

Análisis simplificado de las etapas de control y potencia de un sistema de calentamiento por inducción electromagnética.

Guillermo Villalba¹

Revisión: Javier Moya², Ernesto Bonfiglioli³, Martín Rodríguez⁴

Resumen

Un sistema de calentamiento por inducción electromagnética (también conocido como horno de inducción) es uno de los más modernos dispositivos eléctricos.

Un horno de inducción al entrar en funcionamiento es capaz de generar gran cantidad de calor concentrado únicamente sobre el material (metal) a fundir, en muy poco tiempo, con lo cual se destaca su gran eficiencia; con la ventaja de no generar gases contaminantes que puedan afectar al ambiente, ni al metal a calentar. Siendo muy reducidas las pérdidas por volatilización.

Debido a las características constitutivas de este sistema, es posible el fundido de metales en el vacío. Permitiendo controlar, con mucha precisión, el nivel de calor generado sobre el material a disolver.

También es utilizado para realizar tareas de soldadura de todo tipo, ya sea de gran envergadura hasta la soldadura de precisión.

Permite trabajar con todo tipo de metales: hierro, acero, cobre, participando en la industria de la soldadura, del plástico, del forjado de metales y sus tratamientos térmicos, crecimiento de monocristales, fundido de metales preciosos, etc., donde su capacidad para fundir puede variar desde unos pocos gramos hasta varias toneladas, de acuerdo al diseño del dispositivo.

Sus principales desventajas se presentan en su menor escala de producción, el elevado costo de construcción y mantenimiento.

El presente trabajo se basa en un proyecto de investigación, dirigido por el autor de este artículo y que actualmente se encuentra en sus fases finales, sobre el desarrollo de un horno de inducción en las instalaciones del Dpto. de Investigación de la Facultad de Ingeniería de la UCaSal. A través de este escrito se plantea una descripción, en forma general, de las distintas etapas que

¹ Electrónico Universitario, Egresado de la Facultad de Ciencias Exactas-UNSa. Tesis de grado carrera de Ing. Informática en UCaSal.

² Ingeniero Mecánico y Doctor en Ingeniería. Investigador del CONICET. Jefe Dpto. de Investigación Facultad de Ingeniería - UCaSal.

³ Ingeniero Electricista Electrónico. Jefe Dpto. de Telecomunicaciones - Facultad de Ingeniería - UCaSal.

⁴ Ingeniero Electrónico. Director Estudio de TV - UCaSal. Docente de la asignatura Propagación y Radiación Electromagnética - Facultad de Ingeniería -UCaSal.

constituyen un horno de inducción, enfocándose sobre las etapas de control y de potencia; proponiendo diagramas de circuitos de aplicación de un sistema de calentamiento por inducción electromagnética a lazo abierto de las citadas etapas, todo ello con el objetivo de facilitar la comprensión sobre el principio de funcionamiento de este tipo de dispositivos, que servirán de punto de partida para posteriores publicaciones.

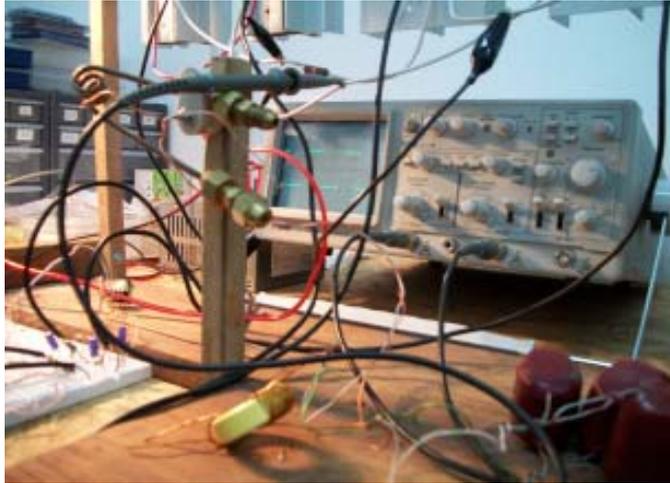


Figura 1. Imagen del desarrollo de un horno de inducción. CONICET. UCaSal.

1. Introducción

Un horno de inducción es un dispositivo eléctrico que, utilizando los principios de la física en conjunto con las técnicas brindadas por el campo de la electrónica, permite el calentamiento y el fundido de metales mediante la aplicación de un campo magnético alterno. Este campo magnético es producido en un arrollamiento metálico (bobina o solenoide) por el cual circula una corriente alterna de la misma frecuencia del campo magnético generado. Dentro de la bobina, se coloca la pieza metálica dispuesta, a modo de núcleo, que deseamos calentar. El campo magnético producido por el solenoide, induce en la pieza de resistencia eléctrica R , corrientes I de Foucault (o corrientes parásitas), que a su vez, por efec-

to Joule ($I^2 \cdot R$) produce el calentamiento en la pieza y su posterior fundido.

El principio de calentamiento sobre un metal por medio de la inducción, fue descubierto por Michael Faraday en 1831.

De acuerdo a la frecuencia e intensidad del campo magnético generado por el solenoide, la penetración del mismo será superficial o profunda. Mientras más alta sea la frecuencia tendremos un efecto peculiar superficial y a menor frecuencia la penetración será más profunda: Las corrientes parásitas, que circulan por pequeños hilos conductores producto del campo imperante en el metal (figura 2), generan pequeños campos magnéticos, que se rechazan entre sí; al aumentar la frecuencia, se incrementará el número de estos pequeños hilos conductores en la superficie del metal (figura 3).

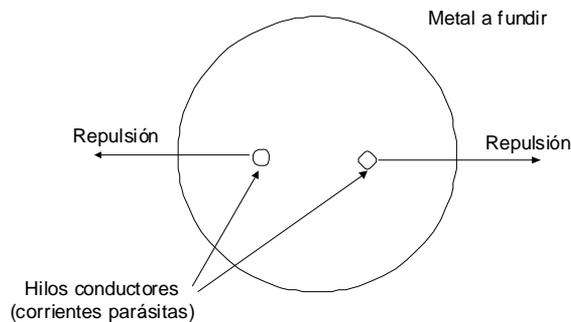


Figura 2.

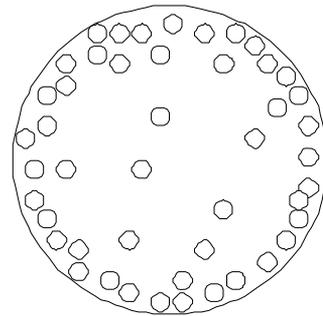


Figura 3.

2. Etapas de un horno de inducción

La figura 4 representa las etapas de un horno de inducción sin retroalimentación, ob-

jeto de estudio en este artículo. Las cuales se describen a continuación.



Figura 4.

Etapa de Generación de Señal: su función es generar una onda del tipo cuadrada a una frecuencia determinada.

Etapa de Control: utiliza la onda cuadrada generada por la etapa anterior para lograr el accionamiento de los transistores de potencia, controlando su accionamiento de pares.

Etapa de Aislamiento: la etapa de generación y de control funciona con niveles de tensión y de corriente muy reducidas (en el orden de los 5v y los 50mA), pero la etapa de potencia pueden presentar tensiones de 100v con corrientes del orden de los 10 Amp. aproximadamente. A través del aislamiento se logra proteger de descargas eléctricas destructivas e in-

deseables a la etapa de control y al operador que interactúa con el generador de funciones, al variar la frecuencia de trabajo en forma manual.

Etapa de Potencia: permite la generación de una señal eléctrica de onda cuadrada de alta tensión, la cual al actuar en forma directa sobre un circuito tanque (etapa de carga), se suaviza en sus extremos transformándose en una onda senoidal. Se trata de una onda senoidal de alta tensión y bajo nivel de corriente. En la práctica, una alternativa para obtener estos resultados, es la configuración de transistores en H. Imponiéndose en la actualidad la utilización de transistores del tipo IGBT (Transistor Bipolar de Puerta Aislada).

Etapas de Carga: Esta etapa contempla un transformador (núcleo toroidal) y una bobina que actúa en forma directa sobre el metal a fundir. El transformador recibe la onda senoidal a su entrada (alta tensión y baja corriente) y a su salida se obtiene una onda senoidal reducida en relación a su nivel de tensión pero con un alto nivel de corriente. Esta onda senoidal obtenida se aplica a una bobina la cual genera un campo magnético variable sobre el metal a fundir.

3. Circuitos Propuestos

Un horno de inducción, de acuerdo a la potencia y al tipo de penetración que se desea alcanzar sobre el metal a fundir, podrá ser diseñado para que funcione a baja frecuencia (5Khz a 50Khz) ó en alta frecuencia (50Khz en adelante).

Nos centraremos en el funcionamiento de las etapas de control y de potencia en conjunto con la etapa de aislamiento ó aislación. Donde la funcionalidad de esta última etapa se puede obtener por medio de aislación óptica ó, de acuerdo a una segunda elección, de aislamiento magnético. Los componentes electrónicos que permitirían la primera opción de aislación sería a través de la utilización de optoacopladores (empleados en el proyecto) y para la segunda alternativa, el uso de transformadores de pulso.

A los efectos de facilitar nuestro estudio, fijamos la utilización de un generador de onda cuadrada de frecuencia constante con impedancia de salida nula, es decir, se trataría de un generador ideal de señales.

Los distintos tipos de componentes electrónicos a utilizar en las etapas de control, aislamiento y potencia deberán presentar una velocidad de respuesta (slew rate) acorde a la frecuencia de trabajo elegida. Durante el desarrollo de este trabajo se aconsejan algunos componentes en particular.

La etapa de control, la cual gobierna el accionamiento de la etapa de potencia, básicamente permite la inversión de la señal producida por el generador de onda cuadrada. Logrando con ello el corte y saturación de los transistores de potencia para la generación de una onda cuadrada en el puente de transistores H, que a su vez energizará un circuito tanque, produciendo una onda senoidal que será inducida por el secundario del transformador senoidal.

Esta configuración tan sencilla de la etapa de control se utilizó en las primeras versiones de circuitos elaborados durante el proyecto de investigación, posteriormente y a medida que se avanzaba en el trabajo de investigación se fueron incorporando funciones adicionales que permitían el encendido ó el apagado total de los transistores de potencia. Incorporándose mayores y mejores funcionalidades en esta etapa, cuya explicación escapa a los objetivos de este sintético artículo.

A continuación veamos una serie de circuito de ensayo propuestos, donde será posible analizar con mayor claridad el comportamiento de las etapas citadas a medida que se avanzó en el proyecto de investigación en el desarrollo de un horno de inducción en la UCASal.

3.1 Propuesta 1

La primera propuesta se centra sobre un circuito de disparo constituido por 4 optoacopladores (una opción pueden ser los 4n25), que actúan sobre la base de los transistores de la etapa de potencia, se trata de 2 transistores NPN y 2 transistores PNP (transistores comunes). Refiriéndose a transistores comunes de baja frecuencia, los cuales pueden ser TIP 31 (NPN) y TIP32 (PNP).

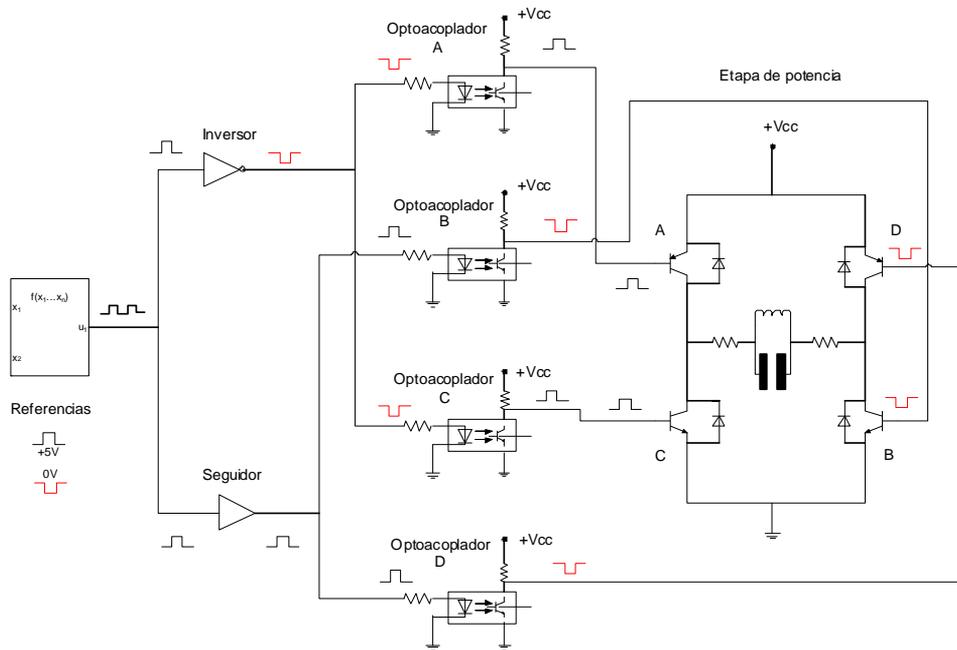


Figura 5.

A los efectos de facilitar el siguiente análisis, consideramos que la tensión de alimentación sobre los transistores de los optoacopladores (A, B, C y D) y los transistores de la etapa de potencia (A, B, C y D), son de 12V ($+V_{cc}=12V$). Es importante aclarar que durante las experiencias realizadas la etapa de potencia fue alimentada con tensiones superiores a los 20V. Fijándose como límite la tensión de red filtrada (220V de cc).

La señal a la salida del generador es una onda cuadrada periódica, la misma circula por un conductor, que se divide en dos ramas conectándose, por un lado, a una compuerta inversora (la señal es invertida a 0V ó a 5V dependiendo del instante considerado) y, por el otro, a un seguidor de emisor (no se produce inversión de la onda de entrada); donde las salidas de las compuertas activan o no, sus correspondientes optoacopladores asociados,

en pares. Ver figura 5.

Si consideramos el instante t_0 con la señal de salida del generador en alta (5V), los optoacopladores A y C reciben en sus LEDs de entrada (figura 5) una señal en baja (previamente invertida); por el contrario los optoacopladores B y D reciben la señal en alto (5V) sin ningún tipo de inversión. En todos los casos, los optoacopladores se encuentran aislados del generador de onda cuadrada por medio de las compuertas inversoras y no inversoras (seguidor de emisor).

A la salida de los optoacopladores A, B, C y D ocurre una nueva inversión de la señal, según cada caso. Los optoacopladores A y C, al no encontrarse excitados sus diodos leds de entrada (apagados), la base de los mismos no cuentan con señal lumínica que los active, por lo tanto los transistores de los optoacopladores no conducen, obteniéndose el valor de la fuente

en los colectores de los mismos ($+V_{cc}=12V$), esta tensión se aplica en forma directa sobre la base de los transistores de potencia. El transistor de potencia A no conduce y el transistor de potencia C conduce. Todo ello en una rama de la etapa de potencia.

En cambio, los optoacopladores B y D, tienen sus diodos leds de entrada activados (encendidos), esto excita la base de sus transistores, por lo tanto conducen. Al conducir los mismos, las salidas de sendos optoacopladores se encuentran a potencial nulo (0V). Esta tensión de 0V se aplica a la base de los transistores de potencia B y D. Entonces, el transistor de potencia B no conduce, mientras que el transistor de potencia D conduce.

3.1.1 Resumiendo:

En un instante t_0 y señal de salida del generador en alta (+5V), los transistores de potencia A y B no conducen, mientras que los transistores de potencia C y D conducen.

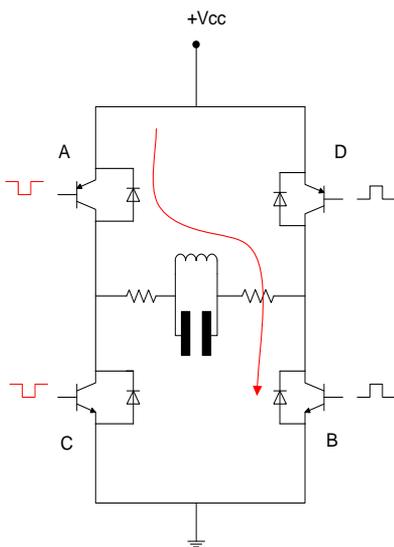


Figura 6. Etapa de potencia. Transistores C y D en saturación. Transistores A y B en corte.

En otro instante de tiempo t_1 y señal de salida del generador en baja (0V), los transistores de potencia A y B conducen, mientras que los transistores de potencia C y D no conducen.

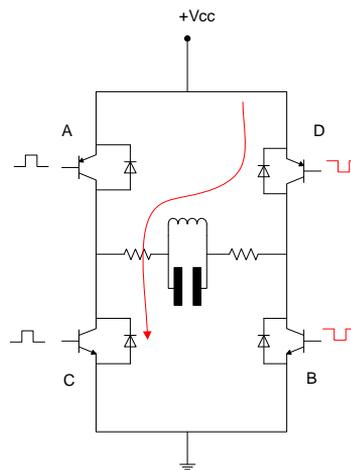


Figura 7. Etapa de potencia. Transistores A y B en saturación. Transistores C y D en corte.

Todos estos procesos generan la señal cuadrada necesaria que actúa sobre el circuito tanque (RC), transformado la misma en una onda del tipo senoidal.

3.1.2 Característica de funcionamiento de los transistores de potencia.

3.1.3 Observaciones:

- **Entrada de optoacopladores (leds):**
 - «0» Lógico equivale a «0V».
 - «1» Lógico equivale a «5V».
- **Base de los transistores:**
 - «0» Lógico equivale a «0V».
 - «1» Lógico equivale a «12V».

La lógica presentada tiene por objeto facilitar la comprensión del comportamiento en la conmutación de los transistores de la etapa de potencia.

Tabla de verdad correspondiente al circuito de la figura 5

Optoacopladores	Transistores en Corte.		Transistores en Saturación.	
Entrada	A	B	C	D
0	0	0	1	1
	Transistores en saturación.		Transistores en Corte.	
Entrada	A	B	C	D
1	1	1	0	0

3.2 Propuesta 2

Aquí se presenta otra alternativa de control, se trata de un circuito de disparo diseñado

do con 4 transistores NPN y protección de los transistores mediante diodos.

El principio de funcionamiento es similar

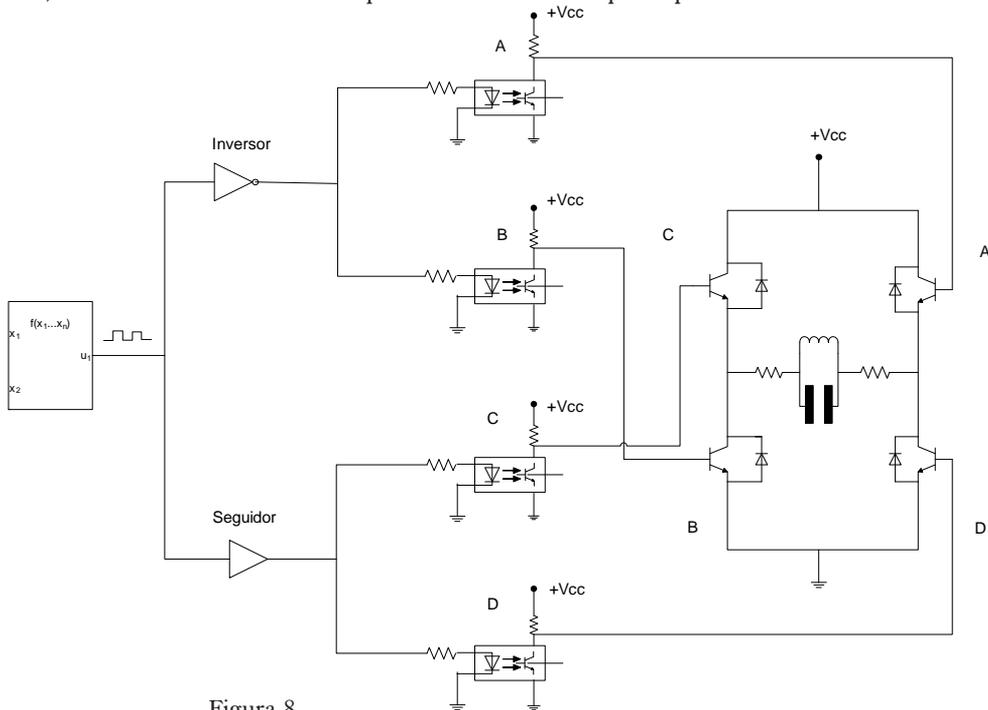


Figura 8.

a la propuesta anterior; con la diferencia de que en esta oportunidad, estamos analizando el comportamiento de 4 transistores del tipo NPN en la etapa de potencia.

En el instante t_0 y señal de salida del generador en alta (+5V), los transistores de potencia A y B conducen, mientras que los transistores de potencia C y D no conducen.

En otro instante de tiempo t_1 y señal de salida del generador en baja (0V), los transistores de potencia A y B no conducen, mientras que los transistores de potencia C y D conducen.

Como vemos, el comportamiento del circuito es similar a la primera propuesta, pero la diferencia se evidencia en la configuración del circuito. Las salidas de los optoacopladores pertenecientes a la rama de la compuerta inversora, se conectan a ramas opuestas de la etapa de potencia (transistores A y B). Por otro lado, las salidas de los optoacopladores cuyas entradas se conectan a la compuerta no inversora, se conectan también a ramas opuestas en la etapa de potencia (transistores C y D).

3.2.1 Característica de funcionamiento de los transistores de potencia

Tabla de verdad circuito de la figura 8.

Optoacopladores	Transistores en Corte.		Transistores en Saturación.	
Entrada	A	B	C	D
0	0	0	1	1
	Transistores en Saturación		Transistores en Corte.	
Entrada	A	B	C	D
1	1	1	0	0

Como era de prever es idéntica al circuito de la primera propuesta.

3.2.2 Observaciones:

- **Entrada de optoacopladores (leds):**
 - «0» Lógico equivale a «0V».
 - «1» Lógico equivale a «5V».
- **Base de los transistores:**
 - «0» Lógico equivale a «0V».
 - «1» Lógico equivale a «12V».

3.3 Propuesta 3.

La figura 9 muestra un circuito más desarrollado que los anteriores. Seguidor e inversor se conectan individualmente a cada led del optoacoplador (según cada caso). Esta modificación mejora notablemente el disparo de los optoacopladores. También, se introduce una red snubber como protección de los transistores de potencia, cuyo principio de funcionamiento se explica en la sección 4.

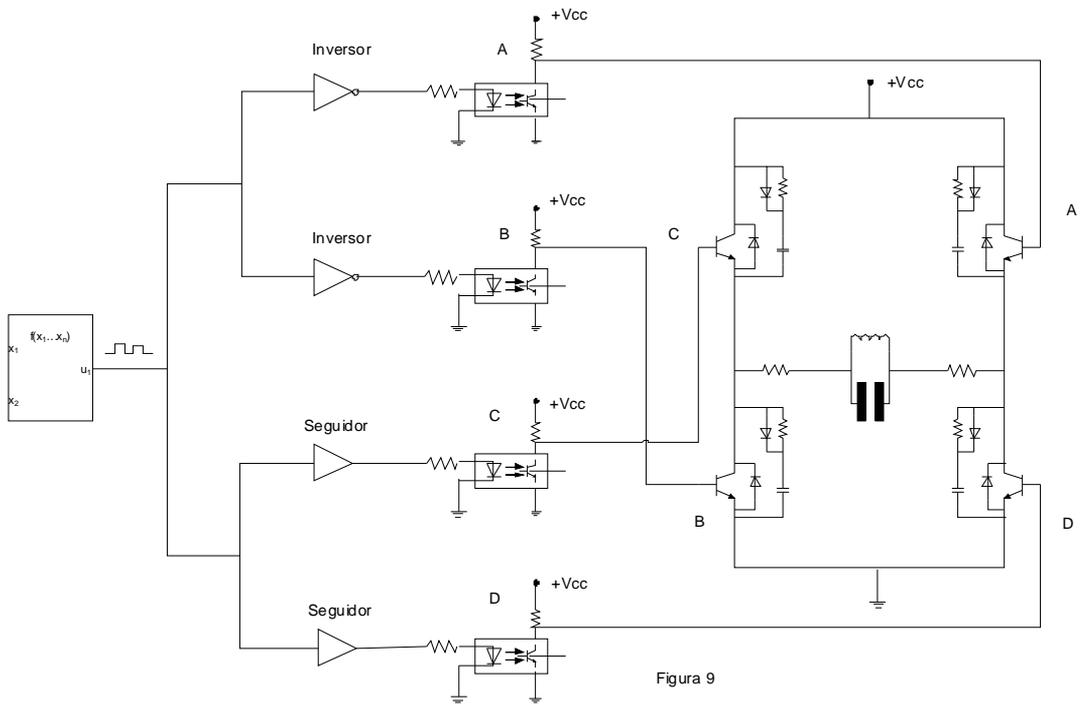


Figura 9

3.3.1 Característica de funcionamiento.

Tabla de verdad circuito de la figura 9.

Optoacopladores	Transistores en Corte.		Transistores en Saturación.	
	A	B	C	D
Entrada	A	B	C	D
0	0	0	1	1
	Transistores en Saturación		Transistores en Corte.	
Entrada	A	B	C	D
1	1	1	0	0

3.3.2 Observaciones:

- **Entrada de optoacopladores (leds):**
 - «0» Lógico equivale a «0V».
 - «1» Lógico equivale a «5V».
- **Base de los transistores:**
 - «0» Lógico equivale a «0V».
 - «1» Lógico equivale a «12V».

3.3.3 Hasta el momento los circuitos de las figuras 5 y 8, nos permiten introducirnos en el control de la etapa de potencia. En los cuales los seguidores e inversores se los considera como ideales. A partir de la propuesta 3, las configuraciones consideran sus limitaciones, lo cual se evidencia en las gráficas presentadas.

3.4. Propuesta 4

En este caso, presentamos un circuito más complejo con respecto a los analizados hasta el momento. Se trata de un circuito de disparo con transistores NPN, protección completa y compuertas lógicas AND.

La etapa de generación de la señal cuadrada se encuentra aislada del resto del sistema

este caso se utiliza un amplificador ope racional TL081, el cual presenta una mejor respuesta en frecuencia en relación al clásico LM741, pero siempre dentro del rango de frecuencia del oído humano (20 a 20Khz).

Luego la inversión se realiza mediante un transistor, si consideramos que la frecuencia límite de funcionamiento para este estudio es de 10Khz, con un transistor del tipo BC327 es suficiente.

Las compuertas lógicas AND son habilitadas mediante un «1» lógico (5V) en unas de sus entradas mediante un interruptor (interruptor 1 de la figura 10). Esta simple configuración permite un mejor control de la etapa de potencia.

Al cerrar el interruptor 1, logramos que las salidas de las compuertas reflejen el estado de la señal de entrada. Con el interruptor 1 abierto, obligamos que todas las salidas de las compuertas se mantengan en 0V, independientemente de los estados de las señales de entrada para cada caso en particular. Con esta última acción la etapa de potencia no reproduce ningún tipo de señal.

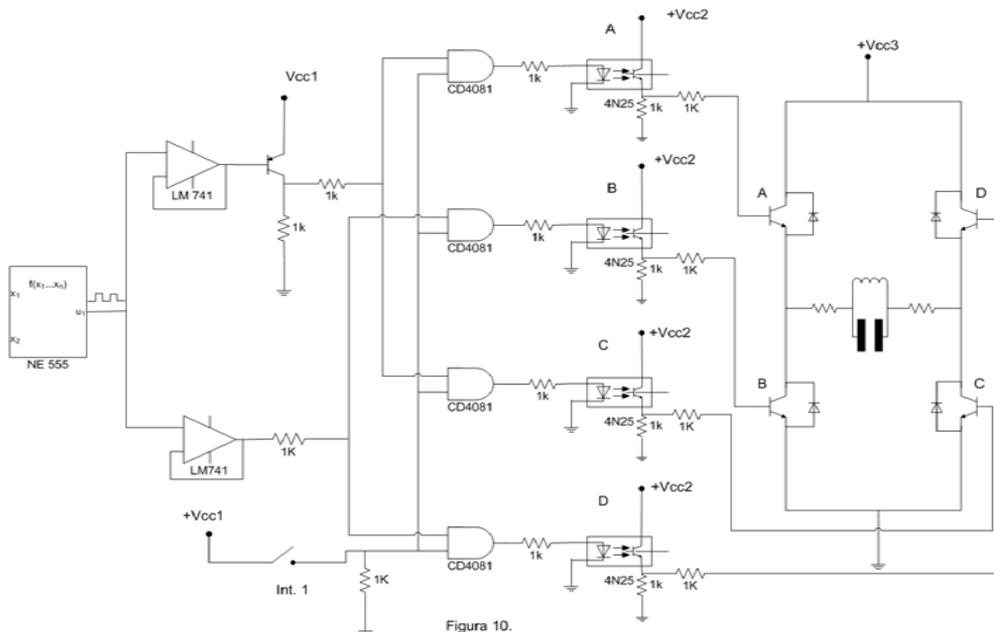


Figura 10.

3.4.1 Característica de funcionamiento.

Tabla de verdad del circuito de la figura 10.

Optoacopladores. (Int. 1 - cerrado).	Transistores en Saturación.		Transistores en Corte.	
Entrada	A	C	B	D
0	1	1	0	0
	Transistor en Corte		Transistor en Saturación	
Entrada	A	C	B	D
1	0	0	1	1

Optoacopladores. (Int. 0 abierto).	Transistores en Corte		Transistores en Corte.	
Entrada	A	C	B	D
0	0	0	0	0
	Transistor en Corte		Transistor en Corte.	
Entrada	A	C	B	D
1	0	0	0	0

La tabla de verdad refleja el comportamiento de la etapa de potencia, ante los dos estados posibles del interruptor 1 (abierto o cerrado).

- «0» Lógico equivale a «0V».
- «1» Lógico equivale a «12V».

3.4.2 Observaciones

- **Entrada de optoacopladores (leds):**
 - «0» Lógico equivale a «0V».
 - «1» Lógico equivale a «5V».
- **Base de los transistores:**

4. Observación general

Para alcanzar una máxima efectividad sobre el metal a fundir, la etapa de potencia debe ser alimentada con 220V de CC. En los gráficos anteriores, los transistores A, B, C y D podrían corresponder a los del tipo MOSFET ó IGBT.

Pero ya sea con baja tensión (en el orden de los 12 a 50V) ó con alta tensión (100 a 220V) siempre es necesario proteger a los transistores que actúan como conmutadores, contra corrientes inversas instantáneas que pueden ser producidas en la etapa de carga, al tratarse la misma de un transformador (bobina magnética). Esto se explica, ya que durante las experiencias realizadas un corte súbito de tensión sobre la etapa de potencia provoca que el primario del transformador toroidal genere estas corrientes inversas, cuyo único resultado y sin la protección correspondiente es la destrucción del transistor de potencia.

No sólo es importante proteger a los transistores contra estas corrientes inversas, sino también es preferible protegerlos del desgaste que sufren los mismo en los procesos constantes de encendido y apagado. Más aún si se eligen frecuencias elevadas de trabajo para una penetración superficial sobre el material a fundir.

La utilización de diodos de protección contra corrientes inversas y de una red snubber para extender la vida útil de los transistores, es una combinación ideal para un buen funcionamiento de la etapa de potencia.

Cabe aclarar, que la elección de los componentes pasivos de la red snubber no es una tarea fácil, ya que sus valores van a depender en gran medida de la experimentación. Durante la práctica realizada se determinó el valor de $R \cdot C$ sobre un tiempo muy reducido en relación al tiempo total de la onda cuadrada que activa el transistor. Entonces, tendríamos la carga y descarga del capacitor del snubber a un ritmo notablemente superior a la frecuencia de trabajo, lo cual permitiría aplanar o curvar el momento de encendido y apagado del transistor de potencia. Esto elimina el chispazo que en analogía se puede asociar con una llave de encendido mecánica.

Veamos el principio de funcionamiento de una red snubber. La siguiente gráfica (figura

11) muestra un transistor en estado de no conducción (estado abierto), produciéndose la carga del capacitor C del snubber a través del diodo D. Una comparación con una llave mecánica sería al momento de abrir esa llave, el efecto producido es un cambio abrupto de conducción a no conducción, la acción de la red snubber es suavizar ese cambio tan violento.

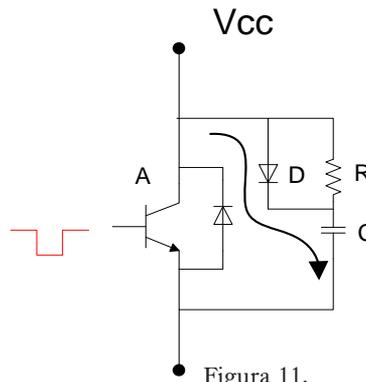


Figura 11.

Ahora el transistor pasa al estado de saturación ó de conducción (figura 12). Como el capacitor C está cargado procede a descargarse a través de la resistencia R. Recurriendo a la comparación de una llave mecánica, es el momento de activar una llave al pasar de un estado de apagado al de conducción. Nuevamente suaviza ese cambio abrupto, que puede provocar un efecto negativo sobre la durabilidad del transistor.

La representación gráfica del diodo de protección en conjunto con la red snubber se muestra en la gráfica de la figura 13.

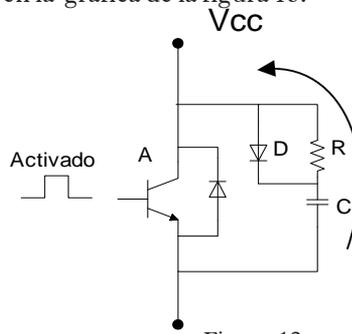


Figura 12.

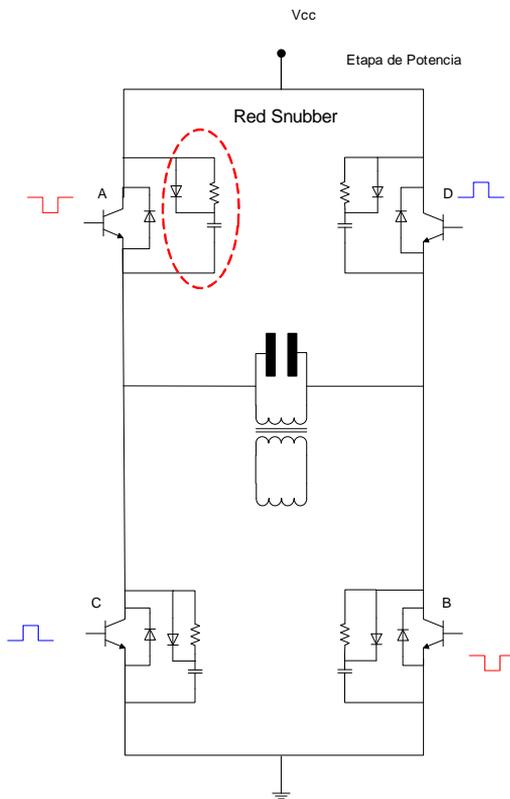


Figura 13.

Otra consideración importante es la alimentación del generador de funciones, correspondiente a la etapa de generación, independientemente del tipo de generador utilizado. Si bien no es un tema a desarrollar en este artículo, es aconsejable alimentar al generador con una fuente totalmente libre de ruido producido en línea.

Una configuración de la cual se obtuvieron muy buenos resultados es la representada en la figura 14, ya que cualquier tipo de ruido o malformación que afecte a la señal emitida por el generador puede afectar negativamente sobre la etapa de potencia.

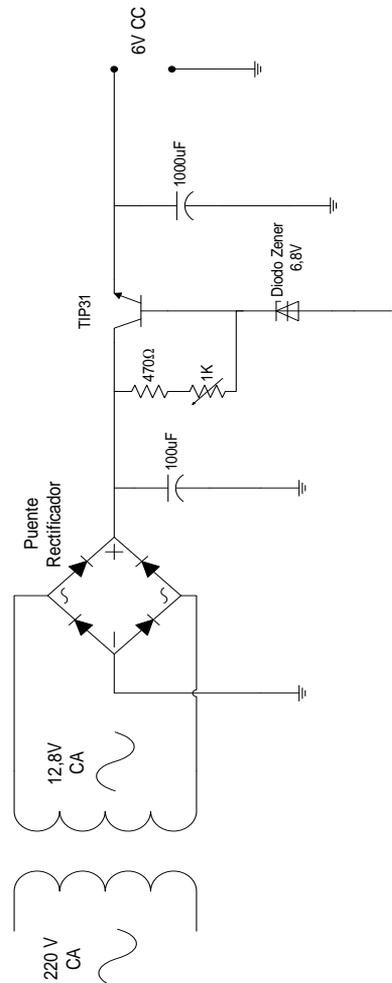


Figura 14.

Lista de materiales para circuito de la figura 14

- 1 Transformador Entrada: 220V- Salida: 12,8V – 300mA. (valor comercial).
- 1 Puente rectificador. (1A estándar comercial).
- 1 Capacitor de 100uF.
- 1 Capacitor de 1000uF.
- 1 Diodo Tener de 12,1V x 1W.
- 1 Resistor de 470Ω.

- 1 Preset de 1K.Ω.
- 1 TIP31.

La fuente de alimentación destinada a proporcionar energía a la etapa de potencia es la presentada en la figura 15. Se trata de un simple rectificador de onda completa, pero filtrada a su salida con un capacitor de generosas dimensiones, con la particularidad de mantener una tensión estable sobre la carga entre las crestas de los pulsos a la salida del puente rectificador.

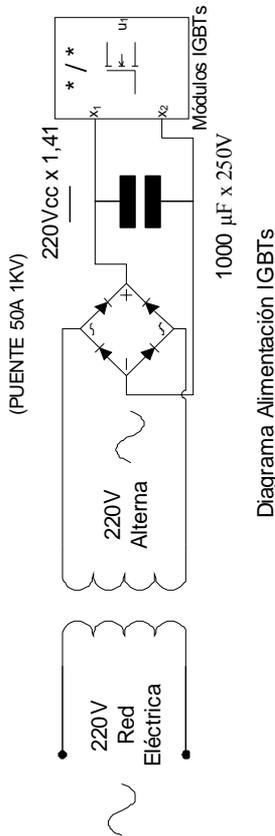


Figura 15.

A título ilustrativo, en la figura 16 se representa los elementos que constituyen la etapa de carga. Se trata de un transformador toroidal, el primario forma con un capacitor un circuito tanque, que al entrar en resonancia con la frecuencia de trabajo induce el máximo nivel de potencia hacia el secundario del mismo. En el secundario se desea obtener una onda senoidal de baja tensión y de máxima corriente. Siendo todo lo contrario en el primario, esto se debe a las limitaciones en el rango de corriente en el cual pueden operar los transistores de potencia (figura 13):

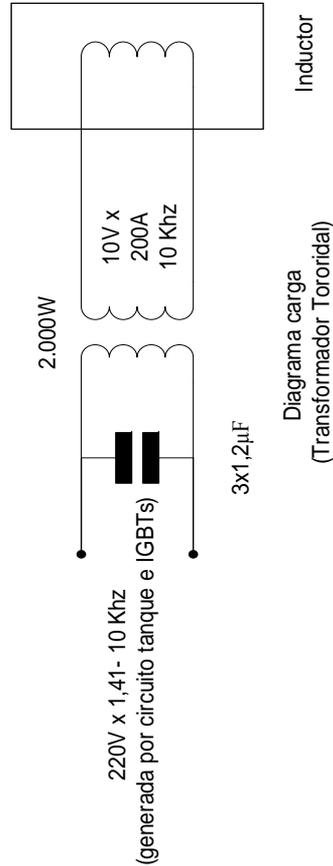


Figura 16.

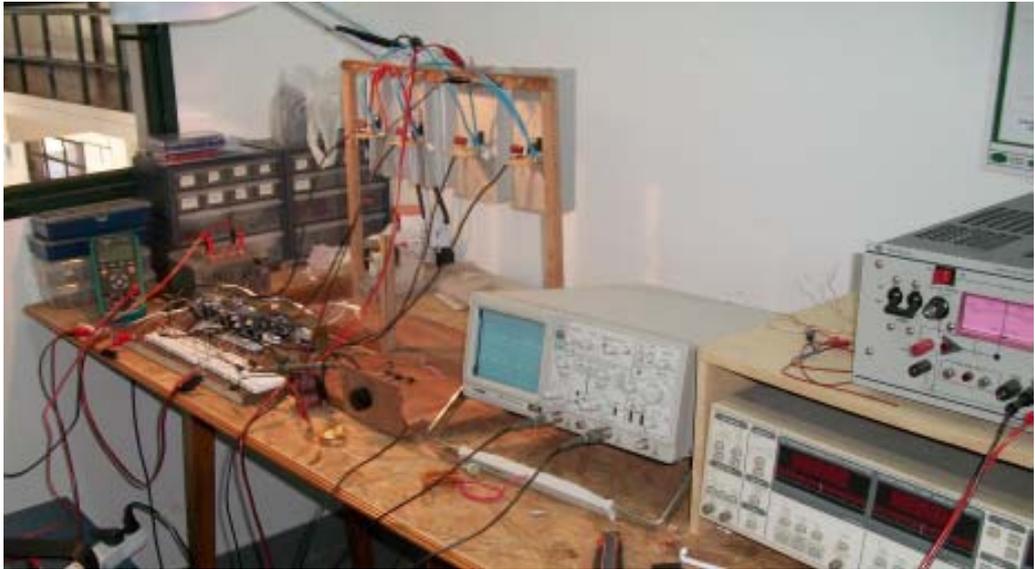


Figura 17.

En la figura 17 observamos el desarrollo de un prototipo de un horno de inducción en las instalaciones del Dpto. de Investigaciones de la Facultad de Ingeniería de la Universidad Católica de Salta.

El proyecto se encuentra en sus fases finales previas a la obtención de un sistema totalmente operativo. En este desarrollo se aplicaron y estudiaron, entre muchas otras, las propuestas antes mencionadas.

Actualmente se está trabajando en variantes más elaboradas en relación a la generación y control de la etapa de potencia.

5. Conclusión

En este breve análisis se plantearon 4 circuitos o propuestas de control, que pueden ser utilizadas para un horno de inducción.

La primera de ellas presenta una etapa de potencia eficiente debido a una combinación de transistores del tipo NPN y PNP. Con lo

cual se obtienen buenos resultados, a pesar de que la generación y la inversión de la señales se obtienen de combinaciones de componentes activos muy elementales. Presenta el inconveniente, de que una vez disparado el circuito, sólo se puede detener si se elimina la alimentación del mismo, existiendo un instante de incertidumbre en el arranque del sistema, previo a su funcionamiento normal.

La segunda propuesta se basa en el mismo sistema de control, con la única diferencia de que su etapa de potencia cuenta con transistores del tipo NPN. Esta configuración surge de la necesidad de reemplazar los transistores tipo PNP, ante la posible falta de disponibilidad de los mismos en la especificación deseada.

La tercera propuesta corresponde a una protección de los transistores de potencia más desarrollada y por consiguiente, más eficiente. La etapa de generación y control se mantiene igual a los anteriores desarrollos.

La cuarta propuesta refleja un sistema de control más elaborado, al presentar compuertas lógicas del tipo AND, que habilitan o no el paso de la señal cuadrada generada por el oscilador. La configuración de los optoacopladores establece, que no circule ninguna corriente por la carga, cuando las compuertas inhabilitan el sistema.

En todos los circuitos propuestos se presentan tablas de verdad, que representan claramente el comportamiento de la etapa de potencia ante las señales de control.

La combinación de transistores del mismo tipo (NPN), optoacopladores, y compuertas AND son una verdadera alternativa de control para etapas de potencia, sobre todo si deseamos interrumpir a voluntad la señal que actúa sobre la carga final, sin necesidad de eliminar la tensión de alimentación general. Esta configuración podría ser utilizada como punto de partida para el control desde dispositivos externos más desarrollados, ya sea un PIC o una PC.

También se plantean alternativas de protección completas para los transistores de potencia ante corriente destructivas inversas en circuitos inductivos.

Por último y como observación general, se ofrecen algunas sugerencias de configuración en cuanto a circuitos de alimentación para la etapa de control y potencia. Las cuales no son únicas, existiendo variantes de todo tipo en el mercado.

6. Agradecimientos

El autor de este trabajo agradece la colaboración brindada en este proyecto al Dr. Javier Moya, Ing. Ernesto Bonfiglioli, Ing. Martín Rodríguez, Ing. Manuel Zambrano y al Sr. Marcos Chauque.

7. Referencias bibliográficas

- Amalfa, Salvador. Transformadores: Fundamentos y Construcción. Editorial Hasa. 2000.
- Circuitos Eléctricos. Joseph A. Edminister. Segunda Edición. Serie Schaum. 1994.
- Electrónica Fundamental 6. J.M. Angulo. Editorial Paraninfo. 1986.
- Hayt, William H, Jr. Jack E. Kemmerly. Análisis de Circuitos en Ingeniería. Quinta Edición. Editorial McGraw-Hill.
- Hildreth Skilling, Hugo. Circuitos en Ingeniería Eléctrica. 1965.
- Retroalimentación y sistemas de control. Distefano III Stubberud y Williams. Serie Schaum. 1991.
- Rudnev, Valery Don Loveless, Raymond Cood, Micah Black. Inductoheat, Inc. Madison Heights, Michigan. Handbook of Induction Heating. Manufacturing engineering and materials processing, USA. 2003.
- Singer, Francisco. Ing. Mecánico Electricista. Transformadores. Novena Edición. Editorial Neo Técnica 1987.