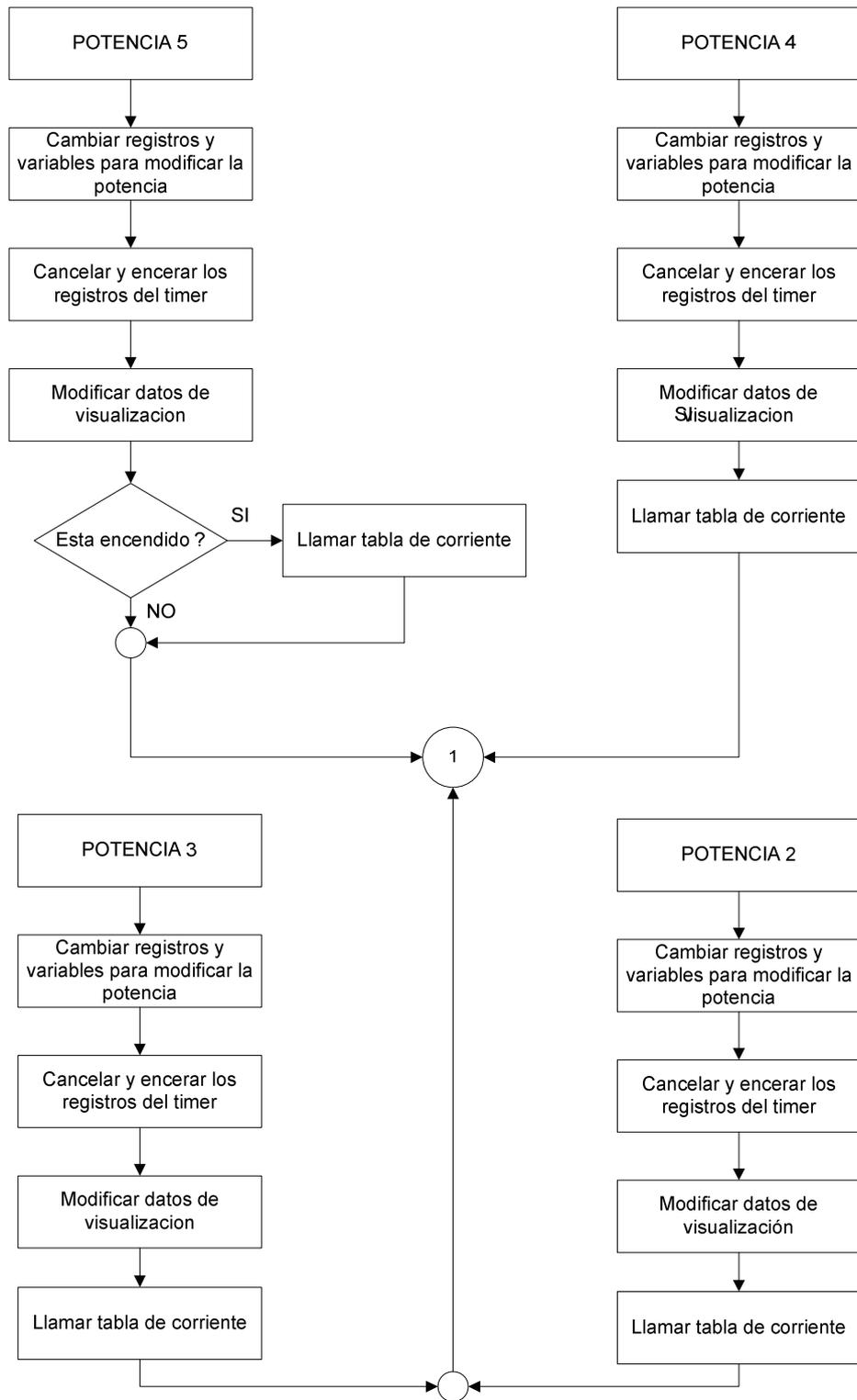


Figura 3.6 Programa Principal, parte_5

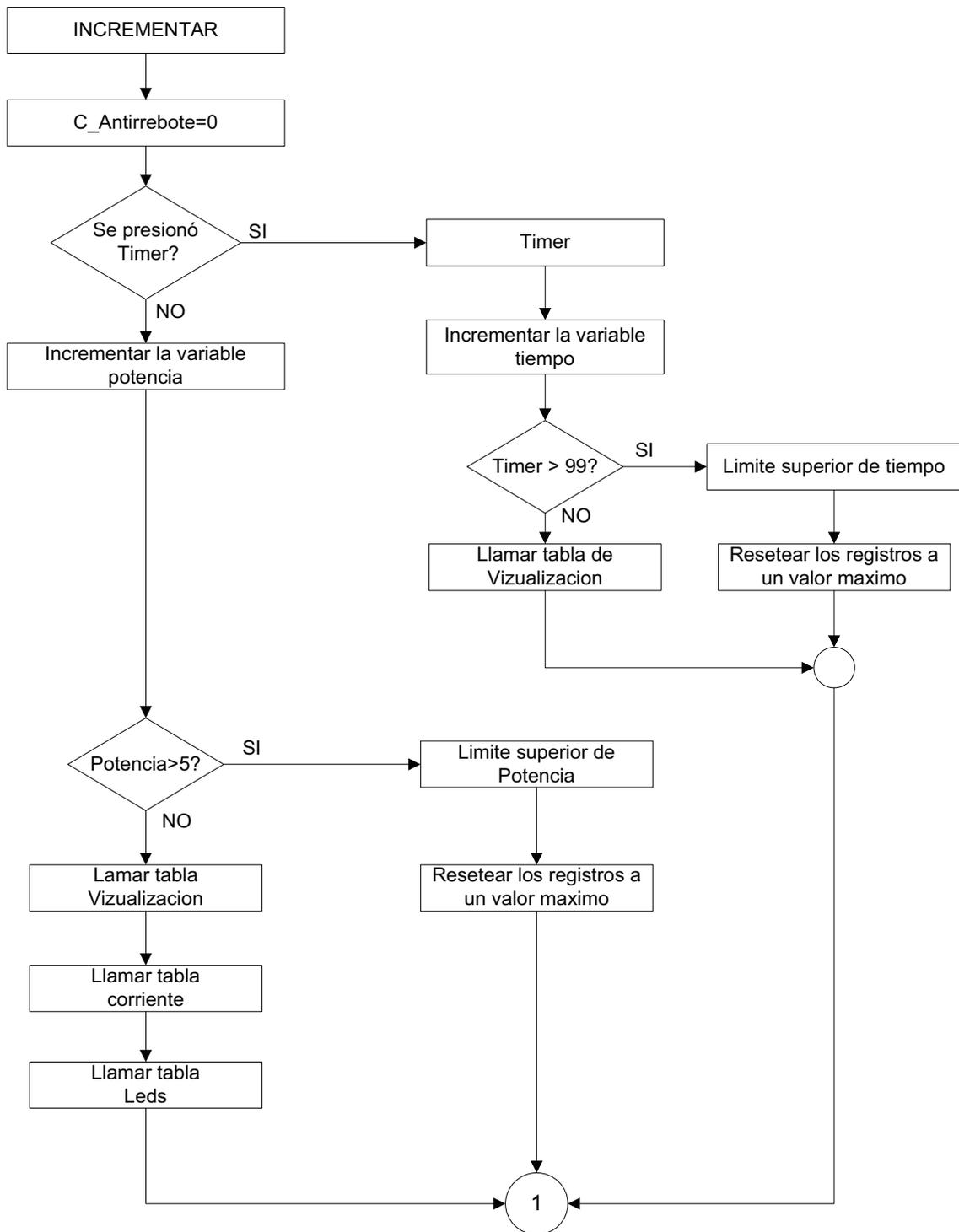


Figura 3.7 Programa Principal, parte_6

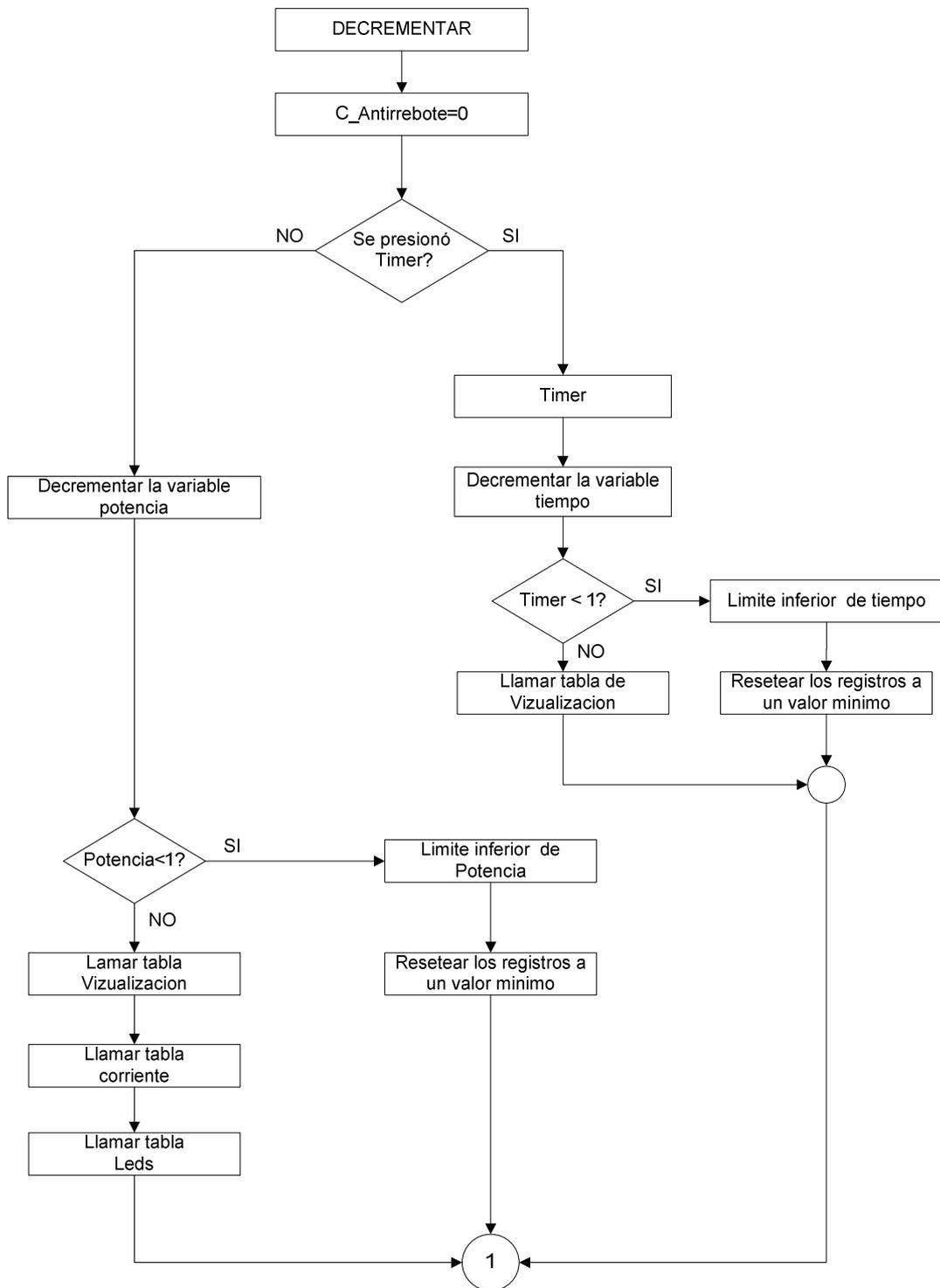


Figura 3.8 Programa Principal, parte_7

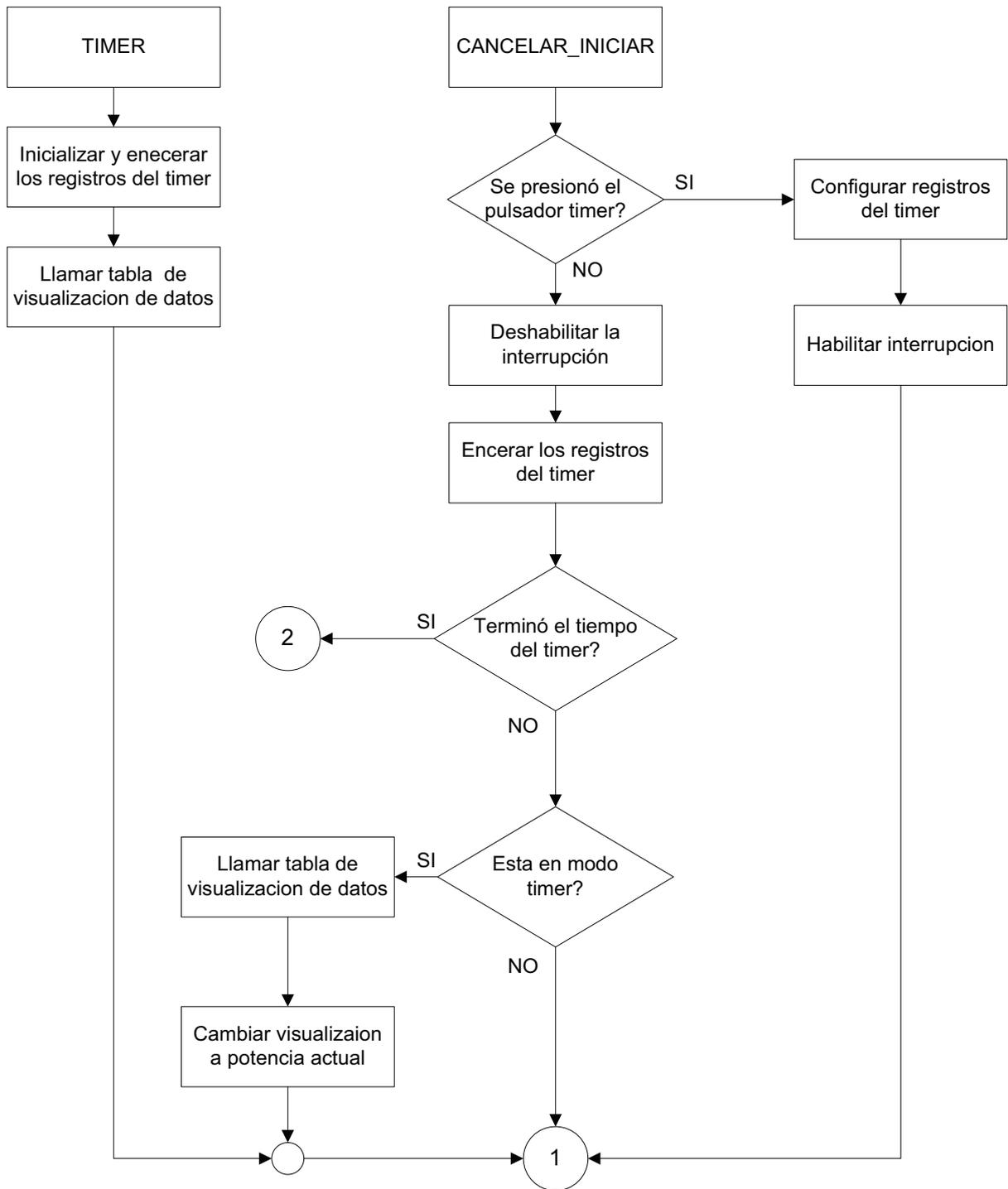


Figura 3.9 Programa Principal, parte_8

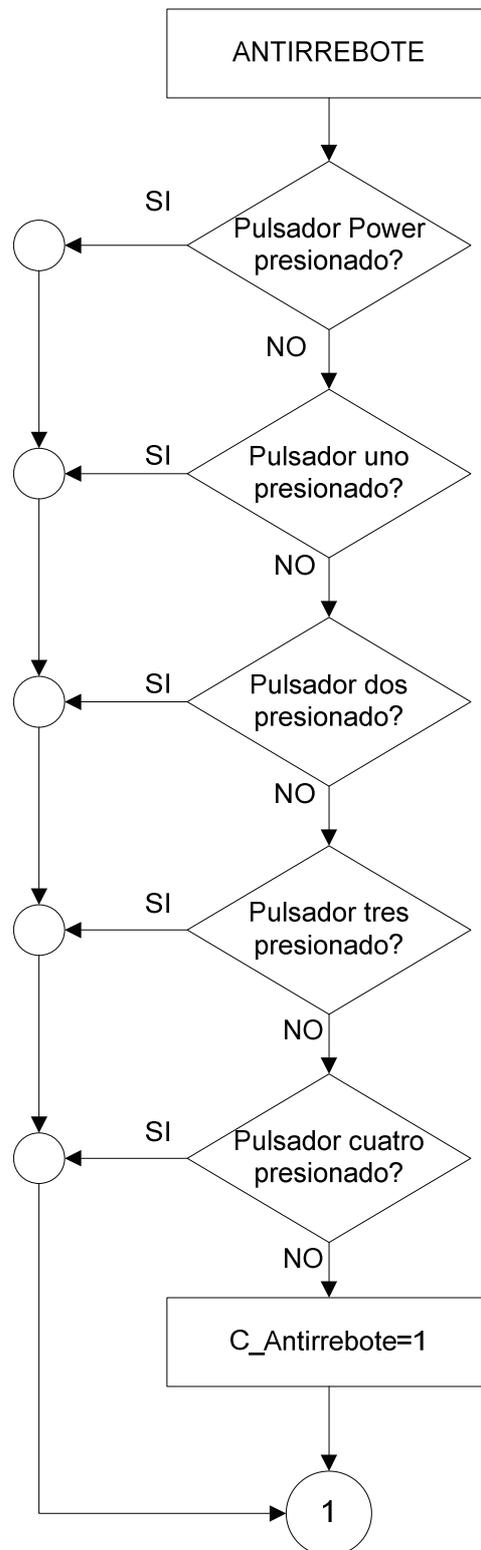


Figura 3.10 Programa Principal, parte_9

3.2.2 SUBRUTINAS

Dentro del programa del microcontrolador se tiene una subrutina que es esencial para el funcionamiento de la cocina denominada control de corriente, su función principal es lograr que el circuito entre en resonancia, especialmente cuando se inicializa el sistema ajustando gradualmente la frecuencia mediante el control de corriente a la entrada de todo el sistema de calentamiento.

Una vez que se tiene el dato del conversor analógico, este se compara con diferentes valores de referencia que permite realizar diferentes acciones de control, tales como:

- Apagar la cocina cuando exista sobrecorriente.
- Detectar la presencia de la olla.
- Ajustar gradualmente la frecuencia cuando se cambie los niveles de potencia.

En la Figura 3.11 se muestra el diagrama de flujo de la subrutina y los valores de referencia de la corriente que se obtuvieron en base a pruebas de funcionamiento.

3.2.3 INTERRUPCION

Para el funcionamiento del temporizador son habilitadas la interrupción general y la interrupción en caso de desbordamiento del timer. Cada vez que se produce un desbordamiento el programa entra a la interrupción, en donde se incrementa una de las variables hasta que el valor de la misma sea igual al valor cargado en el timer, cuando esto sucede dentro de la interrupción se modifica uno de los registros, para que en programa principal sea identificado y apague la cocina inmediatamente.

En la Figura 3.12 se muestra el diagrama de flujo la interrupción.

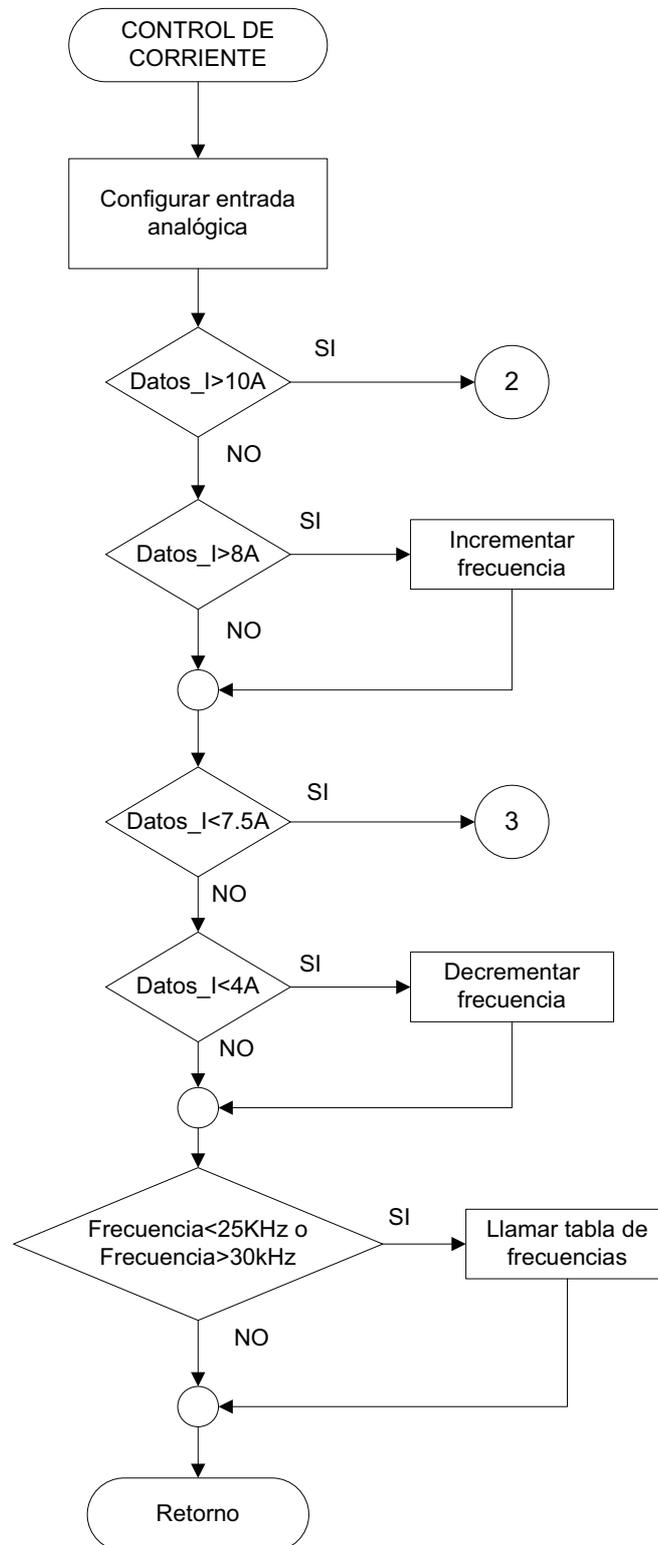


Figura 3.11 Subrutina control de corriente

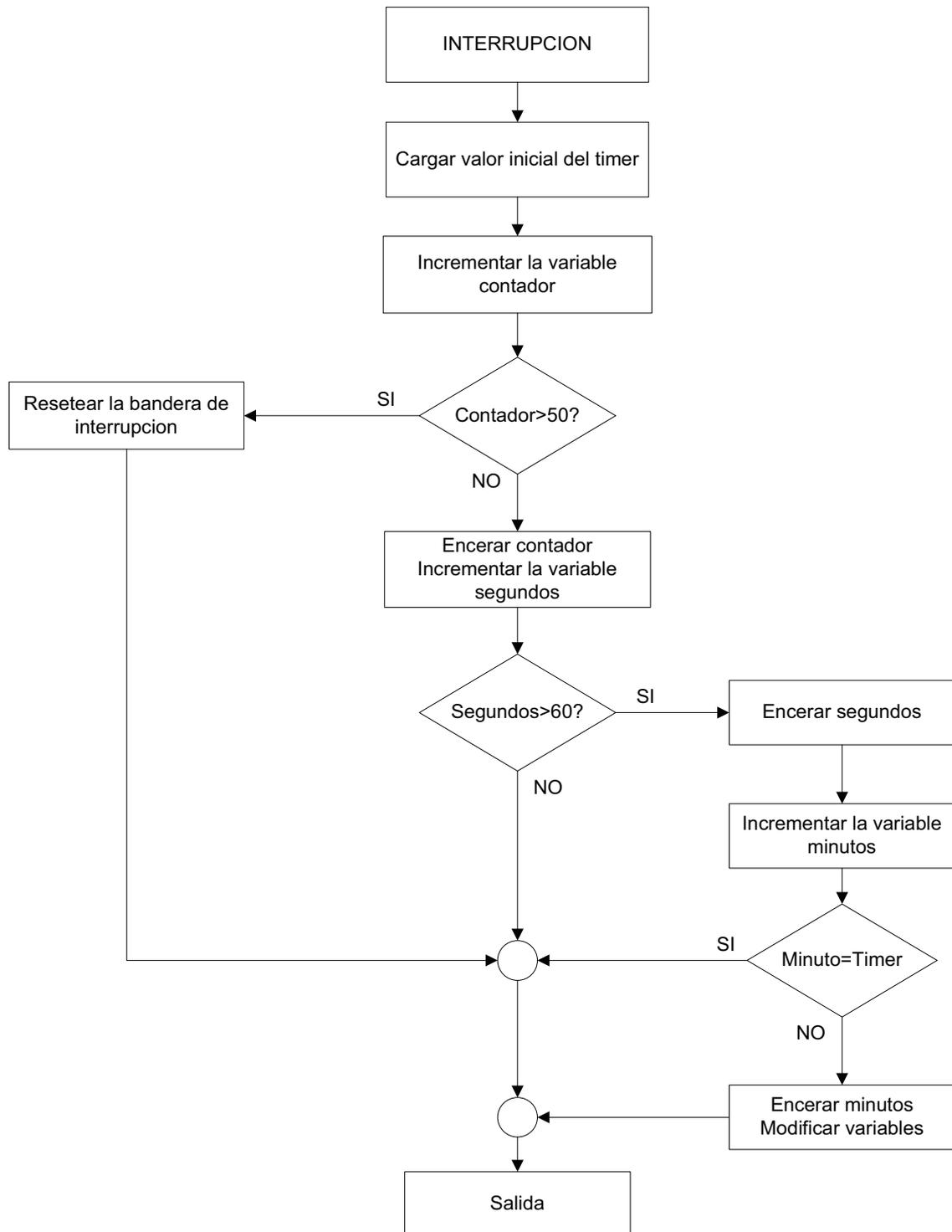


Figura 3.12 Interrupción del Timer

CAPITULO 4

PRUEBAS Y RESULTADOS

En el presente capítulo se realiza un estudio comparativo entre el prototipo de la cocina de inducción electromagnética, una cocina de inducción comercial, una cocina eléctrica de resistencia y una cocina a gas (GLP) con el propósito de demostrar la eficiencia de cada una de estas cocinas para determinar la factibilidad del uso de las cocinas de inducción en el Ecuador y cumplir con los objetivos planteados.

4.1 PRUEBA DE DE FUNCIONAMIENTO DEL PROTOTIPO

Las pruebas realizadas en el prototipo determinaron los resultados que se describen detalladamente a continuación:

4.1.2 DETERMINACION DE PARAMETROS ELECTRICOS

Se realizaron pruebas de funcionamiento del prototipo de la cocina de inducción para determinar los parámetros eléctricos de funcionamiento para los diferentes niveles de potencia, para lo cual se utilizó un multímetro con las siguientes características:



Figura 4.1 Analizador de Carga

- Marca: LEM
- Modelo: HEME ANALYST 2060
- Programable para la adquisición automática de datos de: Potencia (kW, KVA), Potencia reactiva (kVAR), Factor de potencia y Energía (kWhr).
- Analizador de armónicos y distorsión armónica total.

En la Tabla 4.1 se tiene los resultados obtenidos de voltaje, corriente, potencia, factor de potencia para los diferentes niveles de potencia a los cuales puede trabajar la cocina.

Tabla 4.1 Niveles de potencia del prototipo

Niveles de potencia	Corriente de línea [A]	Potencia [KW]	Factor de Potencia	Voltaje RMS [V]
P5	8.42	0.943	0.997	114
P4	7.72	0.843	0.996	114
P3	6.79	0.776	0.996	114
P2	6.34	0.728	0.995	114
P1	5.85	0.673	0.995	114

Las pruebas se realizaron utilizando una olla de hierro enlozado. Para desarrollar la potencia máxima es indispensable que olla esté centrada sobre la placa vitrocerámica, de lo contrario la potencia disminuye y de igual forma la corriente de entrada.

La potencia máxima que se pudo obtener es 0.943KW, esto debido a que al ensamblar la cocina en el mueble metálico, la bobina de inducción no se encuentra a la distancia exacta de la base de olla, lo que influye para que la potencia disminuya un poco y no sea exactamente igual a 1 KW.

4.1.2 PRUEBAS DE FUNCIONAMIENTO CONTINUO

Otra de las pruebas que se realizar en la cocina es determinar la temperatura máxima del disipador del IGBT. Cuando se realizaron la pruebas en placas se midió la temperatura del disipador, cuando trabajaba continuamente a la potencia máxima la temperatura era de 80°C, y no se tenía ningún inconveniente, sin embargo al ensamblar las placas en el mueble, se tuvo un tiempo máximo de funcionamiento de 5 minutos. Por este motivo se tuvo que setear un nuevo valor de temperatura para que el funcionamiento sea continuo. Al medir el nuevo valor de temperatura en el disipador, este alcanzaba 90° C cuando la cocina funcionaba de manera continua. Esto es posible puesto que las especificaciones técnicas del IGBT permiten que pueda trabajara hasta 100° C cuando circula una corriente de hasta 25 Amperios.

4.2 APARATOS E INSTRUMENTOS UTILIZADOS EN LAS PRUEBAS

Para realizar las pruebas de eficiencia de todas las cocinas se utilizaron los aparatos e instrumentos que se describen a continuación con sus principales características:

Prototipo de la cocina de inducción.



Figura 4.2 Prototipo de la cocina de inducción

Potencia: 1000 Watts

Voltaje: 110 Voltios, 60 Hz

Corriente: 8.2 Amperios

Cocina de inducción Comercial

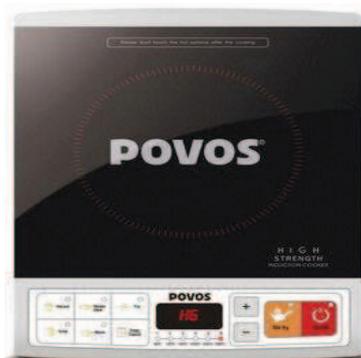


Figura 4.3 Cocina de inducción comercial

Marca: Povos

Potencia nominal: 1000 Watts

Voltaje: 110 V, 60 Hz

Cocina de resistencia.



Figura 4.4a Cocina de Resistencia



Figura 4.4b Datos de palca

Marca: HACEB

Potencia nominal: 1100 Watts

Voltaje: 110V, 60 Hz

Cocina a gas



Figura4.5a Cocina a gas



Figura4.5b Datos de placa

Marca: HACEB dos quemadores

Combustible: GLP

Potencia a condiciones estándar: 3300 Watts

Potencia máxima de un solo quemador: 1.65 KW

Presión de suministro: 29 mbar

Gasómetro



Figura 4.6 Gasómetro

Marca: Metrex

Q_{\max} : 2.5 m³/h

Q_{\min} : 0.016m³/ h

Apreciación: 0.2 lt

Manómetro



Figura 4.7 Manómetro

Marca: MARSH

Capacidad: 35 in columna de agua

Apreciación: 1 in columna de agua

Balanza



Figura 4.8a Balanza Electrónica



Figura 4.8b Datos de placa

Marca: M° TEX

Capacidad: 20Kg

Apreciación: 10g

Multímetros



Figura 4.9 Analizador de Carga

- Marca: LEM
- Modelo: HEME ANALYST 2060
- Programable para la adquisición automática de datos de: Potencia (kW, KVA), Potencia reactiva (kVAR), Factor de potencia y Energía (kWh).
- Analizador de armónicos y distorsión armónica total.

Termómetros Digitales



Figura 4.10 Termómetro Digital

Marca: FLUKE

Modelo: 53II

Tipo de termocupla: Tipo K

Apreciación: 0.1° C

Recipientes

Ollas y sartenes de hierro enlozado.

4.3 PRUEBA DE EFICIENCIA DEL PROTOTIPO DE LA COCINA DE INDUCCION PARA LOS DIFERENTES NIVELES DE POTENCIA

Para realizar esta prueba se requiere hervir un litro (1000cm³) de agua desde la temperatura ambiente hasta una temperatura igual a 90° C, utilizando los diferentes niveles de potencia.

El procedimiento utilizado para esta prueba es tomar el tiempo que se demora en hervir la misma cantidad de agua pero en los diferentes niveles de potencia. Los valores obtenidos en esta prueba se muestran en la Tabla 4.2.

Tabla 4.2 Resultado de potencia y tiempo para hervir un litro de agua

Nivel de potencia	Potencia [KW]	T° inicial[°C]	T° final [°C]	Tiempo [min]
P5	0.943	20	90	7.12
P4	0.884	18	90	7.78
P3	0.776	17	90	8.83
P2	0.728	19.5	90	9.26
P1	0.673	17	90	10.28

Con los valores obtenidos en la Tabla 4.2 se puede calcular la energía que consume la cocina y la eficiencia para hervir un litro de agua en los diferentes niveles de potencia.

4.3.1 CALCULO DE LA ENERGIA CONSUMIDA POR LA COCINA PARA HERVIR UN LITRO DE AGUA

Para el cálculo de la energía consumida se utilizó la ecuación 4.1 para obtener la energía en KW/h

$$Q = P * tiempo \quad \text{ec: 4.1}$$

$$Q_{P5} = 0.943 \times 7.12 \text{ min} \times \frac{1h}{60 \text{ min}} = 0.112 \text{ Kwh}$$

$$Q_{P4} = 0.884 \times 7.78 \text{ min} \times \frac{1h}{60 \text{ min}} = 0.114 \text{ Kwh}$$

$$Q_{P3} = 0.776 \times 8.83 \text{ min} \times \frac{1h}{60 \text{ min}} = 0.114 \text{ Kwh}$$

$$Q_{P2} = 0.728 \times 9.26 \text{ min} \times \frac{1h}{60 \text{ min}} = 0.112 \text{ Kwh}$$

$$Q_{P1} = 0.673 \times 10.28 \text{ min} \times \frac{1h}{60 \text{ min}} = 0.115 \text{ Kwh}$$

De esta forma se obtiene la energía consumida para cada una de las potencias y como se puede observar no existe una gran variación para hervir la misma cantidad de agua en los diferentes niveles de potencia.

4.3.2 CALCULO DEL CALOR REQUERIDO PARA HERVIR UN LITRO DE AGUA

Para el cálculo teórico del calor requerido para hervir un litro de agua se utilizó la ecuación 4.2

$$Q = m * cp * \Delta t \quad \text{ec: 4.2}$$

Donde:

m = masa de la sustancia a calentar

c_p = capacidad calorífica del cuerpo

Δt = variación de la temperatura

$$Q_5 = 1Kg * 1 \frac{Kcal}{Kg \text{ } ^\circ C} (90 - 20) = 70Kcal$$

$$Q_4 = 1Kg * 1 \frac{Kcal}{Kg \text{ } ^\circ C} (90 - 18) = 72Kcal$$

$$Q_3 = 1Kg * 1 \frac{Kcal}{Kg \text{ } ^\circ C} (90 - 17) = 73Kcal$$

$$Q_2 = 1Kg * 1 \frac{Kcal}{Kg \text{ } ^\circ C} (90 - 19.5) = 71.5Kcal$$

$$Q_1 = 1Kg * 1 \frac{Kcal}{Kg \text{ } ^\circ C} (90 - 17) = 73Kcal$$

El calor requerido para hervir un litro de agua puede variar dependiendo de la temperatura inicial del agua.

Para determinar la energía requerida en Kwh que se necesita para hervir un litro de agua se utiliza la siguiente equivalencia: $1Kwh = 860Kcal$ tomado de [17]

$$Q_5 = 70Kcal * \frac{1Kwh}{860Kcal} = 0.0813Kwh$$

$$Q_4 = 72Kcal * \frac{1Kwh}{860Kcal} = 0.0837Kwh$$

$$Q_3 = 73Kcal * \frac{1Kwh}{860Kcal} = 0.0848Kwh$$

$$Q_2 = 71.5Kcal * \frac{1Kwh}{860Kcal} = 0.0831Kwh$$

$$Q_1 = 73Kcal * \frac{1Kwh}{860Kcal} = 0.0848Kwh$$

4.3.3 CALCULO DE LA EFICIENCIA DE LA COCINA PARA HERVIR UN LITRO DE AGUA

Para el cálculo de la eficiencia de la cocina se utilizó la ecuación 4.3 y se obtiene la eficiencia en porcentaje.

$$Eficiencia \% = \frac{calor\ requerido}{calor\ suministrado} \times 100 \quad ec: 4.3$$

$$Eficiencia \%_{P5} = \frac{0.0813}{0.112} \times 100 = 72.6$$

$$Eficiencia \%_{P4} = \frac{0.0837}{0.114} \times 100 = 73.4$$

$$Eficiencia \%_{P3} = \frac{0.0848}{0.114} \times 100 = 74.4$$

$$Eficiencia \%_{P2} = \frac{0.0831}{0.112} \times 100 = 74.2$$

$$Eficiencia \%_{P1} = \frac{0.0848}{0.115} \times 100 = 73.7$$

En la Tabla 4.3 puede resumirse los resultados obtenidos de la primera prueba realizadas en el prototipo de la cocina para hervir la misma cantidad de agua a los diferentes niveles de potencia.

Tabla 4.3 Resultados de eficiencia para hervir un litro de agua

Nivel de potencia	Calor requerido [Kwh]	Energía consumida[Kwh]	Eficiencia [%]
P5	0.0813	0.112	72.6

P4	0.0837	0.114	73.4
P3	0.0848	0.114	74.4
P2	0.0831	0.112	74.2
P1	0.0848	0.115	73.7

Esta prueba permite determinar que no existe mucha variación de la eficiencia y por tanto no existe pérdidas al utilizar la cocina a diferentes niveles de potencia.

4.4 ANALISIS COMPARATIVO ENTRE EL PROTOTIPO DE LA COCINA DE INDUCCION, COCINA DE INDUCCION COMERCIAL, COCINA ELECTRICA DE RESISTENCIA Y COCINA A GAS

La prueba consistió en cocinar la misma cantidad de alimentos en idénticos recipientes en cada tipo de cocina. La cantidad de alimentos por cocina fueron los suficientes para una familia promedio de cinco integrantes.

El procedimiento que se siguió para realizar las pruebas fue el siguiente:

- Inicialmente se programaban todos los aparatos e instrumentos necesarios para las mediciones.
- A continuación se pesaban los alimentos de forma separada para cada cocina.
- Una vez listos los instrumentos y pesados los alimentos, se empezaba a cocinar al mismo tiempo en las tres cocinas.
- Cuando el chef determinaba que el alimento ya estaba cocido, se registraba el tiempo y el consumo para cada cocina. El mismo procedimiento se repetía cuando se preparaba otro plato diferente.

Mediante la utilización del software WINLOG, el mismo que es una herramienta complementaria del multímetro LEM, se envió la información del multímetro hacia la

computadora y se obtuvo las gráficas de potencia en función del tiempo, y el consumo de energía en ese período de tiempo.

4.4.1 PRUEBA PARA CALENTAR TRES LITROS DE AGUA

La primera prueba de comparación entre las cocinas consistió en calentar tres litros de agua desde una temperatura inicial hasta alcanzar una temperatura igual a 85° C, con el objetivo que no se produzca errores al momento de determinar la eficiencia ya que a los 90° C inicia el punto de ebullición en el cual se generan burbujas, las cuales concentran mayor cantidad de calor y afectan la medición de la temperatura, lo que sucedió en la primera prueba al hervir un litro de agua.

En esta prueba todas las cocinas se las utilizó a la potencia máxima y los resultados obtenidos son los siguientes.

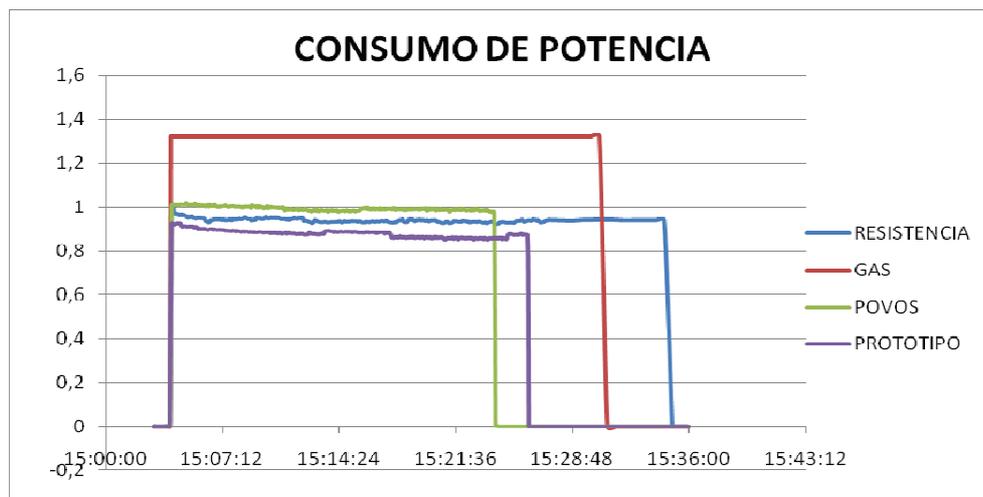


Figura 4.11 Consumo de potencia para calentar tres litros de agua

Cocina de inducción Prototipo

Tiempo: 21 minutos, 5 segundos

Consumo de energía: 0,323 Kwh

$$\text{Eficiencia: } Q_5 = 3Kg * 1 \frac{Kcal}{Kg \text{ } ^\circ C} (85 - 15) = 210Kcal * \frac{1Kwh}{860Kcal} = 0.244Kwh$$

$$\text{Eficiencia \%} = \frac{0.244}{0.323} \times 100 = 75.6\%$$

Cocina de inducción comercial

Tiempo: 19 minutos, 52 segundos

Consumo de energía: 0,331 Kwh

$$\text{Eficiencia: } Q_s = 3\text{Kg} * 1 \frac{\text{Kcal}}{\text{Kg } ^\circ\text{C}} (85 - 15) = 210\text{Kcal} * \frac{1\text{Kwh}}{860\text{Kcal}} = 0.244\text{Kwh}$$

$$\text{Eficiencia \%} = \frac{0.244}{0.331} \times 100 = 73.7\%$$

Cocina eléctrica de resistencia.

Tiempo: 30 minutos, 35 segundos

Consumo de energía: 0,560 Kwh

$$\text{Eficiencia: } Q_s = 3\text{Kg} * 1 \frac{\text{Kcal}}{\text{Kg } ^\circ\text{C}} (85 - 15) = 210\text{Kcal} * \frac{1\text{Kwh}}{860\text{Kcal}} = 0.244\text{Kwh}$$

$$\text{Eficiencia \%} = \frac{0.244}{0.560} \times 100 = 43.6\%$$

Cocina a gas

Tiempo: 26 minutos, 36 segundos

Para determinar el consumo de energía del gas se tiene la siguiente aproximación promedio:

$$1\text{Kwh} \approx 0.055\text{m}^3 \text{ GLP}$$

tomado de [17]

Consumo de energía: 0.540 Kwh

$$\text{Eficiencia: } Q_5 = 3\text{Kg} * 1 \frac{\text{Kcal}}{\text{Kg } ^\circ\text{C}} (85 - 15) = 210\text{Kcal} * \frac{1\text{Kwh}}{860\text{Kcal}} = 0.244\text{Kwh}$$

$$\text{Eficiencia \%} = \frac{0.244}{0.540} * 100 = 45.2\%$$

En las siguientes gráficas se resumen los resultados de consumo de energía, eficiencia, y tiempo requerido para calentar tres litros de agua al comparar todas las cocinas.

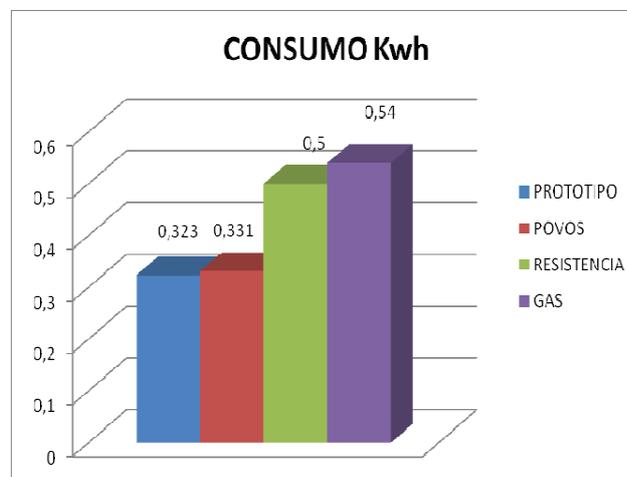


Figura 4.12 Consumo de Energia

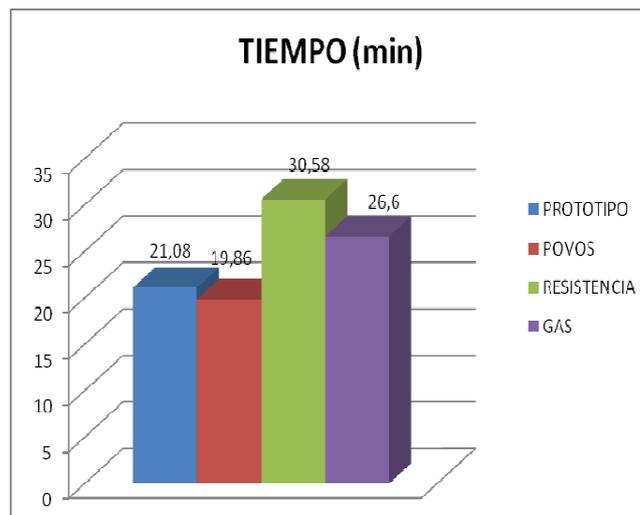


Figura 4.13 Tiempo

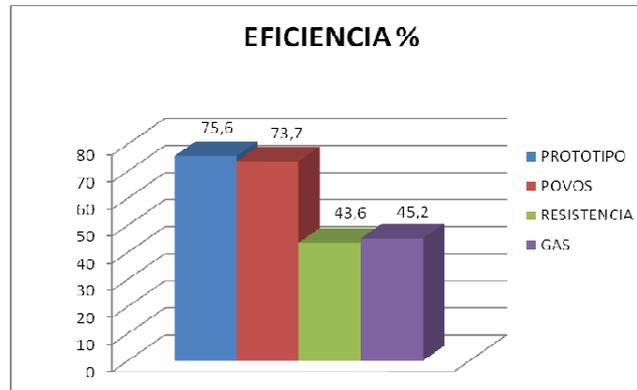


Figura 4.14 Eficiencia

4.4.2 PRUEBA DE COCCIÓN DE ALIMENTOS

Para realizar esta prueba se escogieron algunos alimentos los cuales fueron pesados en porciones iguales y fueron cocinados en cada una de las cocinas. De igual forma se programaron todos los instrumentos para obtener los datos de potencia y consumo de energía. Para determinar si la cocción de los alimentos es correcta se contó los servicios de un chef profesional. Con estas pruebas se pudo determinar el consumo total de energía y los tiempos de cocción de cada uno de los alimentos.

Los resultados obtenidos con estas pruebas son las siguientes

COCCIÓN DE PAPAS

Tipo de recipiente: olla de hierro enlozado

Cantidad de agua: 1 litro (1000cm³)

Cantidad de las papas: 190 gramos

En las siguientes gráficas se resumen los resultados de consumo de energía, y tiempo requerido para la cocción de 190g de papas al comparar todas las cocinas.

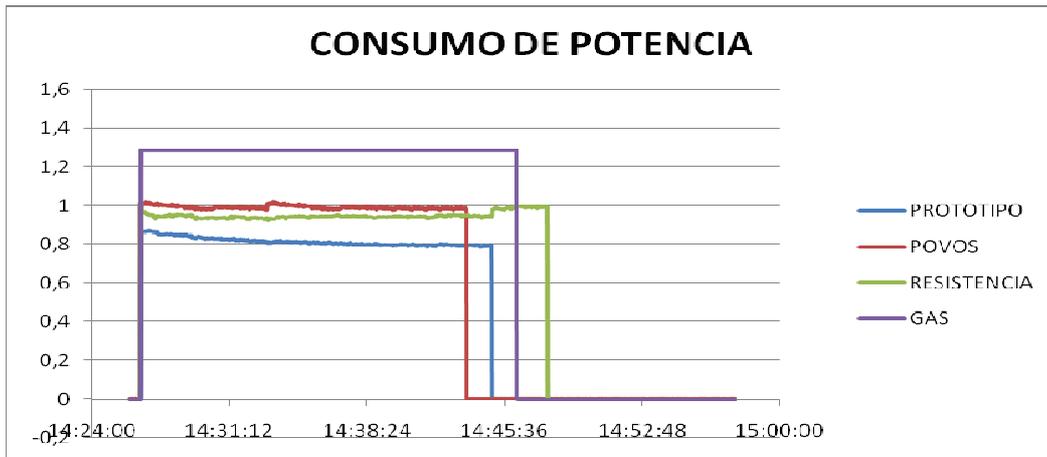


Figura 4.15 Consumo de potencia para cocinar 190 g de papas

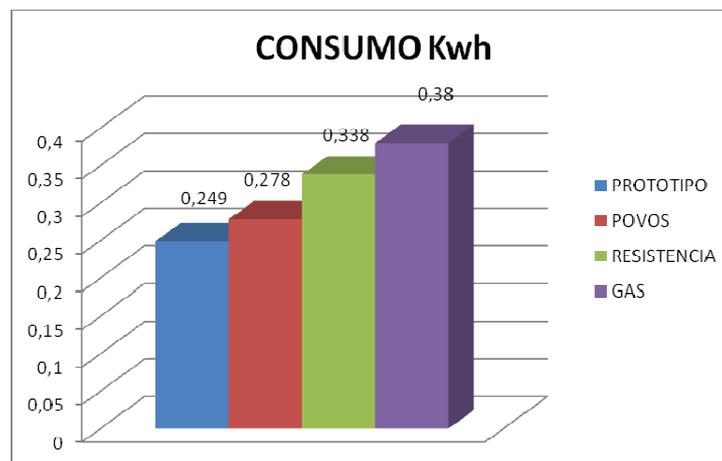


Figura 4.16 Consumo de energía para cocinar 190g de papas

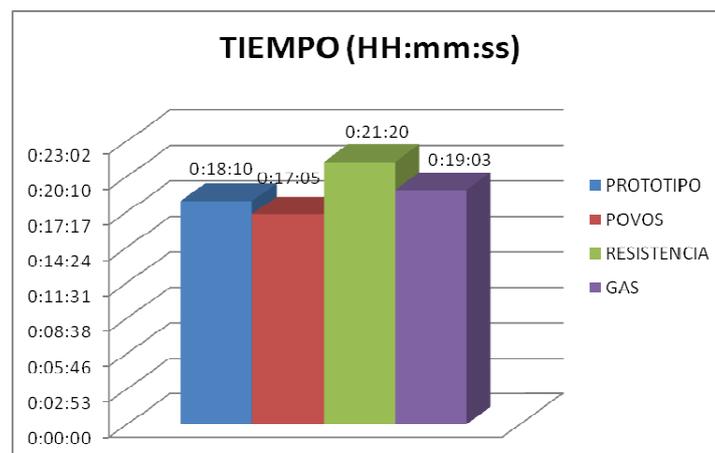


Figura 4.17 Tiempo de cocción

POLLO CON VERDURAS

Tipo de recipiente: sartén de hierro enlozado

Cantidad de agua: 60g (60cm³)

Pollo y verduras: 420 gramos

En las siguientes gráficas se resumen los resultados de consumo de energía, y tiempo requerido para la cocción de 490g de pollo con verduras de papas al comparar todas las cocinas.

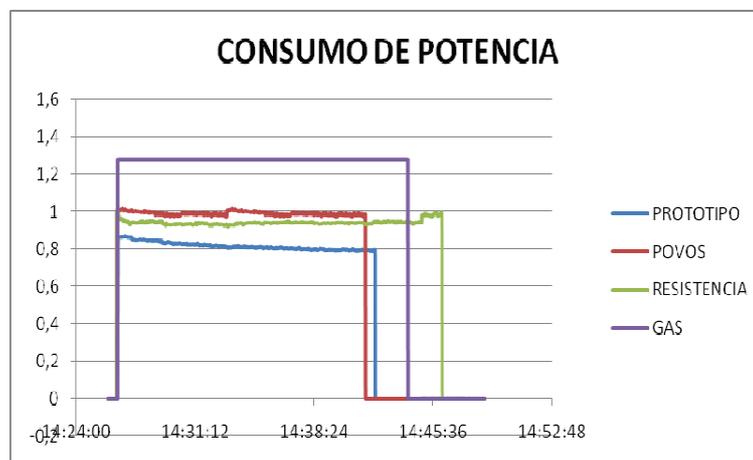


Figura 4.17 Consumo de potencia para cocinar pollo con verduras

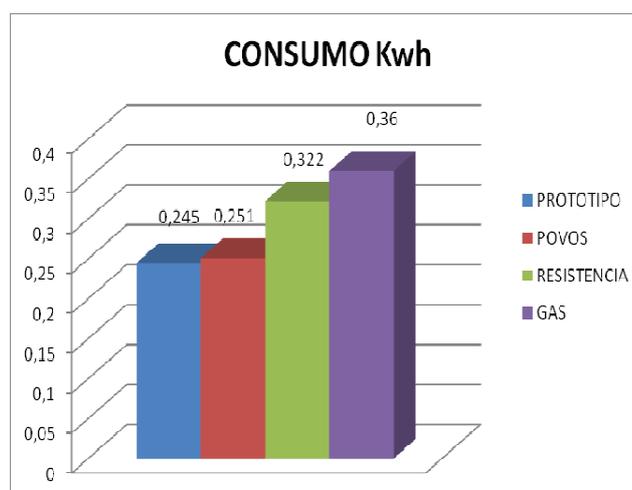


Figura 4.18 Consumo de energía

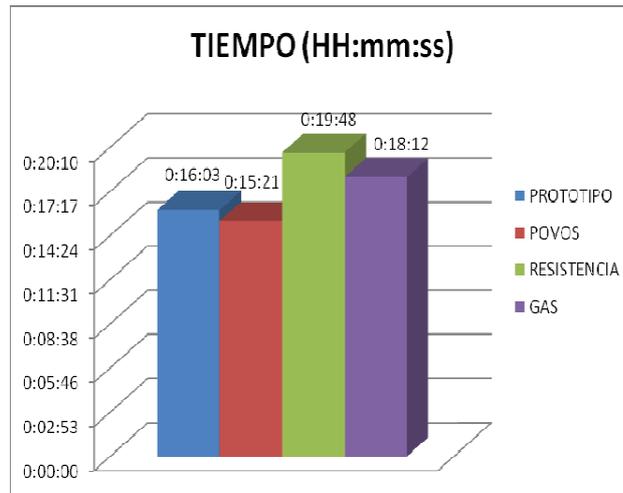


Figura 4.19 Tiempo

PATACONES Y CARNE EN PASTA DE TOMATE

Tipo de recipientes: sartén y olla de hierro enlozado

Cantidad de agua: 300g (300cm³)

Plátano verde: 420 gramos

Carne molida: 420 gramos

Pasta de tomate: 200 gramos

En las siguientes gráficas se resumen los resultados de consumo de energía, y tiempo requerido para la cocción de los patacones y la salsa de la carne, realizando la comparación de todas las cocinas.

En la Figura 4.20 se observa que el consumo de energía del prototipo y de la cocina comercial en determinados momentos baja a un valor mínimo de energía, esto se debe a que estas cocinas tienen el sistema de detección de olla, es decir; que cuando la olla no se encuentra sobre la cocina trabaja en modo de espera, en el cual existe únicamente consumo de energía en la parte de visualización y control.

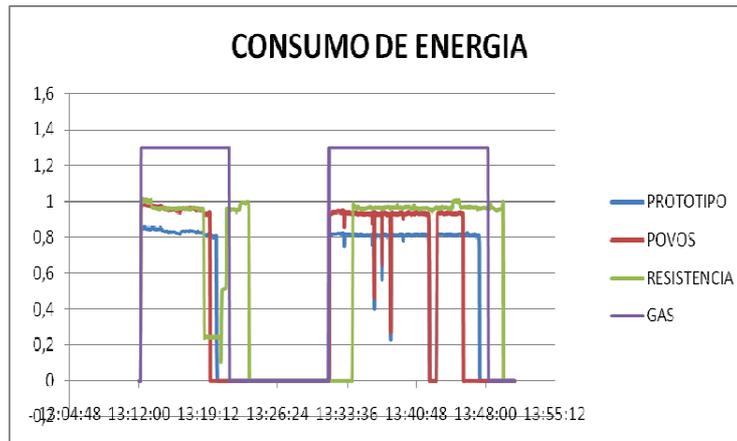


Figura 4.20 Consumo de energía para patacones y salsa de carne

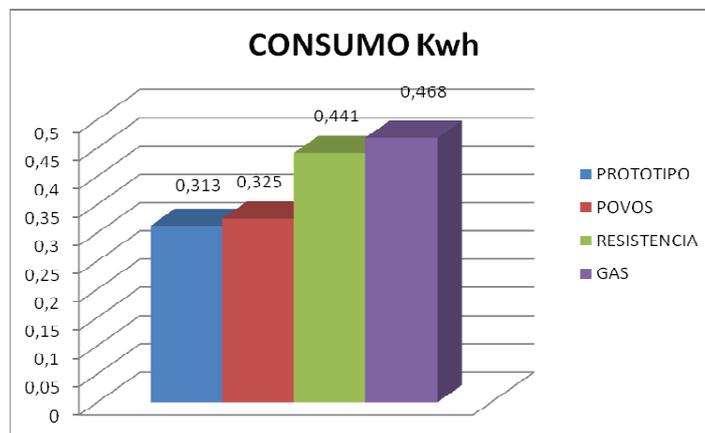


Figura 4.21 Consumo de energía

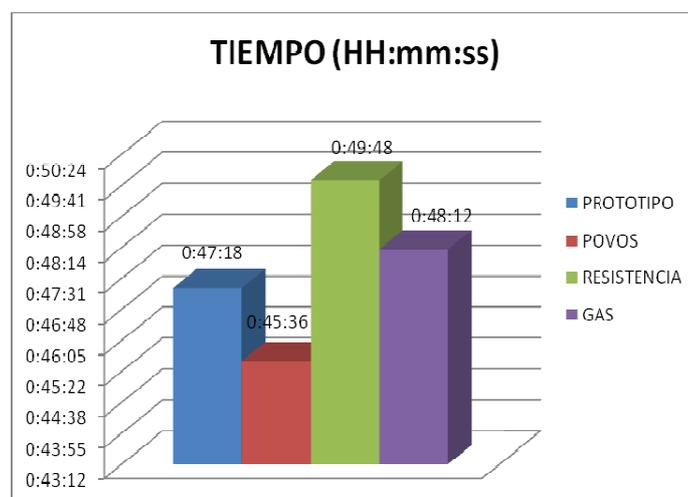


Figura 4.22 Tiempo

4.5 RESULTADOS FINALES

Una vez concluidas todas las pruebas se puede resumir los resultados en las siguientes gráficas en donde se tienen el consumo total de potencia, que se utilizó para preparar todos los alimentos, la eficiencia de cada una de las cocinas y el costo que representa el consumo de energía de cada cocina, si se considera el precio real del gas licuado de petróleo (GLP) sin aplicar el subsidio.

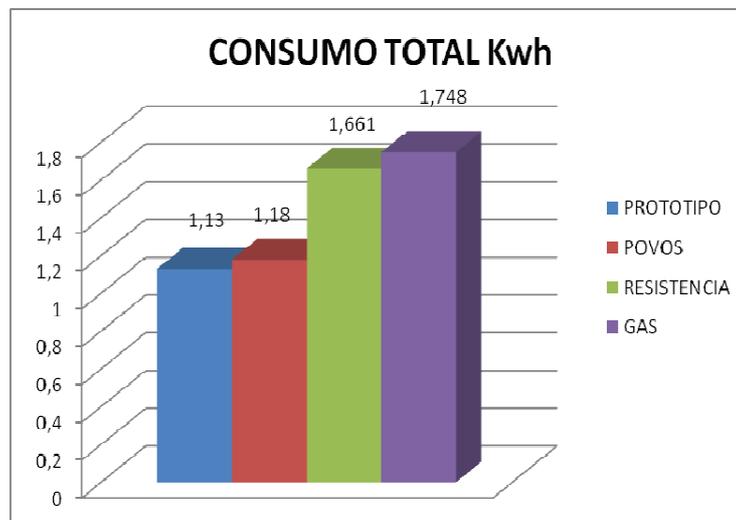


Figura 4.26 Consumo total de energía

Para determinar la eficiencia de cada cocina se toma como referencia la prueba realizada al calentar tres litros de agua hasta llegar a una temperatura de 85° C, puesto que no se tiene los valores exactos del calor requerido por cada alimento, sin embargo con la ayuda del chef profesional se pudo determinar los tiempos de cocción y el consumo de potencia en cada cocina

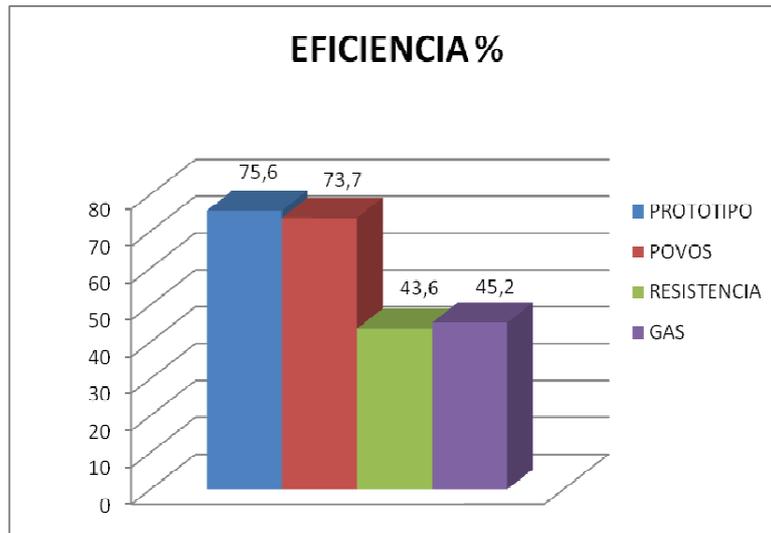


Figura 4.27 Resultados de eficiencia

4.5.1 CALCULO DE ENERGÍA QUE ENTREGA UN CILINDRO DE 15KG DE GAS LICUADO DE PETRÓLEO (GLP)

$$PC_{GLP} = 11500 \frac{Kcal}{Kg} \quad (\text{poder calorífico del GLP})$$

$$PC_{GLP} = 11500 \frac{Kcal}{Kg} \times \frac{1Kwh}{860Kcal} = 13.37 \frac{Kwh}{Kg}$$

$$PC_{GLP} = 13.37 \frac{Kwh}{Kg}$$

$$E_{cil} = m \times PC \quad (\text{Energía entregada por un cilindro de GLP})$$

$$E_{cil} = 15Kg \times 13.37 \frac{Kwh}{Kg}$$

$$E_{cil} = 200.55Kwh$$

Costo del gas licuado de petróleo sin subsidio (GLP)= 14 USD.

$$\text{Precio del GLP por Kwh} = \frac{14USD}{200.55Kwh} = 0.069USD / Kwh$$

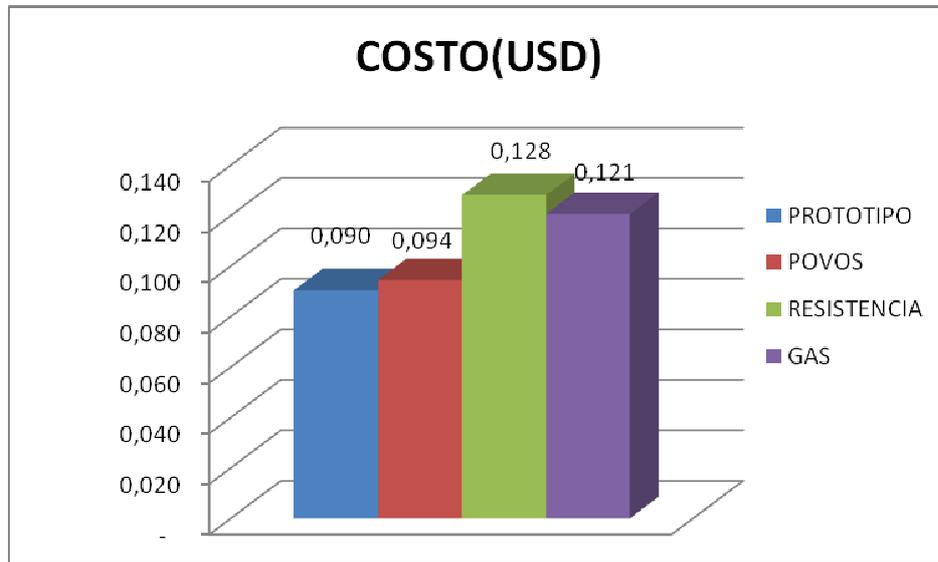


Figura 4.28 Costo total de energía consumida de cada tipo de cocina

4.6 LISTADO DE ELEMENTOS Y COSTO DEL PROTOTIPO

A continuación se presenta un listado con los elementos utilizados en el presente proyecto y el costo de los mismos en dólares americanos.

Tabla 4.4 Listado de elementos y costos de la placa de control

PLACA 1 (CONTROL)				
DESCRIPCION	VALOR O NUMERACION	CANTIDAD	VALOR UNITARIO (USD)	VALOR (USD)
MICROCONTROLADOR	28 pines	1	6.5	6.5
CIRCUITO INTEGRADO	LM339	1	0.6	0.6
CIRCUITO INTEGRADO	74LS164	1	0.4	0.4
DISPLAY DE 1 DIGITO		2	0.8	1.6
PULSADORES		10	0.15	1.5
DIODOS LEDS		7	0.15	1.05
CAPACITORES CERAMICOS	104	2	0.1	0.2
CAPACITORES CERAMICOS	22	2	0.1	0.2
CAPACITOR ELECTROLITICO	470uF	1	0.2	0.2
CRISTAL OSCILADOR	8MHz	1	0.8	0.8

TRANSISTOR	NPN	8	0.15	1.2
TRANSISTOR	PNP	3	0.15	0.45
RESISTENCIA		57	0.03	1.71
ZOCALO 14 PINES		2	0.4	0.8
ZOCALO 28 PINES		1	0.7	0.7
BUS DE COMUNICACIÓN	10 LINEAS	1	1	1
CIRCUITO IMPRESO EN PLACA	6cmX21cm	1	50	50
COSTOE ESTIMADO PLACA CONTROL				68.91

Tabla 4.5 Listado de elementos y costos de la placa de potencia

PLACA 2 (CIRCUITO DE POTENCIA Y DISPARO)				
DESCRIPCION	VALOR O NUMERACION	CANTIDAD	VALOR UNITARIO (USD)	VALOR (USD)
CIRCUITO INTEGRADO	UTC7805	1	0.4	0.4
CIRCUITO INTEGRADO	LM339	1	0.6	0.6
TRANSISTOR	PNP	1	0.15	0.15
TRANSISTOR	NPN	5	0.15	0.75
TRANSFORMADOR (REALIMENTACION DE CORRIENTE)		1	2	2
TRANSFORMADOR (FUENTE DE 5V,18V)		1	4	4
DIODO RECTIFICADOR	1N4007	6	0.1	0.6
DIODO DE CONMUTACION	F4148	8	0.1	0.8
DIODO ZENER	21V	1	0.2	0.2
CAPACITOR CERAMICO POTENCIA	2uF	1	3	3
CAPACITOR CERAMICO POTENCIA	0.27uF	1	3	3
CAPACITOR CERAMICO POTENCIA	10uF	1	5	5
CAPACITORES ELECTROLITICOS	A 16V	5	0.2	1
CAPACITORES ELECTROLITICOS	A 25 V	1	0.2	0.2
CAPACITORES ELECTROLITICOS	A 50V	1	0.25	0.25

CAPACITORES CERAMICOS DE SEÑAL		12	0.1	1.2
RESISTENCIA VARIABLE	10 KΩ	1	0.4	0.4
RESISTENCIAS	1/4 W	24	0.03	0.72
RESISTENCIAS	1/2 W	12	0.04	0.48
INDUCTANCIA FILTRO		1	1	1
BOBINA DE INDUCCION		1	8.5	8.5
VARISTOR	10K	1	0.5	0.5
SENSOR DE TEMPERATURA		2	0.9	1.8
PUENTE RECTIFICADOR	110/220V	1	3	3
IGBT	FGL40N120AND	1	18	18
CIRCUITO IMPRESO EN PLACA		1	70	70
COSTO ESTIMADO PLACA POTENCIA				127.55

Tabla 4.6 Listado de elementos varios y costos

VARIOS	VALOR O NUMERACION	CANTIDAD	VALOR UNITARIO (USD)	VALOR TOTAL (USD)
VENTILADOR		1	4.4	4.4
DISIPADOR		1	4	4
CABLE DE ALIMENTACION	110/220V-10A	1	2	2
FUSIBLE		1	0.15	0.15
MUEBLE METÁLICO		1	45	45
COSTO ESTIMADO VARIOS				55.55

Costo total del prototipo de la cocina de inducción electromagnética	252.01
---	---------------

Para el costo de ingeniería hay que hacer un análisis de costo de investigación y desarrollo, para lo cual se debe considerar el tiempo utilizado en el diseño y la construcción del presente proyecto.

En la siguiente tabla se presenta el costo de ingeniería.

Tabla 4.7 Costo de Ingeniería

Actividad	Tiempo (horas efectivas)	Costo de hora de ingeniería USD	Total USD
Diseño de hardware	120	12	1440
Diseño de software	120	12	1440
Pruebas del Prototipo	30	12	360
Total			3240

Por lo tanto el costo total sería la suma del valor de los costos de ingeniería y el costo de los materiales, así teniendo un costo total de 3492,01 USD

CAPITULO 5

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

En este capítulo se presentan las conclusiones que se llegaron a obtener en el desarrollo de el prototipo de la cocina de inducción electromagnética, también se dan algunas recomendaciones.

5.1 CONCLUSIONES

- Después de haber realizado las diferentes pruebas al prototipo se puede concluir que este cumple con los principales parámetros de diseño como alta eficiencia, control de potencia de salida, que pueda calentar algunos tipos de materiales (acero inoxidable, hierro enlozado), robustez y fiabilidad.
- Uno de los inversores más fácil para su implementación es el inversor cuasi resonante, ya que su topología es una de las más simples, por utilizar únicamente un conmutador electrónico (IGBT), sin embargo el control de este inversor es un poco complejo ya que requiere de varias realimentaciones, tanto de voltaje como de corriente para que el sistema pueda entrar en resonancia, de lo contrario la corriente no se mantiene constante y provoca daños en el IGBT.
- Uno de los problemas en el diseño y construcción del prototipo, fue seleccionar correctamente el IGBT, ya que a pesar de cumplir con los parámetros especificados de voltaje y corriente, tiene otras aplicaciones no relacionadas con el calentamiento inductivo, y una de las características especiales para aplicaciones de calentamiento inductivo es que puedan trabajar a alta frecuencia y alta corriente, además la potencia de disipación

debe ser alta para que puede a trabajar a temperatura de hasta 100° C en funcionamiento continuo.

- Es posible obtener diferentes rangos de potencia o temperatura, ya que en un circuito resonante es importante mantener la frecuencia de resonancia constante para que el sistema desarrolle su máxima potencia y se evite pérdidas tanto en la bobina como en el IGBT, si el valor del capacitor es constante, puede variarse el valor de la inductancia mediante el control simultaneo de corriente y frecuencia, además con esta técnica se evitan pérdidas debido a los armónicos, y mejora el factor de potencia.
- Al ensamblar la cocina en el mueble se tuvo que ajustar ciertos parámetros para su óptimo funcionamiento, tales como ubicar la bobina de inducción a una distancia adecuada de la placa vitrocerámica, ya que de esto depende que la cocina desarrolle su máxima potencia, además se tuvo que ajustar un nuevo valor de referencia con respecto a la temperatura del disipador, puesto que en las pruebas realizadas en las placas fuera del mueble, no se tenía estos inconvenientes por que se contaba con una mejor ventilación.
- Al tratarse de un prototipo, la cocina de inducción electromagnética fue sometida a varias pruebas para determinar sus parámetros eléctricos de funcionamiento, entre los cuales se pudo establecer que la potencia máxima desarrollada por la cocina es de 950 vatios cuando el voltaje de alimentación es 115 voltios, también se pudo determinar el factor de potencia es muy cercano a la unidad, y por tanto no genera armónicos considerables que puedan afectar a la red.
- Al realizar el estudio comparativo de eficiencia entre las cuatro cocinas quedó demostrado que las cocinas más eficientes son las de inducción, y entre la cocina de inducción comercial y la cocina de inducción prototipo, la más eficiente resulta ser el prototipo, lo que quiere decir que utiliza menos energía que las demás, sin embargo la cocina más rápida es la cocina de inducción comercial ya que consume mayor potencia.

- Basados en la eficiencia de cada cocina se puede determinar que el proyecto para implementar este tipo de cocinas en el país si es viable, sin embargo hay que considerar el costo del tipo energía necesario para el funcionamiento de cada cocina, además hay que tomar en cuenta otros factores tales como la capacidad de los transformadores de la red eléctrica cuando la cocinas trabajen simultáneamente y la aceptación que tengan estas cocinas en el mercado nacional.
- Al considerar que el GLP es un producto subsidiado, resulta más económico el uso de la cocina a gas, pero teniendo en cuenta el precio real del GLP, puede considerarse el uso de la cocina de inducción la más económica, y con el propósito de mantener el subsidio, este puede aplicarse a la energía eléctrica, y controlar de mejor forma el contrabando de los cilindros de gas en las fronteras.

5.2 RECOMENDACIONES

- A pesar que las pruebas realizadas en el prototipo se hicieron de manera continua y no se tuvo ningún inconveniente en su funcionamiento, será necesario mejorar en diseño del mueble y la ubicación del ventilador con el propósito de que exista mayor ventilación, tanto para el disipador del IGBT como para la bobina de inducción y evitar daños en estos elementos por sobretemperatura.
- Un aspecto importante que se debe tener en cuenta en relación a la pieza a calentar es la distancia existente entre dicha pieza y la bobina de inducción, ya que cuando menor es la distancia entre estos dos elementos, mayor es la corriente inducida en la superficie de la pieza a ser calentada.

- Otro aspecto a tomar en cuenta en la construcción del prototipo es el diseño de las pistas del circuito impreso, ya que puede circular una corriente de hasta 9 amperios, y si estas no tienen el ancho suficiente pueden llegar a calentarse y causar graves daños en la placa de potencia.
- Al tratarse de un prototipo el diseño del panel frontal no es muy manejable, pero podría mejorarse distribuyendo de mejor manera los botones, para facilitar el funcionamiento del mismo.
- Con el propósito de este prototipo pueda construirse en el país, se requiere que la mayor parte de los elementos sean los más económicos posible, sin descuidar la calidad de los mismos, esto implica que el microcontrolador PIC pueda ser reemplazado por otro, al cual se lo pueda programar una sola vez ya que este tipo de microcontroladores tienen las mismas especificaciones y características técnicas, pero resultan más económicos.
- Para determinar definitivamente si el proyecto es o no viable, será necesario realizar un estudio en el cual se determine el número de cocinas necesarias por familia, también si se requiere o no cambiar las instalaciones eléctricas de las residencias, además si el dimensionamiento de los transformadores en la red eléctrica son adecuados cuando las cocinas estén en funcionamiento al mismo tiempo.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Fairchild semiconductor, "Induction Heating System Topology Review", Julio 2000, <http://www.fairchildsemi.com/an/AN/AN-9012.pdf>
- [2] Induction atmospheres, "What is Induction Heating", http://www.inductionatmospheres.com/induction_heating.html
- [3] Cuenca, M, "Preestudio para el desarrollo de un equipo de calentamiento por inducción", Universidad autónoma de Madrid, http://www.uam.es/personal_pas/mcuenca/mifiles/Desarrollodeunequipodecalentamientooporinduccion.pdf
- [4] Esteve, V, "Influencia de los componentes parásitos en el análisis y diseño de inversores resonantes paralelo para aplicaciones de calentamiento por inducción", Universidad de Valencia, Valencia-España, Junio 1999, http://www.tesisenxarxa.net/TESIS_UV/AVAILABLE/TDX-0211104-115858//esteve.pdf
- [5] González, G, "Aplicaciones del calentamiento por inducción electromagnética en el procesamiento de PRFV", Octubre 2005, <http://www.emmafiorentino.com.ar/VIII%20SEMINARIO/APLICACIONES.PDF>
- [6] Jean Callebaut, "Power quality & Utilisation guide, Energy efficiency", European copper institute & Laborelec, Febrero 2007, http://www.leonardo-energy.org/webfm_send/181.
- [7] Avalos, B, "Clasificación de los sensores", http://www.techniforum.com/central_automa_14.htm

- [8] Gómez, A, “NTC, Negative Temperature Coefficient”, <http://tec.upc.es/ie/NTCs.pdf>
- [9] Moreno, I, “Instrumentación Electrónica, Sensores resistivos”, Universidad de Burgos, http://www2.ubu.es/ingelec/tecelec/inaki/Instelec/docsinstrum/Apuntes/2-Sensores_Resistivos_v5-5PW.pdf
- [10] Alonso, J, “Inversores resonantes de alta frecuencia”, Universidad de Oviedo, 1999, http://pels.edv.uniovi.es/pels/Pels/Pdf/Inversores_Resonantes.pdf
- [11] Carrasco J.A, Navarro E, “Topologías cuasi-resonantes para calentamiento inductivo”, Micro Bit, 2000, http://www.redeweb.com/_txt/articulos/2987130.pdf
- [12] “Using the HT45R38 for pan detection in Induction Cookers”, Holtek, <http://www.holtek.com.tw/english/tech/appnote/uc/pdf/ha0135e.pdf>.
- [13] Belove C, Paniagua F, “Enciclopedia de la Electrónica Ingeniería y Técnica”, Tomo 3, Filtros Pasivos, Grupo Editorial Oceano, Impreso en España, 2002.
- [14] Fairchild Semiconductors, “FGL40N120AND datasheet IGBT”, <http://www.fairchildsemi.com>
- [15] Phipps Semiconductors , “LM339 datasheet Quad voltage comparator”, <http://www.datasheetcatalog.com>
- [16] Microchip, “PIC16F87X datasheet”, <http://www.datasheetcatalog.com>
- [17] Crisis Energética, “Factores de Conversión Aproximados”, <http://www.crisisenergetica.org/staticpages/index.php?page>