

**DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE PRÁCTICAS PARA EL LABORATORIO DE  
ELECTRÓNICA INDUSTRIAL: INVERSOR MONOFÁSICO**

**CARLOS ANDRÉS RODRÍGUEZ ORTIZ**

**PONTIFICIA UNIVERSIDAD JAVERIANA  
FACULTAD DE INGENIERÍA  
DEPARTAMENTO DE ELECTRÓNICA  
BOGOTÁ, D.C.  
2004**

**DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE PRÁCTICAS PARA EL LABORATORIO DE  
ELECTRÓNICA INDUSTRIAL: INVERSOR MONOFÁSICO**

**CARLOS ANDRÉS RODRÍGUEZ ORTIZ**

Trabajo de grado presentado como requisito parcial para optar al título de Ingeniero  
Electrónico

**DIRECTOR:**

**Gabriel Perilla Galindo**  
**Ingeniero Electrónico**

**PONTIFICIA UNIVERSIDAD JAVERIANA  
FACULTAD DE INGENIERÍA  
DEPARTAMENTO DE ELECTRÓNICA  
BOGOTÁ, D.C.  
2004**

**PONTIFICIA UNIVERSIDAD JAVERIANA**

**FACULTAD DE INGENIERÍA**

**CARRERA DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA**

**RECTOR MAGNÍFICO: R.P. GERARDO REMOLINA S.J.**

**DECANO ACADÉMICO: Ing. ROBERTO ENRIQUE MONTOYA VILLA**

**DECANO DEL MEDIO UNIVERSITARIO: R.P. ANTONIO J. SARMIENTO S.J.**

**DIRECTOR DE CARRERA: Ing. JUAN CARLOS GIRALDO**

**DIRECTOR DEL PROYECTO: Ing. GABRIEL PERILLA GALINDO**

## **ARTÍCULO 23 DE LA RESOLUCIÓN No. 13 DE JUNIO DE 1946**

“La universidad no se hace responsable de los conceptos emitidos por sus alumnos en sus proyectos de grado.

Sólo velará porque no se publique nada contrario al dogma y la moral católica y porque los trabajos no contengan ataques o polémicas puramente personales. Antes bien, que se vea en ellos el anhelo de buscar en ellos la verdad y la justicia.”

*A mi esposa mimi, a mi hija Silvana, a mis padres y a mis hermanos.*

*Gracias por su amor, por su apoyo y por su paciencia.*

*A ustedes les debo este logro que espero sea uno de muchos en mi vida.*

Agradecimientos especiales al Ingeniero Gabriel Perilla, al Laboratorio de Electrónica, a la Facultad de Ingeniería Electrónica y a todas las personas que colaboraron para la realización de este proyecto.

## **TABLA DE CONTENIDO**

<b>1</b>	<b>INTRODUCCIÓN</b>	<b>12</b>
<b>2</b>	<b>MARCO TEÓRICO</b>	<b>13</b>
<b>2.1</b>	<b>CIRCUITOS INVERSORES MONOFÁSICOS</b>	<b>13</b>
2.1.1	INVERSORES EN CONFIGURACIÓN PUENTE	13
2.1.2	CONTROL DE VOLTAJE DE LOS INVERSORES MONOFÁSICOS	15
2.1.2.1	Modulación de un solo ancho de pulso	15
2.1.2.2	Modulación de varios anchos de pulso	16
2.1.2.3	Modulación senoidal del ancho de pulso	17
2.1.2.4	Modulación senoidal modificada del ancho de pulso	18
2.1.2.5	Control por desplazamiento de fase	19
<b>3</b>	<b>ESPECIFICACIONES</b>	<b>20</b>
<b>3.1</b>	<b>DESCRIPCIÓN GENERAL</b>	<b>20</b>
<b>3.2</b>	<b>CARACTERÍSTICAS ELÉCTRICAS</b>	<b>22</b>
<b>3.3</b>	<b>DIAGRAMA DE BLOQUES</b>	<b>23</b>
3.3.1	CIRCUITO INVERSOR MONOFÁSICO	23
3.3.1.1	Fuente de alimentación	24
3.3.1.2	Sincronismo	24
3.3.1.3	PWM	24
3.3.1.4	Circuito de retardo y disparo	25
3.3.1.5	Puente y transformador de salida	25
3.3.1.6	Circuito de control	26
3.3.1.7	Alarma de fuentes	26
<b>4</b>	<b>DESARROLLOS</b>	<b>27</b>

<b>4.1</b>	<b>FUENTE DE ALIMENTACIÓN</b>	<b>27</b>
4.1.1	Alimentación	27
4.1.2	Oscilador	28
4.1.3	Cálculo del transformador	29
4.1.4	Control de corriente	32
4.1.5	Amplificador de error	33
4.1.5.1	Control de voltaje de salida	33
4.1.5.2	Compensación en frecuencia	34
4.1.6	Snubbers	35
4.1.7	Condensadores de entrada y salida	37
<b>4.2</b>	<b>SINCRONISMO</b>	<b>38</b>
4.2.1	Oscilador	38
4.2.2	Divisor de frecuencia	39
4.2.3	Monoestable	40
4.2.4	Sincronismo del PWM	40
<b>4.3</b>	<b>PWM</b>	<b>42</b>
4.3.1	Control del ancho de pulso con el amplificador de error	43
4.3.2	Control de corriente	44
4.3.3	Arranque suave	45
<b>4.4</b>	<b>RETARDO Y DISPARO</b>	<b>46</b>
4.4.1	Circuitos de retardo	49
4.4.2	Drivers	52
<b>4.5</b>	<b>PUENTE Y TRANSFORMADOR DE SALIDA</b>	<b>53</b>
4.5.1	Transformador de salida	54
4.5.2	Cálculos de potencia	55
4.5.3	Mosfets	58
4.5.4	Supresión de picos de voltaje	59
4.5.5	SHUNT	60
<b>4.6</b>	<b>CIRCUITO DE CONTROL</b>	<b>60</b>
4.6.1	Generador de rampa	60
4.6.2	Control de corriente	64

<b>4.7</b>	<b>CIRCUITO DE ALARMA DE FUENTES</b>	<b>66</b>
<b>5</b>	<b>PRUEBAS</b>	<b>68</b>
<b>6</b>	<b>CONCLUSIONES</b>	<b>69</b>
<b>7</b>	<b>BIBLIOGRAFÍA</b>	<b>70</b>



## ÍNDICE DE FIGURAS

FIGURA 1A. INVERSOR EN CONFIGURACIÓN DEL PUENTE	14
FIGURA 1B. VOLTAJE EN LA CARGA	14
FIGURA 2. MODULACIÓN DE UN SOLO ANCHO DE PULSO	16
FIGURA 3A. GENERACIÓN DE LA SEÑAL DE EXCITACION	17
FIGURA 3B. VOLTAJE DE SALIDA	17
FIGURA 4. MODULACIÓN SENOIDAL DE ANCHO DE PULSO	18
FIGURA 5. CONTROL POR DESPLAZAMIENTO DE FASE	19
FIGURA 6. PUENTE INVERSOR	21
FIGURA 7. CONTROL DEL ANCHO DE PULSO POR MEDIO DE LA RAMPA	21
FIGURA 8. CONTROL DEL ANCHO DE PULSO	22
FIGURA 9. DIAGRAMA EN BLOQUES DEL INVERSOR MONOFÁSICO	23
FIGURA 10. ALIMENTACIÓN DEL UC 3842	28
FIGURA 11. OSCILADOR	28
FIGURA 12. CONEXIÓN DEL TRANSFORMADOR	29
FIGURA 13. CORRIENTES DEL TRANSFORMADOR	29
FIGURA 14. ELABORACIÓN DEL TRANSFORMADOR	32
FIGURA 15. CONTROL DE CORRIENTE	32
FIGURA 16. AMPLIFICADOR DE ERROR	33
FIGURA 17. AMPLIFICADOR DE ERROR	34
FIGURA 18. SNUBBERS	36
FIGURA 19. CORRIENTE DEL CONDENSADOR DE ENTRADA	37
FIGURA 20. CIRCUITO OSCILADOR	38
FIGURA 21. DIVISOR DE FRECUENCIA	39
FIGURA 22. MONOESTABLE	40
FIGURA 23. SINCRONISMO DEL PWM	41
FIGURA 24. AMPLIFICADOR DE ERROR	44
FIGURA 25. CONTROL DE CORRIENTE	44
FIGURA 26. ARRANQUE SUAVE	46
FIGURA 27. PUENTE DE SALIDA	47
FIGURA 28. SEÑALES DE CONTROL	48
FIGURA 29. CIRCUITO DE RETARDO	49
FIGURA 30. CIRCUITO EQUIVALENTE PARA Q SATURADO	50

FIGURA 31. CIRCUITO EQUIVALENTE CON Q CORTADO	51
FIGURA 32. DRIVER	53
FIGURA 33. PUENTE DE SALIDA	54
FIGURA 34. CORRIENTES DEL PUENTE	56
FIGURA 35. RECTIFICADOR DE ONDA COMPLETA	61
FIGURA 36. SUMADOR	62
FIGURA 37. VOLTAJE DE REFERENCIA	62
FIGURA 38. INTEGRADOR	63
FIGURA 39. CONTROL DEL AMPLIFICADOR	64
FIGURA 40. AMPLIFICADOR DIFERENCIAL	65
FIGURA 41. CIRCUITO DE ALARMAS DE VOLTAJE	66

## **ANEXOS**

**ANEXO A GRÁFICAS DE VOLTAJE Y CORRIENTE OBTENIDAS EN LAS  
DIFERENTES PARTES DEL CIRCUITO**

**ANEXO B GUÍA PARA EL DESARROLLO DE LA PRÁCTICA**

**ANEXO C ESQUEMÁTICO**

**ANEXO D CIRCUITO IMPRESO**

## 1. INTRODUCCIÓN

La Electrónica de potencia se puede definir como la aplicación de la electrónica para el control y la conversión de la energía eléctrica mediante la conmutación de dispositivos semiconductores. Las técnicas de conversión requieren de la conmutación de dispositivos semiconductores de potencia, que a su vez son controlados mediante señales de compuerta generadas por circuitos electrónicos de bajo nivel tales como circuitos integrados y componentes discretos, los cuales se han ido reemplazando por microprocesadores con el paso de los años.

Dentro de la Electrónica de potencia los circuitos para transformar de corriente directa a corriente alterna se conocen como *Inversores*, de ellos se ha tomado el inversor monofásico para generar una nueva práctica de laboratorio de la asignatura de Electrónica Industrial, mediante el diseño e implementación de un Inversor monofásico con modulación de ancho de pulso, con el propósito de colaborar en el proceso de formación de los estudiantes de la carrera de Ingeniería Electrónica.

## 2 MARCO TEÓRICO

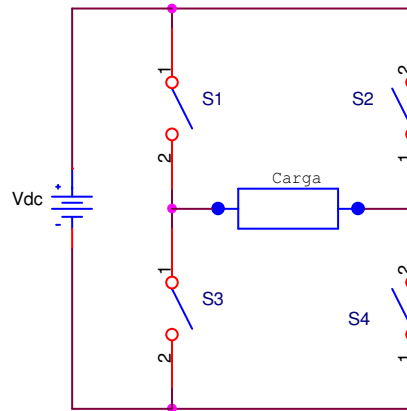
### 2.1 CIRCUITOS INVERSORES MONOFASICOS

La función de un inversor monofásico es cambiar un voltaje de entrada en DC a un voltaje simétrico de salida en AC, con la magnitud y frecuencia deseadas.

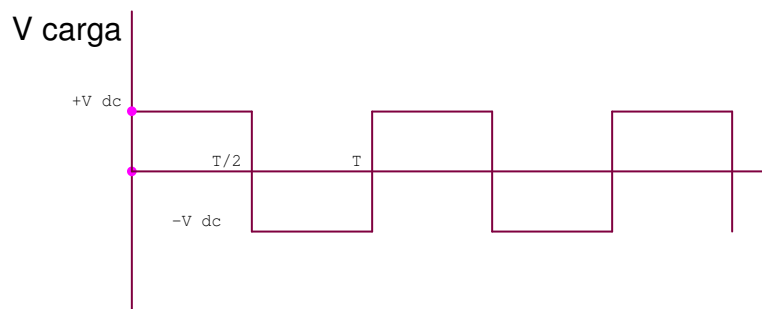
Si el inversor monofásico genera una señal rectangular, la ganancia del inversor, definida como la relación entre el voltaje de salida en AC y el voltaje de entrada en DC [1], se puede controlar mediante la modulación del ancho del pulso, lo cual a su vez genera descansos en cero. Mediante esta modulación de los anchos de pulso se pueden controlar diferentes características de la señal de salida, según la aplicación para la que se requiera el inversor.

#### 2.1.1 Inversores en configuración puente

Un inversor monofásico en configuración puente, tal y como se muestra en la figura 1A está conformado por cuatro semiconductores funcionando como interruptores conectados a una fuente de alimentación DC. Si los interruptores S1 y S4 se activan simultáneamente, el voltaje de entrada aparece a través de la carga. Si S2 y S3 se activan al mismo tiempo, el voltaje a través de la carga se invierte, generando un voltaje en la carga tal y como se muestra en la figura 1B [1].



**Figura 1A** Inversor en configuración Punte.



**Figura 1B** Voltaje en la carga

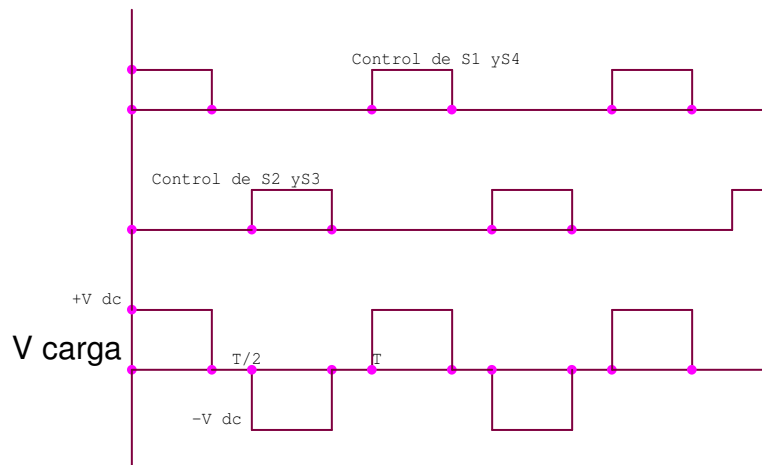
### 2.1.2 Control de voltaje de los inversores monofásicos

En muchas aplicaciones Industriales, a menudo es necesario controlar el voltaje de salida de los inversores, esto con el fin de: hacer frente a las variaciones de la entrada DC, para la regulación del voltaje de los inversores y para cumplir los requisitos de voltaje y frecuencia en la salida del circuito. Existen varias técnicas para modificar el voltaje de salida de un inversor. El método más eficiente de controlar este voltaje, es incorporar en los inversores el control de modulación de ancho de pulso (PWM). Las técnicas mas comúnmente utilizadas son:

1. Modulación de un solo ancho de pulso.
2. Modulación de varios anchos de pulso.
3. Modulación senoidal del ancho de pulso.
4. Modulación senoidal modificada del ancho de pulso.
5. Control por desplazamiento de fase.

#### 2.1.2.1 Modulación de un solo ancho de pulso

En el control por modulación de un solo ancho de pulso existe un solo pulso por cada medio ciclo. El ancho del pulso se hace variar, a fin de controlar el voltaje de salida del inversor. La figura 2 muestra las señales de excitación y el voltaje de salida para el inversor monofásico en configuración puente de la figura 1A [1].

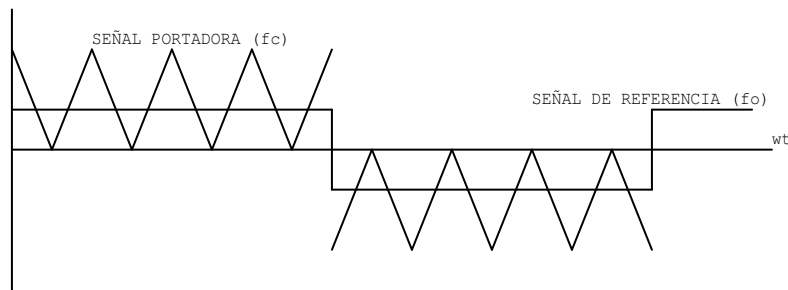


**Figura 2** Modulación de un solo ancho de pulso.

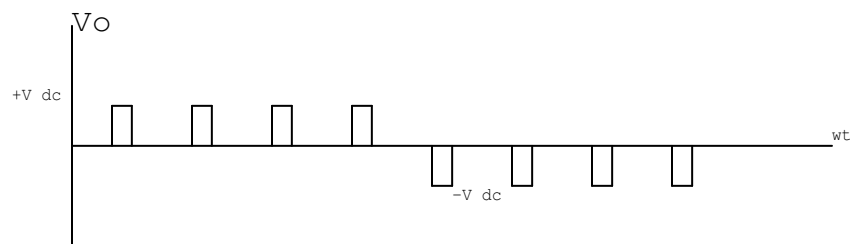
#### 2.1.2.2 Modulación de varios anchos de pulso

También se le conoce como modulación uniforme de ancho de pulso (UPWM). Utilizando varios pulsos en cada semiciclo de voltaje de salida puede reducirse el contenido armónico. Mediante la comparación de una señal de referencia con una señal portadora se generan los pulsos de disparo, tal como lo muestra la figura 3A. La frecuencia de la señal de referencia establece la frecuencia de la señal de salida,  $F_o$ , y la frecuencia de la portadora,  $F_c$ , determina el número de pulsos por cada ciclo. El índice de modulación controla el voltaje de salida. En la figura 3B se muestra el voltaje de salida, teniendo en cuenta que los pulsos positivos se generan debido a la excitación simultánea de S1 y S4 y los negativos con la de S2 y S3 [1].





**Figura 3A** Generación de la señal de excitación.

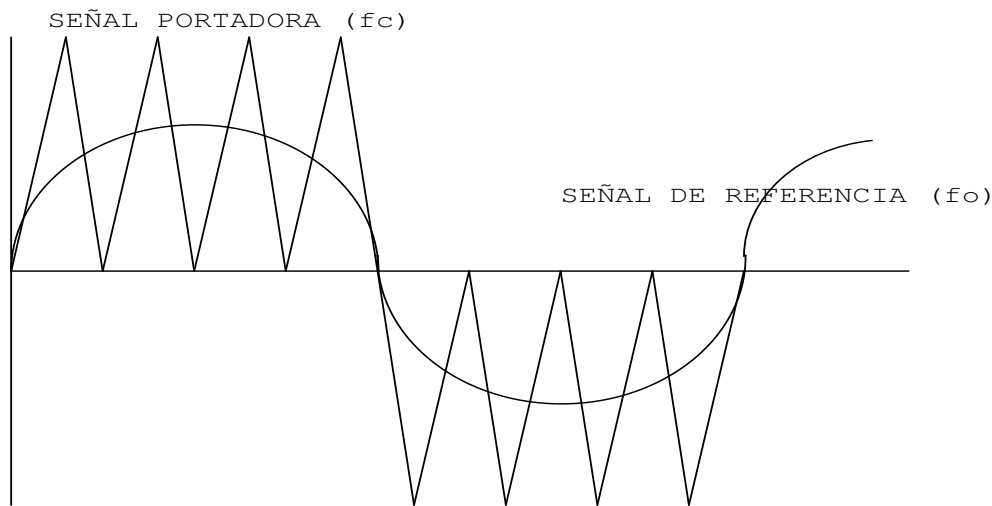


**Figura 3B** Voltaje de salida

### 2.1.2.3 Modulación senoidal del ancho de pulso

En vez de mantener igual el ancho de todos los pulsos, en la modulación senoidal se varía en proporción con la amplitud de una onda senoidal evaluada en el centro del mismo pulso. Las señales de compuerta se generan al comparar una señal senoidal de referencia con una onda portadora triangular unidireccional, tal y como se muestra en la Figura 4. La frecuencia de la señal de referencia,  $f_r$ , determina la frecuencia de salida del inversor,  $f_o$ , y

su amplitud pico controla el índice de modulación,  $M$ , y en consecuencia, el voltaje RMS de salida [1].



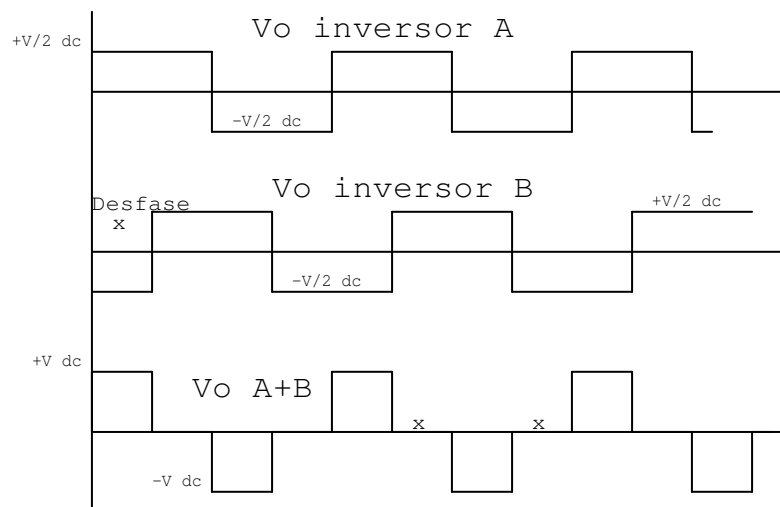
**Figura 4** Modulación senoidal de ancho de pulso

#### 2.1.2.4 Modulación senoidal modificada del ancho de pulso

En la modulación senoidal de ancho de pulso, los anchos de los pulsos más cercanos al pico de la onda senoidal no cambian considerablemente, luego en la modulación senoidal modificada (MSPWM) durante los sesenta grados alrededor del pico (treinta antes y treinta después) los interruptores están encendidos. Este tipo de modulación permite que se reduzca el número de conmutaciones de los dispositivos de potencia y las pérdidas de conmutación, incrementando la componente fundamental y mejorando las características armónicas [1].

### 2.1.2.5 Control por desplazamiento de fase

Este control se puede obtener usando varios inversores y sumando el voltaje de salida de los inversores individuales. Un ejemplo sería tener dos inversores de medio puente y sumarlos. Un desplazamiento de fase entre ellos controlaría el descanso en cero de la onda rectangular de salida, figura 5, controlando mediante esto el voltaje RMS de la salida [1].



**Figura 5** Control por desplazamiento de fase.

### 3 ESPECIFICACIONES

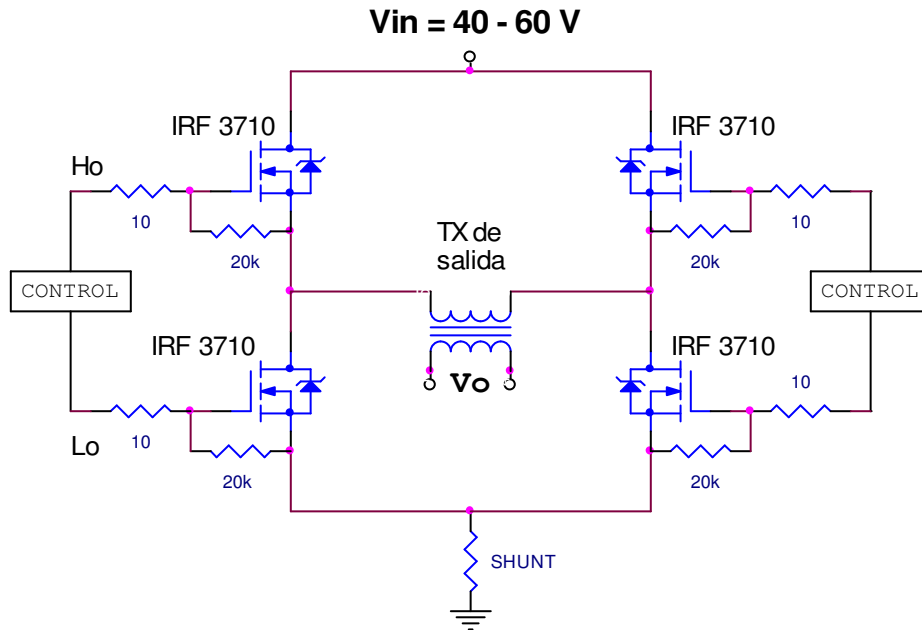
A continuación se presenta una descripción general del funcionamiento del circuito, sus especificaciones eléctricas y el diagrama en bloques.

#### 3.1 DESCRIPCIÓN GENERAL

El circuito implementado para la práctica de laboratorio de la asignatura de Electrónica Industrial es: un Inversor Monofásico.

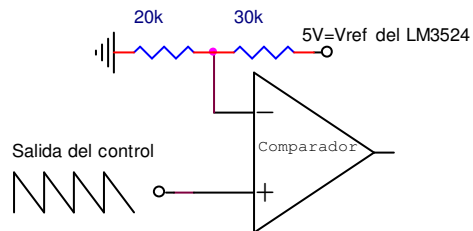
El circuito Inversor Monofásico convierte la señal de voltaje DC correspondiente a cuatro baterías de 12 voltios en serie, o sea entre 40 y 60 voltios según lo cargadas que estén, en una señal rectangular con descanso en cero como la mostrada en la figura 2. Mediante el control del ancho de pulso se garantiza que la señal rectangular rectificadora tenga un valor promedio nominal de 108 voltios. Este voltaje promedio se mantendrá constante a pesar de la conexión de impedancias de carga diferentes que exigen diferentes valores de corriente de salida para el circuito y también de las variaciones del voltaje de entrada provenientes de la carga o descarga de las baterías de alimentación.

En la figura 6 se muestra el puente inversor de salida del circuito Inversor monofásico. La función del circuito inversor es generar señales de control de los mosfets para obtener la señal rectangular con descanso en cero a la salida.



**Figura 6** Puente Inversor

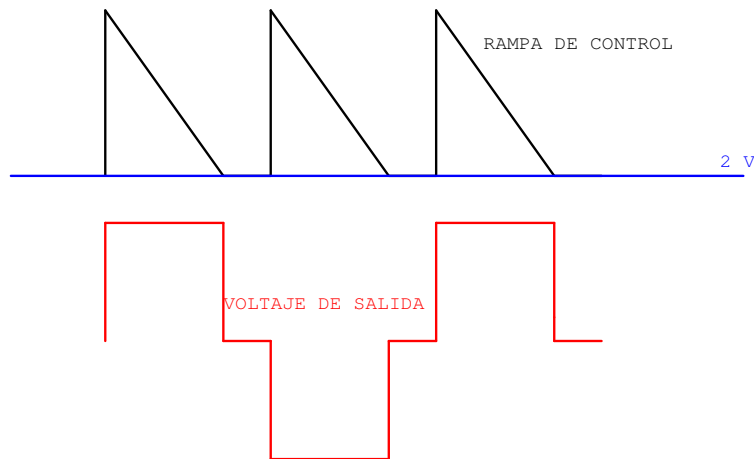
El ancho del pulso de la señal de salida depende de la comparación de dos voltajes, una referencia estable de 2 voltios y una rampa de voltaje con pendiente negativa proporcional al voltaje de entrada, tal como se muestra en la figura 7, de esta manera entre mayor sea el voltaje de entrada menor la duración del pulso (mayor pendiente).



**Figura 7** Control del ancho de pulso por medio de la rampa

En la figura 8 se ve claramente como se controla el ancho de pulso de la señal de salida.

El inversor tiene un circuito de control que se encarga de asegurar que la rampa de control llegue a los 2 voltios cuando el promedio de cada semiciclo llegue a 108 Voltios. A su vez el inversor consta con circuitos internos encargados de generar señales de disparo de los mosfets del puente de salida a partir de la comparación entre la rampa y los 2 voltios.



**Figura 8.** Control del ancho de pulso

### 3.2 CARACTERÍSTICAS ELÉCTRICAS

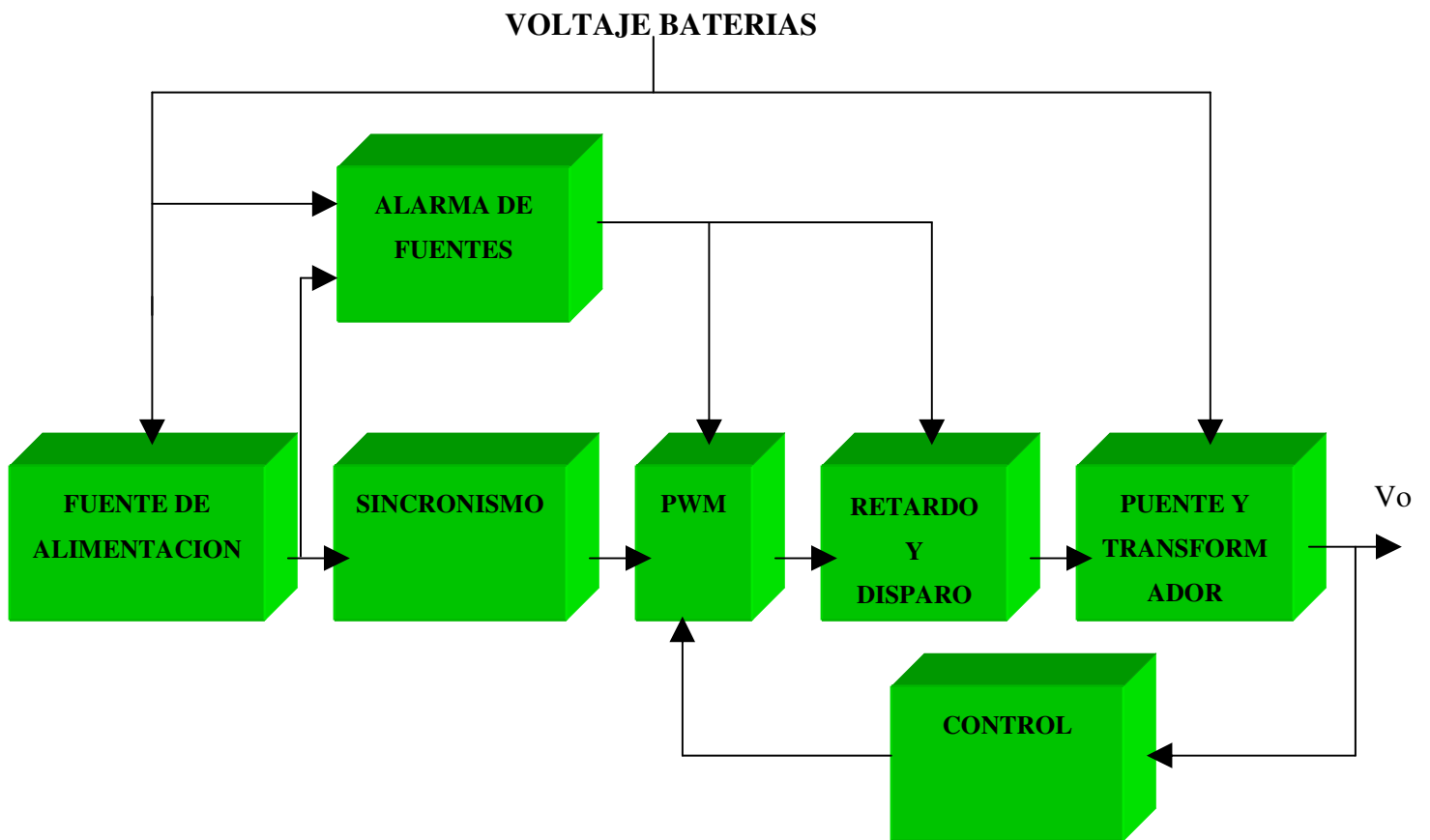
Las especificaciones eléctricas para el inversor monofásico son:

- Voltaje de entrada nominal de 54 voltios (equivalente a cuatro baterías) con un mínimo de 40 y un máximo de 60 voltios.
- Salida: Onda rectangular con descanso en cero, la cual rectificadada presenta un valor promedio de 108 voltios +/- 5%.
- Frecuencia de salida 60 Hz +/- 2%.
- Potencia de salida máxima 500 Vatios.

### 3.3 DIAGRAMA EN BLOQUES

#### 3.3.1 CIRCUITO INVERSOR MONOFÁSICO

El diagrama en bloques del circuito Inversor Monofásico se muestra en la figura 6.



**Figura 9** Diagrama en bloques del inversor monofásico

El circuito consta de siete partes principales que se encargan de la conversión de la señal de voltaje DC de entrada en una señal de voltaje AC con valor promedio constante.

#### 3.3.1.1 Fuente de alimentación

Consta de una fuente de switcheo flyback con entrada de 40 a 60 voltios DC y salida de 15 voltios para alimentar el circuito. Esta fuente es capaz de entregar 500 mA, o sea 7.5 Vatios y además tiene un ripple menor al 5% (750mV).

#### 3.3.1.2 Sincronismo

La función del circuito de sincronización es la de garantizar que la señal de salida trabaje a una frecuencia de 60 Hz  $\pm$  2%. Para esto se tiene un oscilador que genera una señal estable de 4 M Hz, la cual es dividida para obtener 120 Hz y adecuada para generar pulsos de sincronización que obliguen al PWM a trabajar a esa frecuencia. El PWM nos va a generar una señal de control para cada uno de los semiciclos de la señal de salida, así que la frecuencia final será de 60 Hz.

#### 3.3.1.3 PWM

El LM 3524 (PWM) es el corazón del circuito ya que se encarga de generar pulsos de voltaje de ancho variable a partir de los cuales se crean las señales de disparo de los mosfets del puente inversor de salida. Esto se hace utilizando su amplificador de error como comparador entre un voltaje de referencia y un voltaje entregado por el circuito de control.



El LM 3524 tiene un control de límite de corriente, con el cual se evita que el circuito sobrepase la corriente máxima para la que está diseñado. Otra característica importante es que se está usando el pin de compensación para asegurar que el circuito tenga un arranque suave y con esto prevenir saturaciones del transformador de salida debido al punto sobre la curva de magnetización en el que arranca cada vez que se enciende.

#### 3.3.1.4 Circuito de retardo y disparo

Este circuito se encarga de generar las señales de disparo para los mosfets del puente de salida a partir de las señales de control que entrega el LM 3524.

Primero se genera un par de señales de control a partir de cada una de las señales proveniente del LM 3524, para esto se utilizan circuitos con optoacopladores. Cada uno de estos circuitos genera una señal igual a la de entrada y otra inversa, las cuales controlan los disparos de una de las dos ramas del puente de salida. Estos circuitos también se encargan de generar un retardo entre las señales de una misma rama, esto con el fin de que antes de prender cualquier mosfet haya un tiempo suficiente para que el mosfet de su misma rama se apague completamente.

Finalmente cada par de estas señales de control van a las entradas de un driver, el cual garantiza que cuando la señal de entrada esté en alto, la salida correspondiente entregue el voltaje gate-source para encender el mosfet.

#### 3.3.1.5 Puente y transformador de salida

El puente de salida se conforma de cuatro mosfets de enriquecimiento canal N que funcionan como interruptores conectados a la fuente de alimentación, proveniente de las

cuatro baterías, y al primario de un transformador. Estos mosfets son manejados por unas señales de control que garantizan que en el primario del transformador se genere una onda rectangular con descanso en cero. Posteriormente esta señal va a ser adecuada por el transformador con el fin de entregar la amplitud requerida.

El transformador cumple con la relación de vueltas entre el primario y el secundario para dar la amplificación que se busca y también soporta la potencia máxima que el circuito entrega. Los cuatro mosfets escogidos cumplen con las características de corriente y voltaje para soportar las exigencias de la carga sin dañar la eficiencia del circuito.

#### 3.3.1.6 Circuito de control

El circuito de control se encarga de tomar una muestra del voltaje de salida por medio de un transformador y a partir de esta genera un voltaje DC proporcional al promedio de la onda de salida rectificadas, el cual va a ser comparado con una referencia en el LM 3524 para controlar el ancho de los pulsos de salida.

#### 3.3.1.7 Alarma de fuentes

El circuito de alarma de fuentes se encarga de bloquear el disparo de los mosfets del puente de salida siempre que alguna de las fuentes este por fuera de su rango de voltaje. El rango de las baterías es de 40 a 60 voltios y el de la fuente de switcheo es de 13 a 15 voltios.

## 4 DESARROLLOS

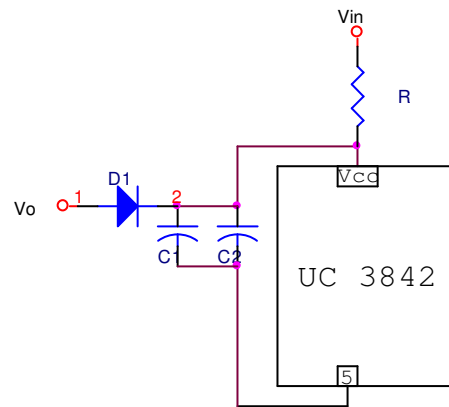
### 4.1 Fuente de alimentación

La fuente de alimentación es una flyback que trabaja en modo discontinuo, diseñada para mantener un voltaje de salida estable de 15 V DC. Esta fuente se diseñó teniendo en cuenta que el voltaje de entrada puede variar entre 40 y 60 voltios y que la carga máxima va a ser de 500 mA.

Para esta fuente se utilizó el integrado UC 3842, con el cual trabaja la flyback en modo corriente. A continuación se van a explicar cada una de las partes de la fuente.

#### 4.1.1 Alimentación

El integrado UC 3842 durante la operación normal de la fuente esta siendo alimentado en  $V_{cc}$  por la misma salida de la fuente a través del diodo D1, C1 y C2, tal y como se muestra en la figura 7, con un voltaje de 14.4 voltios. Durante el arranque los condensadores C1 y C2 deben cargarse a través de la resistencia R1 a 16 voltios por medio de la fuente de alimentación y se le debe entregar una corriente mínima de 1 mA, por lo cual R1 es de 22 K Ohmios para garantizar que aunque la alimentación este en su valor mas bajo, sea capaz de entregar la corriente para el arranque del integrado. El diodo D1 es de alta velocidad y empieza a conducir una vez la salida este en 15 voltios; el condensador C1 es electrolítico de 100 uF y C2 es cerámico de 0.1 uF, ambos sirven de desacople.

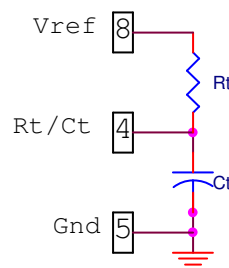


**Figura 10** Alimentación del UC 3842

#### 4.1.2 Oscilador

En la figura 8 se ve la configuración de la resistencia y el condensador, los cuales fueron escogidos de la siguiente forma:

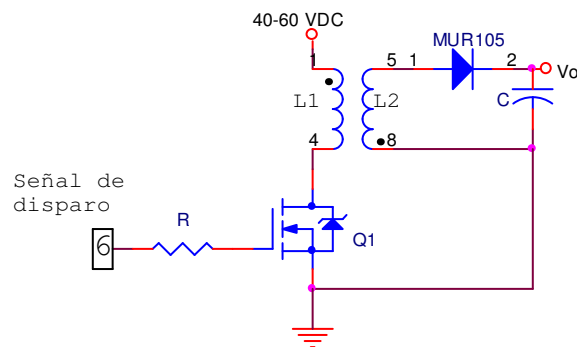
Primero se escogió una frecuencia de trabajo de 40 KHz. Luego se escogió el tiempo muerto, tiempo durante el cual el integrado descarga el condensador  $C_t$  por medio de una fuente de corriente interna, teniendo en cuenta que durante este tiempo la señal de disparo del mosfet esta apagada, el cual se escogió del 10 % del periodo, ósea de 2.5 us; esto se hizo a partir de las gráficas del integrado, tomando como  $C_t$  un condensador cerámico de 4.7 nF. Por ultimo se escogió la resistencia teniendo en cuenta las gráficas del integrado, la cual es de 9.1 k Ohmios.



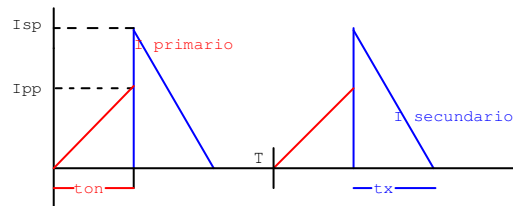
**Figura 11** Oscilador.

### 4.1.3 Cálculo del transformador

En la figura 9 se pueden ver la configuración de los devanados del transformador, el primario se encarga de almacenar energía durante el encendido del transistor, y una vez este se apaga, se transfiere la energía almacenada a la carga, como se puede ver en la figura 10, donde se muestran las corrientes del primario y secundario. El diodo asegura que durante el encendido del mosfet no haya transferencia de corriente a la carga debido al voltaje inverso reflejado [2].



**Figura 12** Conexión del transformador



**Figura 13** Corrientes del transformador

Los cálculos del transformador se hicieron de la siguiente manera:

La Energía  $E = \frac{LI^2}{2}$ , la potencia  $P = E \cdot f$  y la corriente pico en el primario es

$$I_{pp} = \frac{V_{in} \cdot t_{on}}{L_p} \quad (4-1)$$

De estas ecuaciones podemos definir

$$L_p = \frac{V_{in}^2 \cdot t_{on}^2 \cdot f}{2P} \quad (4-2)$$

Sabiendo que la potencia de salida es de 7,5 W y tomando una eficiencia del 80%, la potencia máxima del primario es de 9.375 W.

Debido a que se está trabajando en modo discontinuo, la energía almacenada en el transformador durante el encendido del mosfet genera una corriente en el secundario que debe ser completamente descargada durante el tiempo de recuperación, luego

$$I_{pp} = \frac{V_{in} \cdot t_{on}}{L_p} = \frac{V_r \cdot t_x}{L_p} \quad (4-3)$$

Donde  $V_r$  es el voltaje reflejado en el primario cuando el diodo conectado al secundario esta encendido y  $t_x$  es el tiempo de recuperación.

Ya que el tiempo de recuperación es constante, debemos garantizar que  $t_{on\ max} + t_x \leq 25\ \mu S$ , luego tomamos  $t_{on\ max} + t_x = 22\ \mu S$  (4-4).

De las ecuaciones (4-3) y (4-4) y sabiendo que el  $t_{on\ max}$  ocurre cuando la entrada es de 40V podemos definir:

$$40t_{on\ max} = V_r(22\ \mu - t_{on\ max}) \quad (4-5)$$

Suponiendo un voltaje máximo en el drain del mosfet de 108 voltios, tomando sobrepicos máximos de 20 voltios para usar mosfets que soporten 150 voltios, de aquí podemos definir

$\frac{N_p}{N_s} = n = 3$  y suponiendo un voltaje de encendido del diodo de 1 V, podemos decir que,

reemplazando  $V_r$  por 48V en la ecuación (4-5) tendríamos que

$$t_{on\ max} = 12\ \mu S, \quad t_{on\ min} = 8\ \mu S, \quad t_x = 10\ \mu S$$

Remplazando estos valores en las ecuaciones (4-1) y (4-2) tendríamos:

$$L_p = 491 \mu H , I_{pp} = 1A , L_s = n^2 \cdot L_p = 54.55 \mu H$$

$$\text{Ahora teniendo la formula } I_{LRMS} = \sqrt{\left(\frac{1}{T} \cdot \int_0^T I_L^2 dt\right)} = \sqrt{\left(\frac{1}{T} \cdot \int_0^T \left(\frac{V_{in} \cdot t}{L}\right)^2 dt\right)} \quad (4-6)$$

Podemos remplazar estos valores y tenemos que:

$$I_{pRMS} = 0.4A , I_{sRMS} = 0.91A \text{ y la corriente pico del secundario es } I_{sp} = 2.5A .$$

Ahora, se escogió un núcleo de ferrita referencia EA-77-250, el cual tiene un área efectiva  $A_e = 0.404 \text{cm}^2$ .

De la formula  $\Delta B \geq \frac{L_p \cdot I_{pp} \cdot 10^8}{A_e \cdot N_p}$  [3], tomando un  $\Delta B_{max} = 2000$  Gauss hallamos el número de vueltas en el primario  $N_p = 60$  y en el secundario  $N_s = 20$ .

Al elaborar el transformador se tuvo en cuenta lo siguiente:

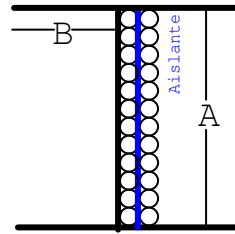
$$\text{Densidad de corriente } J = \frac{I_{RMS}}{\text{Area}} = 4 \frac{A}{\text{mm}^2}$$

Con lo cual se definió que el alambre del primario es calibre 27, el cual tiene un diámetro de 0.416 mm, y el calibre del secundario es 23, el cual tiene un diámetro de 0.643mm.

El aislante que se uso entre capa y capa es papel pressman de 0.1 mm.

Teniendo en cuenta la figura 11, ya que A es de 10.35 mm, para el primario cabrían 24 vueltas por capa, luego se decidió que las 60 vueltas estarían repartidas en tres capas de 20 vueltas cada una; de calibre 23 cabrían 15 vueltas por capa, luego se decidió que se harían 2 capas de 10 vueltas cada una.

Teniendo en cuenta que B es de 6.35 mm, se revisó que cupieran todas las capas con sus aislantes:  $X = 3 \cdot (0.4165) + 2 \cdot (0.6426) + 6 \cdot (0.1) = 3.135$ , luego no hay ningún problema.

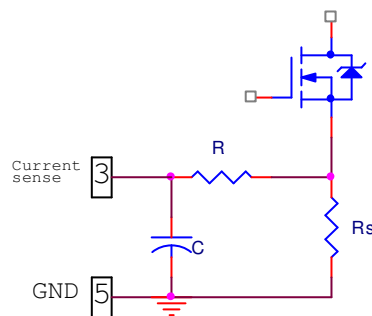


**Figura 14** Elaboración del transformador

#### 4.1.4 Control de corriente

El control de corriente del UC 3842 se configura como se muestra en la figura 12, muestreando la corriente del primario a partir del voltaje censado por parte de  $R_s$ . Este voltaje se compara con la salida del amplificador de voltaje de error del integrado para generar la señal de control del transistor, de esta forma el final de cada pulso de control del transistor ocurre cuando un voltaje proporcional a la corriente del primario llega a un límite impuesto por el amplificador de error (Control en modo corriente).

Ya que la corriente máxima del primario calculada es de 1 Amperio y el voltaje máximo permitido en el pin 3 es de un voltio, voltaje de protección para apagar la salida, la resistencia  $R_s$  es de 1 Ohmio. Además de esto se coloca un filtro RC para eliminar los spikes de voltaje producidos en el encendido del transistor, el cual se escogió de manera que él  $\tau$  fuera de la misma duración del spike,  $R = 470\Omega$ ,  $C = 100\text{ pF}$ ,  $\tau = 47\text{ ns}$ .

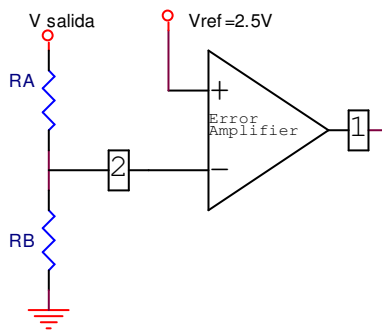


**Figura 15** Control de corriente



#### 4.1.5 Amplificador de error

El amplificador de error que se muestra en la figura 13 se encarga de comparar una muestra del voltaje de salida con un voltaje interno de referencia de 2.5 V para generar así el límite al que la corriente del primario debe llegar en cada periodo con el fin de almacenar la energía necesaria para mantener el voltaje de salida estable. La salida del amplificador de error está disponible en el pin 1 con de fin de hacer la compensación en frecuencia de la fuente de alimentación.



**Figura 16** Amplificador de error

##### 4.1.5.1 Control de voltaje de salida

El divisor resistivo formado por RA y RB se encarga de tomar una muestra del voltaje de salida, la cual debe ser igual al voltaje de referencia de 2.5V cuando la salida es de 15 V.

Luego:  $V_{ref} = 2.5V = 15 \cdot \left( \frac{RB}{RA + RB} \right)$ , con lo cual definimos  $RA = 5RB$

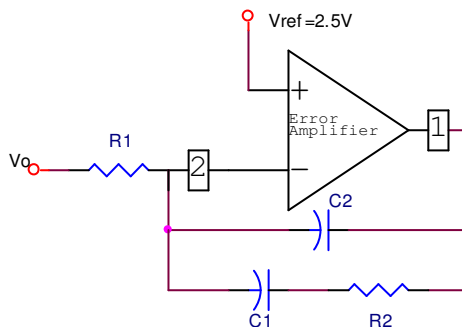
#### 4.1.5.2 Compensación en frecuencia

La compensación en frecuencia de la fuente se hace en el amplificador de error. Lo que se busca con la que compensación es mantener estable el circuito para todas las posibles condiciones de trabajo, para esto se diseñó un circuito que modifica el comportamiento en frecuencia de la ganancia del circuito de realimentación.

Para esta compensación en frecuencia se diseñó el circuito de la figura 14, el cual coloca un polo debido a  $R_2$  y  $C_2$  y un cero debido a  $R_2$  y  $C_1$ . Los valores de estos son:

$R_2 = 27\text{ K}$ ,  $R_1 = 680$ ,  $C_1 = 150\text{ nF}$  y  $C_2 = 15\text{ nF}$ . El margen de fase diseñado es de  $87.5$  grados.

Se debe tener en cuenta que  $R_1$  equivale al paralelo de las resistencias  $R_A$  y  $R_B$  de la figura 13, con lo cual podemos decir que  $R_A = 4.1\text{ K}\Omega$  y  $R_B = 820\Omega$ .



**Figura 17** Amplificador de error

#### 4.1.6 Snubbers

Debido a la inductancia de dispersión del devanado primario del transformador, se genera un sobre pico en el drain del mosfet, ocasionado por esta inductancia que trata de mantener su corriente al apagarse el mosfet. Para atenuar este sobrepico se colocó el snubber formado por D, R y C de la figura 15. Para esto se tuvo en cuenta:

La potencia almacenada en la inductancia de dispersión es  $P_{LD} = \frac{L_D I^2}{2} \cdot f = 0.45W$ , teniendo en cuenta que  $L_D = 22.5\mu H$  es la inductancia de dispersión y que  $I = 1A$  es la corriente máxima del primario. El snubber se calculó para disipar esta potencia, luego:

$P = \frac{V^2}{R} = \frac{50^2}{R} = 0.45$ , la Resistencia del snubber es  $R = 5.6K\Omega @ 1 W$ , tomando en cuenta que el voltaje promedio del condensador se escogió de 50 voltios.

Para el condensador se sabe que  $C = \frac{I \cdot t}{\Delta V}$ , donde  $I = 1A$  es la corriente máxima del primario,  $t$  es el tiempo de descarga del condensador, que es casi todo el periodo, y  $\Delta V = 54V$  es el voltaje reflejado por el secundario sumado con un pico de 6 voltios. Esto nos indica el valor del condensador del snubber  $C = 0.46\mu F$  así que se escogió de 0.47 uF. El diodo por su parte debe ser un diodo de alta velocidad y que maneje el voltaje inverso y la corriente, luego se escogió el MUR 120, que maneja un voltaje máximo de 200 V y una corriente de 1 Amperio.

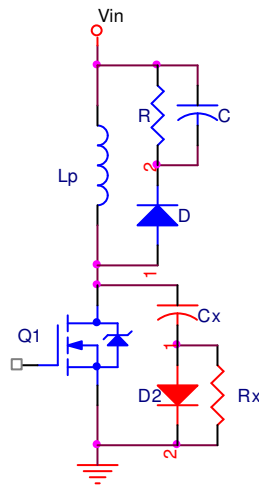
Por otra parte, mientras se apaga el mosfet, hay una disipación debida a la corriente del primario que trata de mantener la inductancia de dispersión mientras el voltaje de drain sube rápidamente [3]. Para disminuir esta disipación se colocó el snubber formado por D2, Rx y Cx de la figura 15, con el cual, durante el apagado del mosfet, la corriente que fluía por el se va a ir en parte por el condensador Cx del snubber a través del diodo, retardando el tiempo de subida del voltaje en drain, de tal manera que la potencia disipada sea mucho menor.

El condensador se descarga a través de la resistencia durante el ton del mosfet, de tal manera que  $RC$  debe ser mucho menor que el periodo de switcheo. De esta manera:

$$C = \frac{I_p \cdot t_f}{V}, \text{ donde } I_p = 1A \text{ es la corriente pico del primario, } t_f = 35nS \text{ es el tiempo que}$$

tarda en llegar a 0 Amperios la corriente del mosfet y  $V = 30V$  es el voltaje al cual sube el drain mientras aún hay corriente en el mosfet. De aquí hallamos el condensador  $C = 0.86nF$ , luego se tomó un condensador de  $1nF$ . Para la resistencia se tomó un valor de manera que  $5RC$  sea menor que el ton mínimo del mosfet, que es de 8 microsegundos, luego tomamos  $R = 1.3K\Omega$ , de tal manera que  $5\tau = 5RC = 6.5\mu S$ . El diodo es un MUR 120 igual que para el otro snubber. Por último hallamos la potencia disipada por la resistencia:

$$P = \frac{C \cdot V_c^2 \cdot f}{2} = 0.018W .$$



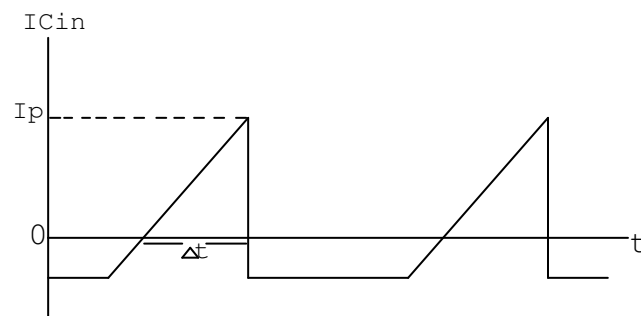
**Figura 18** Snubbers

#### 4.1.7 Condensadores de entrada y salida

Teniendo en cuenta que desde la alimentación de 60 voltios del transformador hasta el punto donde esta la fuente de alimentación puede haber una distancia considerable, se colocó en la entrada un condensador electrolítico de desacople. Para esto se tuvo en cuenta la principal corriente que entrega la alimentación a la fuente, o sea la corriente del devanado primario del transformador, que está en la figura 10. La corriente del condensador de entrada estaría dada por la componente AC de esta corriente, la cual se puede ver en la figura 16.

Ahora, la variación de voltaje la podemos definir de la siguiente manera:

$$\Delta V_c = \frac{1}{C} \cdot \int I_c \cdot dt = \frac{1}{C} \cdot \frac{\Delta t \cdot I_p}{2},$$
 donde  $\Delta t = 9.12\mu S$  y  $I_p = 0.76$ , los cuales se calcularon al hallar la corriente promedio de la gráfica de corriente del primario de la figura 10 la cual es  $\overline{I_p} = 0.24A$ . Tomando una variación máxima de 0.05 voltios se puede el condensador de entrada sería  $C_{in} = 69\mu F$ , por lo cual se tomó un condensador de  $100\mu F @ 100V$ .



**Figura 19** Corriente del condensador de entrada

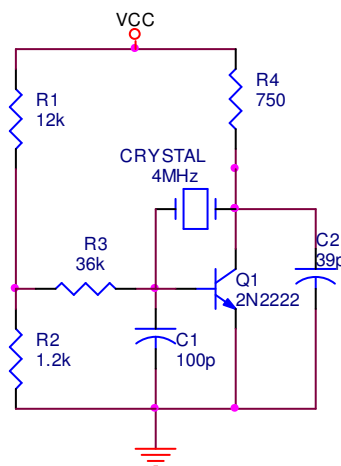
Para el condensador de salida también se hizo el mismo cálculo que para el de entrada, teniendo en cuenta que este se encarga de la corriente del secundario y que la componente DC de esta corriente es la entregada a la carga, o sea 500 mA máximo, que  $\Delta t = 8\mu S$  y  $I_p = 2A$ , el condensador de salida es de 220uF.

## 4.2 Sincronismo

La función del circuito de sincronismo es garantizar que la frecuencia de la señal de salida sea 60 Hz +/- 2%. Para esto se usó un cristal de 4 MHz, el cual genera una señal estable, posteriormente esta señal es dividida en frecuencia con el fin obtener una señal estable de 120 Hz con la cual se sincroniza el PWM, modulando el ancho de pulsos en cada semiciclo a esta frecuencia, generándose a la salida una señal de 60 Hz.

### 4.2.1 Oscilador

Es el circuito de la figura 17 [4], el cual se encarga de generar la señal estable de 4 MHz por medio de un cristal y su circuito oscilador.



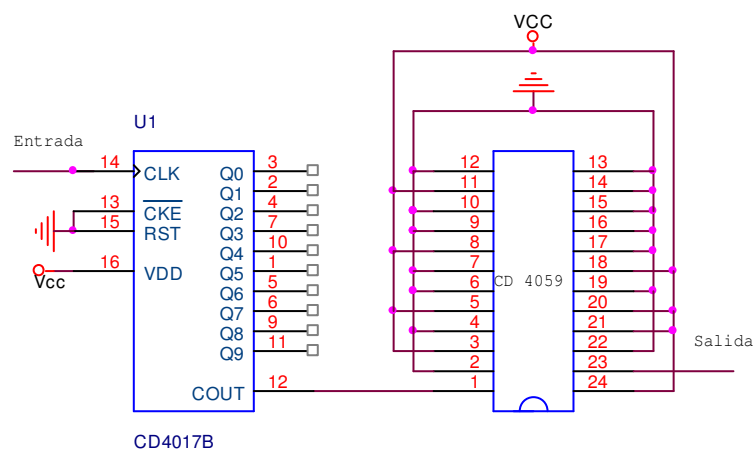
**Figura 20** Circuito oscilador

#### 4.2.2 Divisor de frecuencia

Posteriormente se dividió la frecuencia con el circuito que se muestra en la figura 18, el cual se compone de un contador de décadas que la divide en 10 y un divisor de frecuencia que genera la señal de 120 Hz a partir de la señal que le entrega en contador.

El contador, integrado CD4017, se utilizó debido a que la frecuencia debe ser dividida en 33.333, y el divisor de frecuencia máximo divide por 15.999, además, el contador se encarga de generar una señal de mejor calidad a la entrada del divisor ya que los pulsos de voltaje que entrega están entre 0 y 15V, a diferencia de los pulsos del oscilador que están entre 0 y 12 voltios, lo cual podría ser un problema a la entrada del divisor. La entrada del contador está conectada a la salida del oscilador y la salida se toma del carry out ya que el contador se encarga de generar una señal con ciclo útil del 50% equivalente a la señal de entrada dividida en frecuencia por 10.

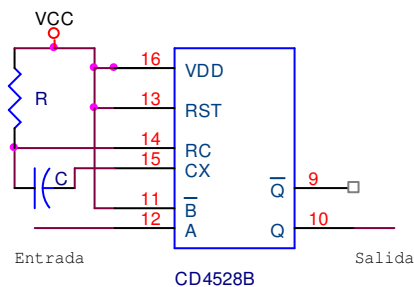
El divisor de frecuencia se programó por medio del estado de sus entradas de tal manera que dividiera la señal en 3.333. Como 3333 se puede expresar como  $3333 = 416 \cdot 8 + 5$ , se trabajó con un modulo de 8 y se programó el 416 mediante sus entradas, así como el residuo de 5.



**Figura 21** Divisor de frecuencia

### 4.2.3 Monoestable

El monoestable, CD4528, que se muestra en la figura 19 convierte los pulsos de 2 microsegundos entregados por el CD 4059 en pulsos de 300 microsegundos, los cuales se escogieron a partir de la formula  $t = 0.2RC \ln(V_{dd}/V_{ss})$ , tomando  $R=68K$  y  $C=10nF$ . Estos pulsos se generan con el fin de manejar el circuito de sincronismo del PWM y la descarga de un integrador que se explicará más adelante.



**Figura 22** Monoestable

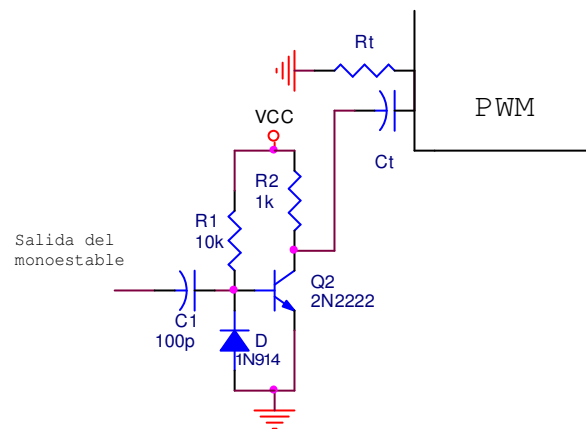
### 4.2.4 Sincronismo del PWM

El PWM (LM 3524) genera una señal de voltaje en forma de rampa mediante la carga de un condensador a través de una resistencia, la cual finaliza cada vez que se llega a cierto nivel de voltaje con el que compara internamente, con esta rampa se sincroniza la frecuencia de las señales que controlan los transistores de salida del mismo. Para asegurar que esta frecuencia de trabajo sea de 120 Hz se implementó el circuito mostrado en la figura 20, el cual se encarga de asegurar que el final de cada rampa ocurra cuando el transistor entra en estado de corte debido a un pulso de voltaje.



Estos pulsos se generan de la siguiente manera: el condensador C1 se carga a un voltaje  $V_{C1} = V_{in} - V_{BE} = 14.3V$  cuando la salida del monoestable pasa a su estado alto. Cuando la salida del monoestable pasa a su estado bajo, se presenta un pico de voltaje en la base del transistor que lo corta. Este pico llega hasta un valor de -0.7 voltios debido al diodo que se colocó para proteger la juntura base-emisor. La duración de este tiempo depende de la descarga del condensador C1 hasta el voltaje de base para que se sature nuevamente el transistor, la cual va a estar condicionada por él  $\tau = R1C1$  y la corriente que entrega el CD 4528. Durante este tiempo en que el transistor está cortado, el condensador alcanza su voltaje máximo rápidamente, obligando al PWM a iniciar la siguiente rampa.

Para que este circuito funcione  $C_t$  y  $R_t$  del PWM (LM 3524) se calcularon para un periodo un poco mayor que 8.33 mS (periodo de una señal de 120 Hz), de forma que, cuando llegue el pulso de sincronismo, el voltaje del condensador no haya llegado al máximo, el cual se alcanza con el corte del transistor.



**Figura 23** Sincronismo del PWM

### 4.3 PWM

El integrado LM 3524 (PWM) tiene dos transistores de salida en colector abierto. Su función es entregar un voltaje de base a estos transistores alternadamente durante cada semiciclo. El tiempo que dura el pulso de voltaje de base de cada uno de los transistores depende de la señal de salida de un comparador de voltaje, el cual compara la rampa de sincronismo, que esta en la entrada no inversora, con un voltaje en la entrada inversora proveniente de cuatro diferentes ramas:

- El pin de compensación.
- El shutdown.
- El amplificador de error.
- El control de corriente.

Los pulsos de control de cada transistor de salida empiezan con cada rampa de sincronización (entrada no inversora del comparador) y terminan cuando esta se hace mayor al voltaje de la entrada inversora del comparador. El pin de compensación está para controlar el ancho de pulso, ya que va directamente a la entrada inversora del comparador, donde se compara con la rampa de sincronismo, variando el ancho del pulso de control según su nivel de voltaje DC. El shutdown pone el voltaje de la entrada inversora del comparador en cero cuando hay una señal alta en su entrada sin importar que halla en las otras ramas, obligando a apagar la salida de control.

Los amplificadores de voltaje de error y control de corriente se encargan de generar un voltaje alto o bajo a sus salidas dependiendo de sus entradas. Si el voltaje de salida de alguno de estos es bajo la salida de control que esté activa se apaga inmediatamente y si el voltaje de salida de ambos es alto quiere decir que el ancho del pulso de control de la salida va a ser de la duración de la rampa.

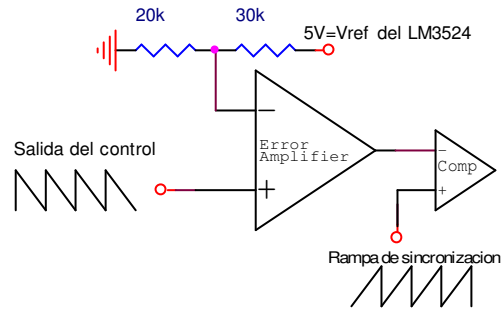
Cabe recalcar que la frecuencia del oscilador esta determinada por el  $R_t$ ,  $C_t$  y el circuito de sincronización como se explicó anteriormente.

El LM 3524 controla el ancho de los pulsos de la señal rectangular con descanso en cero de salida, esto lo hace por medio de estas dos últimas ramas de voltaje de error y control de corriente.

#### 4.3.1 Control del ancho de pulso con el amplificador de error

Para el control del ancho de pulso se utilizó el amplificador de error. En la entrada inversora sé esta colocando una referencia estable de voltaje con un valor de 2 voltios tal y como se muestra en la figura 21 y a la entrada no inversora le llega una rampa de voltaje con pendiente negativa proporcional al voltaje promedio de la señal de salida rectificadas proveniente del control.

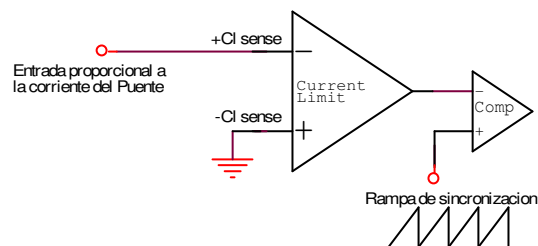
El amplificador de error está trabajando como comparador de voltaje de manera que en el momento en el que la rampa de voltaje de la entrada no inversora alcanza los 2 voltios, equivalentes al voltaje promedio deseado de la señal de salida rectificadas, la salida se va a su voltaje bajo, apagando la salida de control que se encuentra activa en ese momento. De esta manera durante cada semiciclo sé esta controlando el ancho de pulso, de forma que el valor promedio de la señal de salida rectificadas sea el esperado.



**Figura 24** Amplificador de error

#### 4.3.2 Control de corriente

El control de corriente del circuito se hace mediante el amplificador de control de corriente del LM 3524, tal como se muestra en la figura 22. Este amplificador se encarga de poner en cero el voltaje de la entrada no inversora del comparador en el momento en que haya una diferencia de voltaje igual o superior a +200 mV entre la entrada inversora y la no inversora del amplificador, es decir cuando  $Cl_+ - Cl_- \geq 200mV$ , esto lo hace sin importar el estado del amplificador de error. La entrada no inversora está a tierra y la entrada inversora está conectada a un circuito que entrega un voltaje proporcional a la corriente del puente de salida, el cual está diseñado para entregar 200 mV cuando la corriente del puente llegue al valor máximo calculado.



**Figura 25** Control de corriente

### 4.3.3 Arranque suave

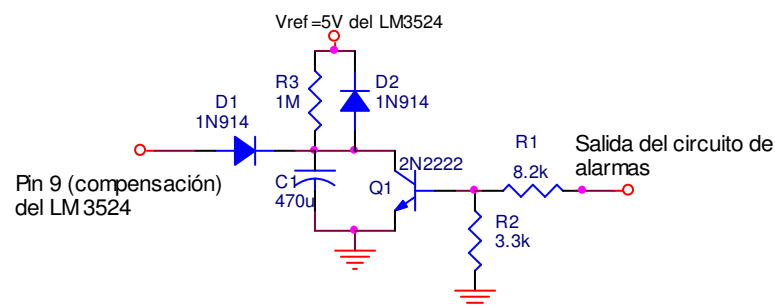
En la figura 23 se muestra el circuito de arranque suave. Este circuito se encarga de proteger al transformador de salida en el arranque del inversor, esto lo hace obligando al PWM a llegar al ancho de pulso que requiere el circuito de control, para dar los 108 voltios de voltaje promedio a la salida, de una manera suave con el fin de evitar una saturación del transformador, la cual podría ocurrir si el punto de la curva de magnetización en el que inicia a trabajar es cercano al límite. Para llevar esto a cabo, el voltaje con el que se compara la rampa de sincronización en el PWM para generar el ancho de los pulsos de salida subirá lentamente por primera vez siempre que el circuito arranque.

Se entiende por arranque cuando ambas fuentes llegan por primera vez a un valor dentro de su rango de trabajo, es decir, cada vez que la entrada de las baterías llegue a un valor entre 40 y 60 voltios y la fuente de switcheo llegue a un valor entre de 13-15 voltios, en este momento el circuito de alarmas de voltaje, que se explicará más adelante, le da la señal al circuito de arranque para que inicie suavemente las salidas del PWM.

El circuito de alarmas tiene dos posibles estados que controlan el arranque suave:

- Estado de alarma, cuando alguna de las fuentes está fuera del rango, que es un voltaje alto para saturar al transistor Q1 y así obligar al voltaje del pin 9 a un valor máximo de 0.7 voltios gracias al diodo D1, voltaje con el cual las salidas están apagadas.
- Circuito abierto, cuando las dos fuentes están bien, cortándose el transistor Q1. En el momento en que este se corta, el pin de compensación del LM 3524 llegará al voltaje impuesto por la salida del amplificador de error suavemente. Cuando el transistor se corta, el condensador C1 empieza a cargarse suavemente al voltaje de fuente de 5 Voltios, obligando al pin 9 a estar 0.7 voltios por encima del voltaje del condensador.

Cuando el pin 9 llega al voltaje requerido por el amplificador de error se corta D1, permitiendo que el condensador se cargue a 5 voltios, voltaje con el cual se va a mantener cortado D1 y el control del pin 9 va a estar en manos del amplificador de error y el control de corriente. El diodo D2 se colocó como protección en caso de que la señal de alarma de fuente dure muy poco tiempo y no sea capaz de descargar el condensador lo suficiente para que el siguiente arranque sea suave.

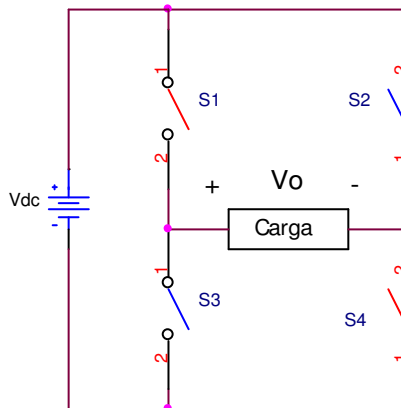


**Figura 26** Arranque suave

#### 4.4 Retardo y disparo

Este circuito se encarga de generar las cuatro señales de disparo de los mosfets (switches) del puente de salida a partir de las señales de control que entrega el LM 3524 a sus transistores de salida. Se compone de dos partes, los circuitos de retardo y los drivers.

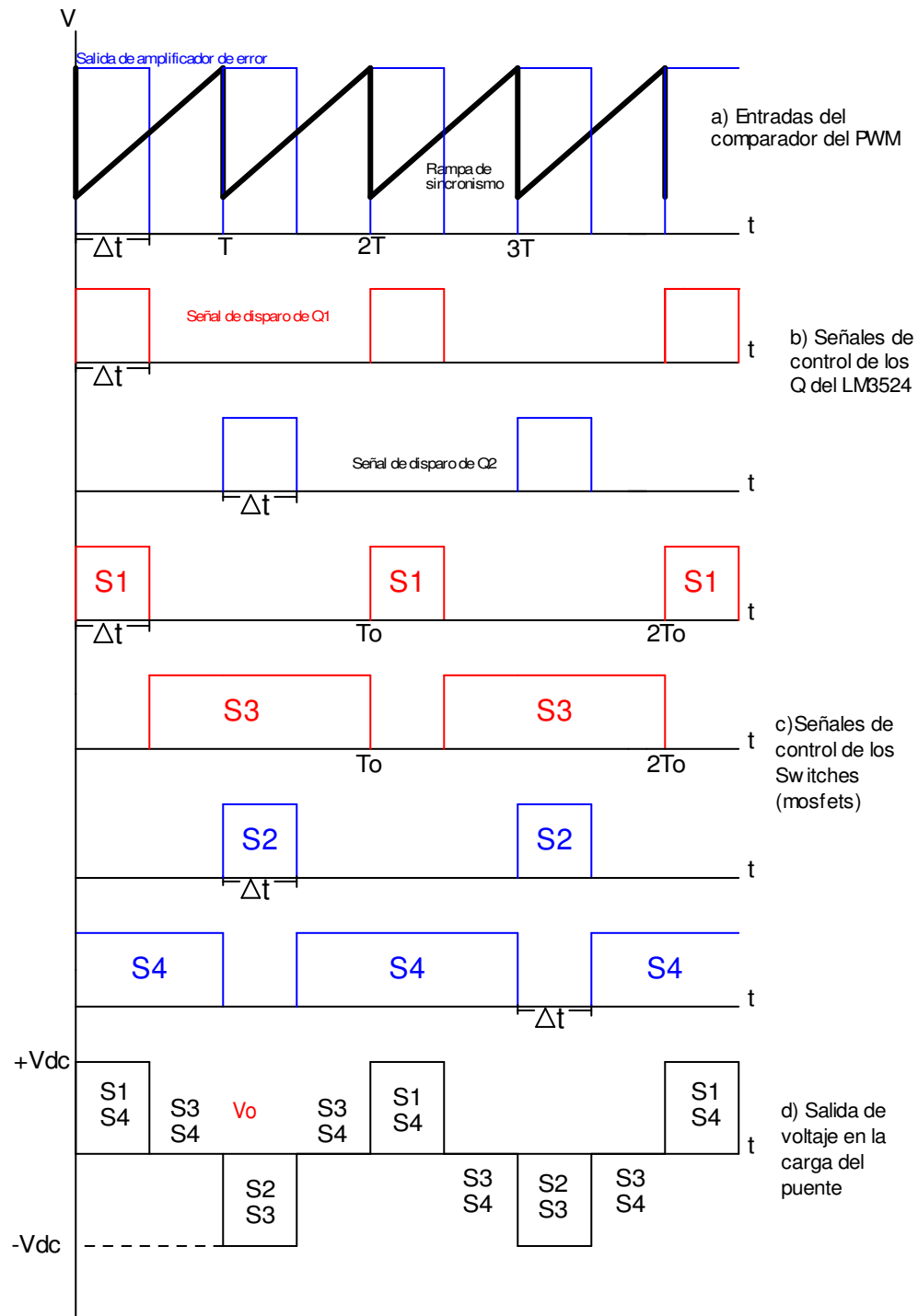
En la figura 24 está el puente inversor de salida, el cual tiene como carga real el devanado primario del transformador de salida.



**Figura 27** Puente de salida

La figura 25 nos ayuda a comprender como deben ser las señales de control. La comparación entre la rampa de sincronización del PWM y la salida del voltaje de error del mismo, señales que se muestran en la figura 25A, nos genera las señales de control de los transistores Q1 y Q2 tal y como se muestran en la figura 25B, las cuales empiezan con la rampa y terminan cuando el voltaje de salida del amplificador de error se hace menor a la rampa de sincronización.

Una vez se tienen las señales de Q1 y Q2, el circuito de retardo y disparo se encarga de generar las señales de disparo de los cuatro switches (mosfets) de la figura 24, señales que se muestran en la figura 25 C, las cuales van generar la señal rectangular con descanso en cero en la salida del puente, devanado primario del transformador, tal como se muestra la figura 25 D.

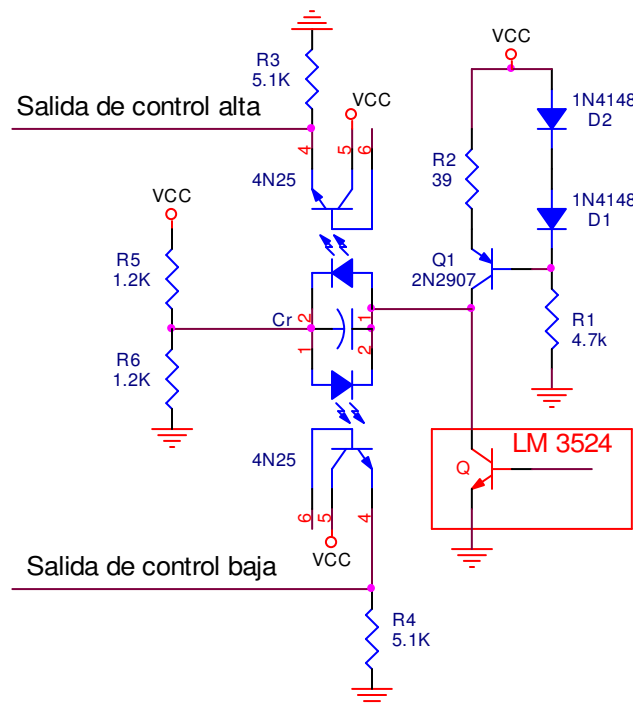


**Figura 28** Señales de control



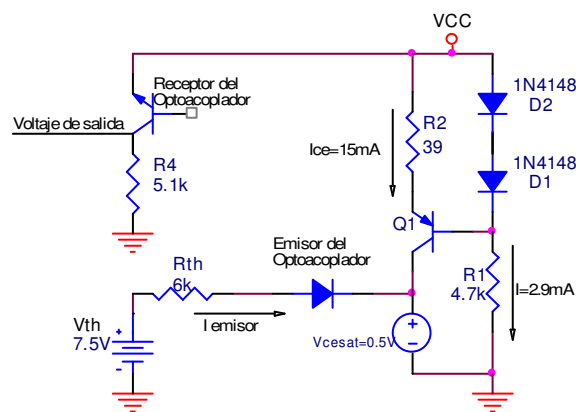
#### 4.4.1 Circuitos de retardo

En la figura 26 se muestra como son cada uno de los dos circuitos de retardo. La primera función de este circuito es generar el par de señales correspondiente a una de las ramas del circuito del puente de salida a partir de la señal de control de los transistores de salida del LM 3524. Es decir, uno de los circuitos de retardo genera las señales de control de S1 y S3 a partir de la señal de control de Q1 y el otro circuito de retardo genera las señales de control de S2 y S4 a partir de la señal de control de Q2, tal y como se muestra en la figura 25 B y C.



**Figura 29** Circuito de retardo

Cuando la señal de control del transistor Q del LM 3524 es alta, el transistor Q está saturado, el circuito equivalente se muestra en la figura 27. El valor de saturación de transistor del PWM es de 0.5 V y el voltaje directo del emisor del optoacoplador es 1.2V, luego podemos decir que la corriente del emisor es  $I_E = \frac{7.5 - V_E - V_{Qsat}}{600} = 9.7mA$ . Con esta corriente en el emisor y la resistencia de 5.1 k en el receptor garantizamos que el optoacoplador está saturado, luego el voltaje de salida es  $V_o = 15 - V_{CEsat} = 14.5V$ .



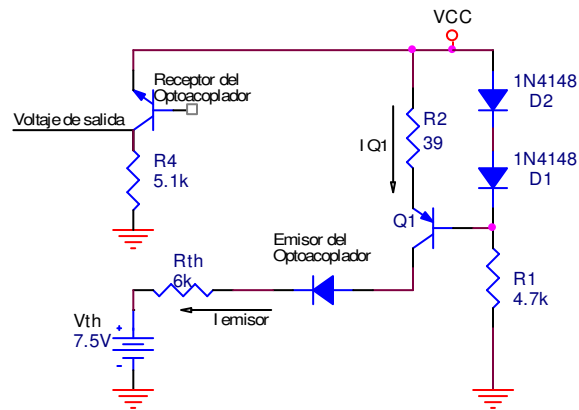
**Figura 30** Circuito equivalente para Q saturado

Cuando la señal de control del LM 3524 es baja el transistor Q está cortado y trabaja el otro optoacoplador, quedando el circuito equivalente que se muestra en la figura 28.

Para este circuito el transistor Q1 estaría saturado, así que tomando un voltaje de saturación de Q1 de 0.2 voltios tendríamos que la corriente del emisor sería:

$$I_E = \frac{15 - 7.5 + V_{Q1sat} - V_E}{639} = 10.1mA$$

, luego al igual que en el caso anterior el optoacoplador está saturado y el circuito entrega un voltaje de salida de 14.5 voltios.



**Figura 31** Circuito equivalente con Q cortado

Ya hemos visto que el circuito de retardo genera las dos señales de control para encender los mosfets de una rama del puente de salida. La segunda función de este circuito es generar un retardo entre las dos señales de salida. Esta función es muy importante, ya que los mosfets no se apagan instantáneamente y habría peligro de que condujeran dos mosfets de una misma rama al tiempo, haciendo corto entre fuente y tierra. Para evitar esto se genera un retardo en la subida del voltaje de emisor de los optoacopladores mediante un condensador en paralelo, tal como se muestra en la figura 26. Este condensador se encarga de retardar el tiempo que tarda voltaje de emisor en llegar al voltaje mínimo con el cual hay corriente en el receptor, de esta manera siempre se va a apagar primero el optoacoplador que estaba saturado y después del tiempo de retardo se satura el siguiente optoacoplador. Las corrientes de emisor para ambos circuitos se diseñaron para que tuvieran magnitudes similares, al igual que las resistencias equivalentes, con el fin de que los dos tiempos de retardo sean lo más parecidos posible. Para el cálculo de este tiempo de retardo se tomó un valor bastante grande para garantizar que no hubiera problemas, aprovechando que la frecuencia de trabajo es bastante pequeña, así que se tomó de 100 microsegundos, de esta manera sabiendo que  $I_c = C \cdot \frac{dV}{dt}$ , conociendo el tiempo, la corriente que es de 10 mA y

el voltaje que es de 2.4 V hallamos C, luego  $C = \frac{10mA \cdot 100\mu S}{2.4V} = 0.42\mu F$ , entonces se escogió un condensador de 0.47 uF.

#### 4.4.2 Drivers

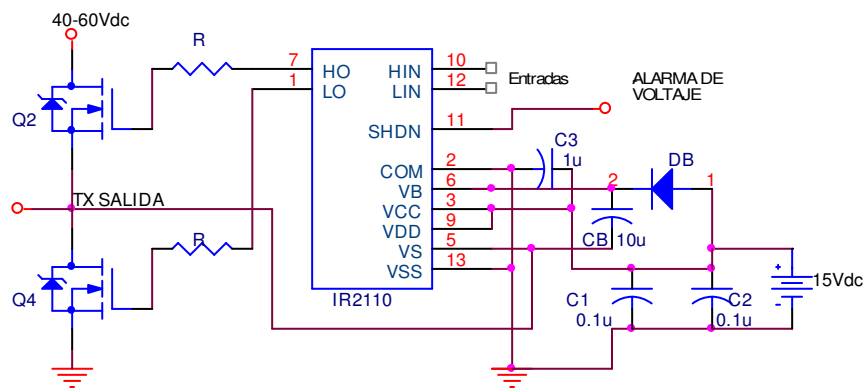
Las señales de control de disparo de los mosfets que entregan los optoacopladores van a las entradas de los drivers, los cuales se encargan de convertirlas en voltajes gate-source para encender y apagar los mosfets. Los drivers que se usaron son los IR 2110, los cuales trabajan a altas velocidades de disparo y son ideales para el circuito ya que están diseñados para manejar una fuente flotante mediante la implementación de un condensador de bootstrap con la cual se genera el voltaje de disparo para los mosfets superiores de cada una de las ramas del puente de salida, ya que están referidos al primario del transformador y no a tierra como los otros dos.

En la figura 29 se muestra el circuito de disparo de una de las ramas de salida. Los condensadores C1 y C2 son el desacople de la fuente de alimentación de 15 voltios, el condensador C3 también es de desacople de 15 voltios pero esta muy cerca a la alimentación de la fuente para el disparo de Q4. El diodo DB y el condensador CB forman el bootstrap que alimenta la fuente flotante para el disparo del mosfet Q2.

Para calcular el condensador de bootstrap se tuvo en cuenta lo siguiente:

$C = \frac{I \cdot T}{\Delta V}$ , donde T es el periodo,  $\Delta V$  es el riple de voltaje de 2 voltios y I es la corriente que debe entregar el condensador de Bootstrap, la cual está compuesta de  $I = I_Q + I_{QBS} + I_{RGS}$ . La corriente  $I_Q$  es la corriente que consume el mosfet la cual se

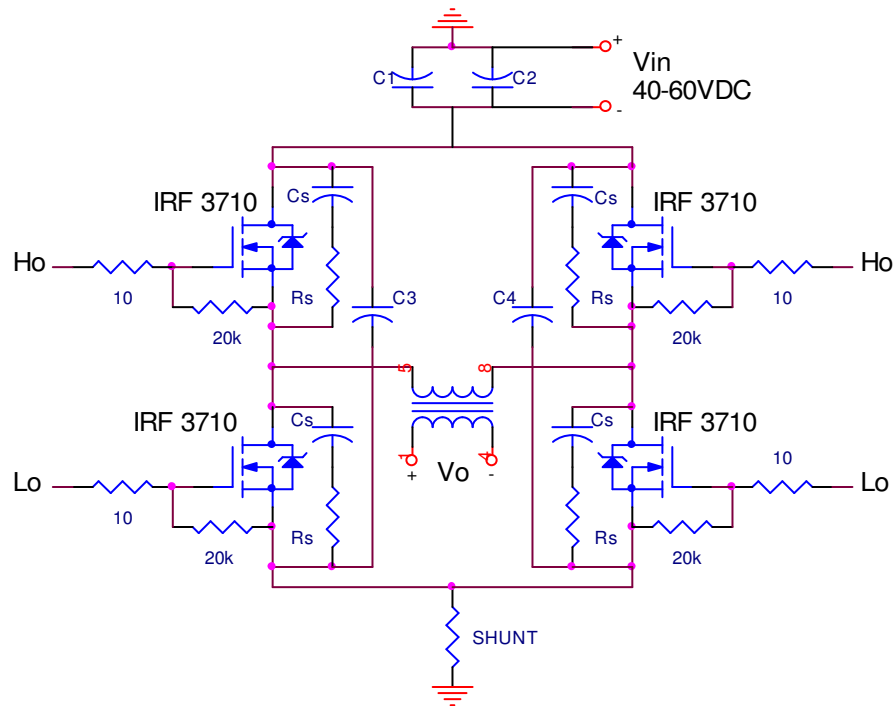
halla con la siguiente ecuación  $I_Q = Q \cdot f$  siendo  $f$  la frecuencia y  $Q$  la carga del mosfet, equivalente a 130 nC para los Mosfet IRF 3710, de esta manera  $I_Q = 7.8\mu A$ ; La corriente  $I_{QBS} = 500\mu A$  es la corriente del circuito de disparo y la corriente  $I_{RGS} = 500\mu A$  es la corriente de la resistencia  $R$  gate-source que es de 20K. De esta manera el condensador de bootstrap es de  $C = 8.4\mu F$  así que se tomó de 10 $\mu F$  de tantalio para evitar pérdidas por las fugas. Por su parte el diodo debe ser de alta velocidad para disminuir pérdidas, debe soportar el voltaje de 60 voltios y el pico de corriente, por lo cual se escogió el MUR 120.



**Figura 32** Driver

#### 4.5 Puente y transformador de salida

En la figura 30 se muestran el puente y transformador de salida. Las señales de salida de los drivers controlan los mosfets, formando en el primario del transformador una señal rectangular con descanso en cero como se muestra en la figura 31 A.



**Figura 33** Puente de salida

#### 4.5.1 Transformador de salida

La onda rectangular con descanso en cero de salida del puente, mostrada en la figura 31A, tiene una amplitud variable entre 40 y 60 voltios dependiendo de la entrada. Para el valor menor de entrada, 40 voltios, se debe garantizar que la señal rectificadora de la onda de salida tenga un valor promedio de 108 voltios, para esto se calculó el transformador de la siguiente manera:

Con un voltaje de entrada  $V_{in}$  de 40 V y tomando el voltaje de caída en cada mosfet de 0.5 V, tenemos que el valor promedio de la señal de salida rectificadora, mostrada en la figura

31B, en el primario del transformador es  $\bar{V} = 39 \cdot \frac{B}{T/2}$ , como en este momento el B sería

máximo, se toma del 80 % de  $T/2$ , así pues  $\bar{V} = 39 \cdot 0.8 = 31.2V$  . Para tener 108 V en la salida la relación del transformador debe ser  $n = \frac{108}{31.2} = 3.45$ , luego se escogió una relación de transformación 120:35 de manera que  $n = 3.43$ . Por otra parte el circuito inversor debe entregar 500 Vatios, así que con una eficiencia del 80% el transformador debe ser capaz de manejar una potencia de 600 Vatios aproximadamente.

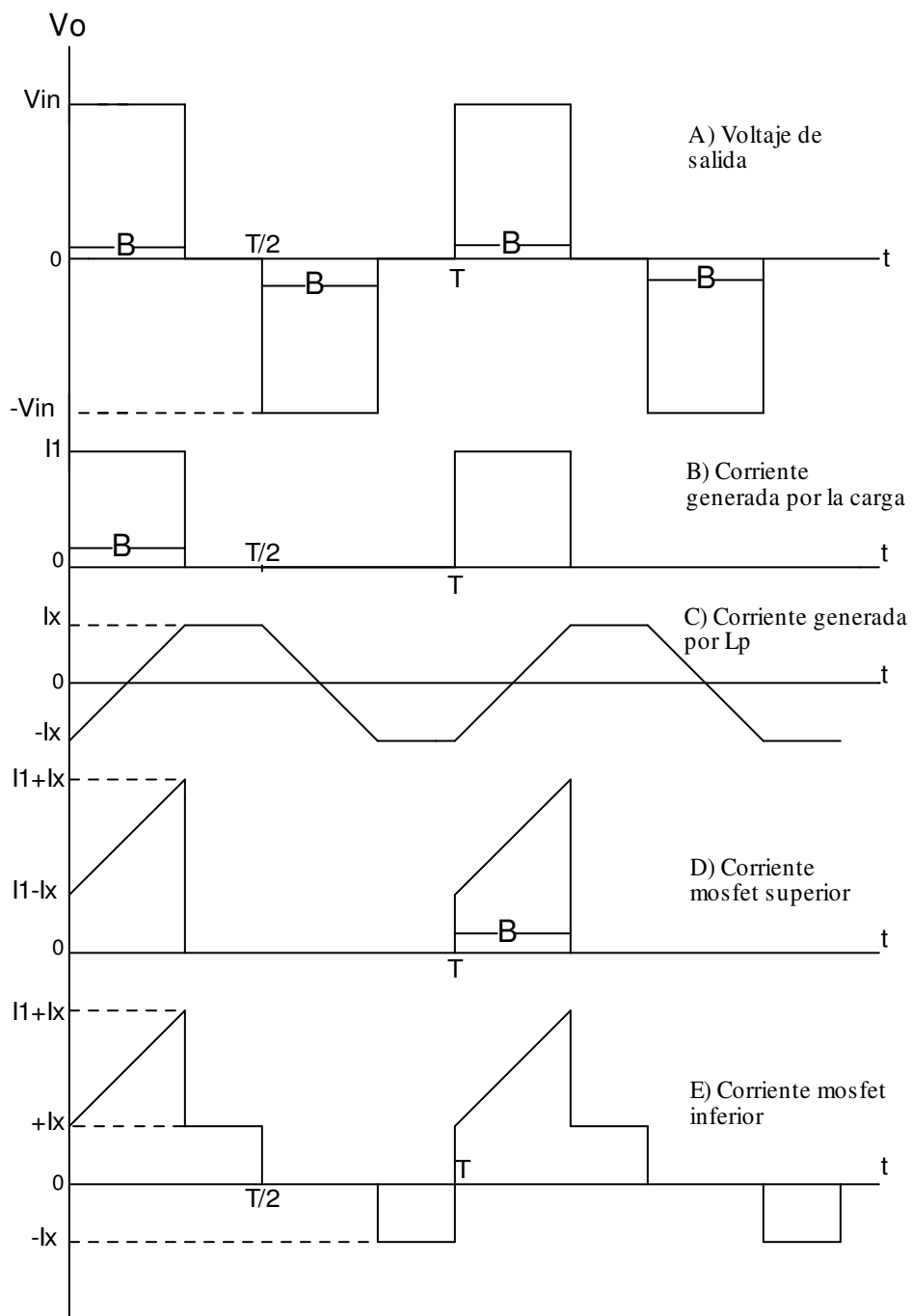
Teniendo en cuenta esos cálculos, el transformador se mandó a elaborar de manera que cumpliera con:

- Voltaje de entrada 35 VRMS
- Voltaje de salida 120 VRMS
- Potencia 650 Vatios

#### 4.5.2 Cálculos de potencia

En la figura 31 se ven las formas de onda de las corrientes del puente de salida. Hay que tener en cuenta que la corriente de cada uno de los mosfets está conformada por dos componentes, la corriente de la carga reflejada en el primario y la proveniente de la inductancia del devanado primario del transformador.

Cada uno de los mosfets del puente de salida va a tener una corriente proporcional a la corriente de carga, tal como se muestra en la figura 31 B, con amplitud pico  $I_c \cdot n = I_c \cdot 3.65$ , siendo  $I_c$  la corriente de carga y  $n$  la relación del transformador de salida.



**Figura 34** Corrientes del puente



La inductancia del primario del transformador tiene una corriente como se muestra en la figura 31 C, conformada por rampas producidas por la carga de corriente debido al voltaje en sus extremos, el cual puede ser  $-V_{in}$ ,  $V_{in}$  o cero dependiendo de que mosfets estén conduciendo.

El transformador de salida tiene las siguientes características (estos son valores medidos):

$$L_p = 11.46\text{mH}, L_s = 153.15\text{ mH} \text{ y } n = 3.65.$$

Cuando un mosfet conduce la corriente total que tiene es la suma de la corriente de carga reflejada y la corriente de la inductancia del primario,  $L_p$ , del transformador.

Cuando la entrada es de 40 voltios, con una caída en cada mosfet de 0.5 V, tenemos:

El voltaje promedio de salida es  $\overline{V_o} = 39 \cdot n \cdot \frac{B}{T/2} = 108V$ , siendo  $n$  la relación del transformador, de aquí que el ancho de pulso es  $B = 6.32\text{mS}$ , luego el voltaje RMS es

$$V_{o_{RMS}} = 39n \sqrt{\frac{6.32}{8.33}} = 124V, \text{ como el inversor debe ser capaz de entregar 500 Vatios, la}$$

corriente RMS máxima sería  $I_{RMS\ max} = \frac{500}{124} = 4.03A$ , con estos valores de IRMS, VRMS

y B del secundario, podemos decir que en el primario  $I_{RMS} = 14.7\text{ A}$ ,  $V_{RMS} = 34\text{ V}$  y corriente pico  $I_{pico} = 16.9\text{ A}$ . La corriente pico equivale al valor  $I_1$  en la gráfica 31 B.

La corriente  $I_x$  de la inductancia del transformador, teniendo en cuenta que las dos rampas

$$\text{tienen la misma pendiente, sería } I_x = \frac{1}{L_p} \cdot \frac{39B}{2} = 10.75A.$$

Con estos valores calculados, de las gráficas 31 D y 31 E, podemos decir que la corriente máxima, cuando la entrada de voltaje es de 40 voltios, es:

- IRMS = 11.1 A para los mosfets superiores de cada rama.
- IRMS = 12.3 A para los mosfets inferiores de cada rama.

Haciendo los mismos cálculos para una entrada de 60 voltios, las corrientes serían:

- IRMS = 9 A para los mosfets superiores.
- IRMS = 11.8 A para los mosfets inferiores.

#### 4.5.3 Mosfets

Se escogieron los mosfets IRF 3710, ya que son los mosfets disponibles en el mercado que más se adaptan a este diseño. Estos mosfets tienen resistencia drain – source de encendido bastante baja, de 23 mΩ, lo cual reduce perdidas de potencia, soportan una corriente máxima de 57 amperios y un voltaje máximo de 100 voltios.

La potencia máxima disipada por estos, tomando la corriente RMS de los inferiores que son los que más soportan, es de  $P = 12.3^2 \cdot R_{dson} \cdot 1.75 = 6.1W$ , teniendo en cuenta que la resistencia se multiplica por 1.75 para una temperatura máxima de  $100^{\circ}C$ . Con esta potencia el mosfet se calentaría  $T = (R_{\theta JC} + R_{\theta CS}) \cdot P = 7.6^{\circ}C$ . Ahora, el dissipador que se escogió se calienta aproximadamente 30 grados con 6.1 Vatios, así que tomando una temperatura ambiente de 50 grados, la temperatura máxima del mosfet sería  $T_{MOS MAX} = 50 + 30 + 7.6 = 87.6^{\circ}C$ , menor que la temperatura máxima que soporta la juntura de 150 grados. Estos cálculos se hicieron despreciando las pérdidas de potencia en la conmutación, las cuales son insignificantes para una frecuencia de trabajo tan baja como 60 Hz.

#### 4.5.4 Supresión de picos de voltaje

Debido a la conmutación, las corrientes pasan de altos valores a cero en tiempos muy cortos, lo cual ocasiona sobrepicos de voltaje debidos a la inductancia del primario, las características de los mosfets y las inductancias parásitas de los caminos de conexión. Para evitar no sobrepasar el voltaje máximo de los mosfets, que es de 100 V, se colocaron diferentes protecciones.

Los condensadores C1y C2 de la figura 30 se encargan de eliminar picos de voltaje producidos en el camino entre la fuente de alimentación y el puente, C1 es electrolítico de 1000 uF y C2 es cerámico de 0.47 uF. Los condensadores C3 y C4 se encargan de eliminar los picos que se producen en los caminos entre la fuente de alimentación y los extremos de las ramas, ambos son de poliéster de 0.47uF.

Los snubbers formados por Cs y Rs se encargan de disminuir al máximo los picos de voltaje generados por las inductancias y condensadores parásitos del circuito. Se calcularon así:

La disipación de la resistencia del snubber depende directamente de la energía del condensador y de la frecuencia,  $P_R = 2Ec \cdot F = 2\left(\frac{C \cdot Vc^2}{2}\right) \cdot 60$ , ya que sé esta trabajando a una frecuencia tan baja, la potencia disipada es bastante baja aun para valores altos del condensador.

Se tomó un condensador de 1.5 nF y como inductancia parásita la del primario del transformador de salida  $L_p = 11.46$  mH. En busca de que el circuito de resonancia que produce el pico sea críticamente amortiguado, se escoge R tal que  $\frac{R}{2} = \sqrt{\frac{L}{C}} = 5.5k\Omega$ , así que se escogió una resistencia de  $5.6K\Omega$ , la cual disipa una potencia de 0.3 mW.

#### 4.5.5 SHUNT

La resistencia de shunt es de  $1 \text{ m}\Omega$  y soporta una corriente máxima de 25 amperios. Esta resistencia se encarga de generar un voltaje proporcional a la corriente del circuito, el cual va al circuito de control para la protección de corriente.

La corriente que pasa por el shunt está dada por la suma de las corrientes de los mosfets superiores, es decir que en un semiciclo pasa por él la corriente del mosfet superior de una rama y en el siguiente la del otro, por lo cual la corriente máxima de shunt va a ser la misma de estos ,  $I_{SHUNT \text{ max}} = I_1 + I_x = 27.65\text{A}$ . y la corriente RMS máxima del shunt es de  $I_S \text{ RMS} = \sqrt{2 \cdot 11.1^2} = 15.7\text{A}$  .

#### 4.6 Circuito de control

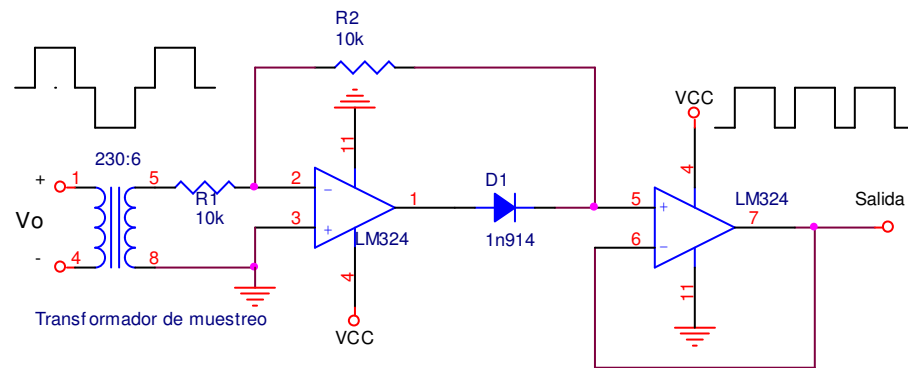
El circuito de control se encarga de generar la rampa de voltaje proporcional al promedio de la señal de salida rectificadora y de generar un voltaje de 200 mV cuando la corriente del circuito llega al valor máximo diseñado. La muestra del voltaje de salida se hace por medio de un transformador que tiene una relación de 220 : 6, de manera que  $n = 1/36.7$ .

##### 4.6.1 Generador de rampa

La función de este circuito es generar una rampa de voltaje en cada semiciclo a partir de la señal de muestreo tomada por el transformador. Esta señal se genera para obtener un voltaje instantáneo proporcional al voltaje promedio de la señal de salida rectificadora, el cual va a ser comparado en el amplificador de error del PWM con un voltaje de referencia de manera

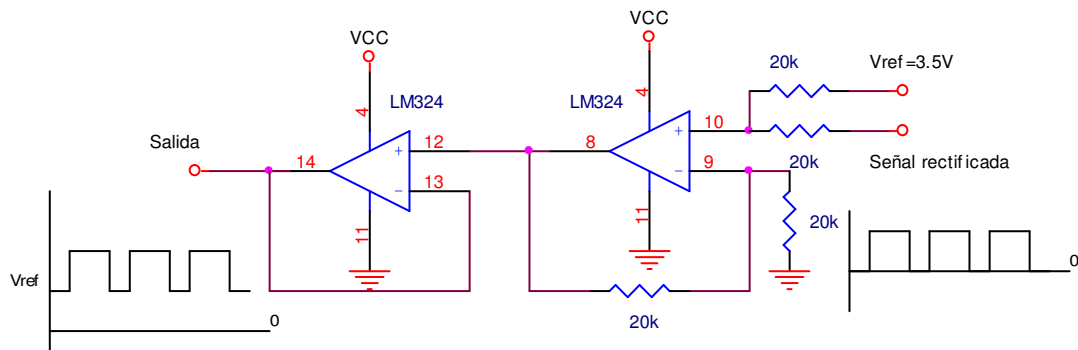
que al llegar al valor correspondiente a los 108 voltios se apague la salida del PWM que estaba activa, tal como se explicó en la sección 4.3.1.

La muestra de voltaje tomada por el transformador, la cual varía de amplitud entre 4 y 6 voltios, dependiendo del voltaje pico de la salida, entra a un rectificador de onda completa con amplificador operacional LM 324, tal como se muestra en la figura 32. Las resistencias de 10 K $\Omega$  son de precisión con él fin de que no haya ninguna atenuación en la señal rectificada. Posteriormente esta señal pasa por un buffer con el fin de evitar efectos de carga entre el rectificador y la siguiente etapa.



**Figura 35** Rectificador de onda completa

La siguiente etapa es un sumador hecho con amplificador operacional LM 324, figura 33, en la que se suma un voltaje DC de 3.5 voltios estable, a la señal rectificada. Las resistencias de 20 K $\Omega$  son de precisión con el fin de tener a la salida un valor exacto equivalente al voltaje de entrada más el voltaje de referencia. A la salida del sumador hay un buffer para evitar efectos de carga con la otra etapa.



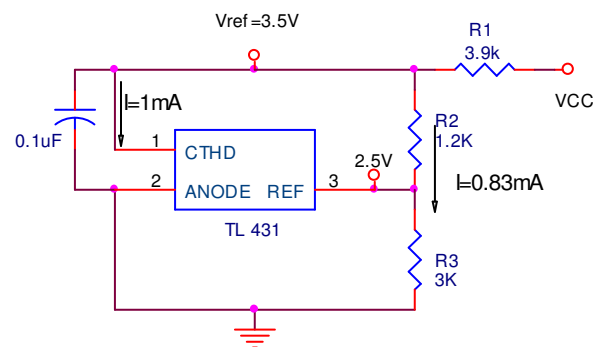
**Figura 36** Sumador

El circuito que genera la referencia de voltaje se muestra en la figura 34. Se usó un zener ajustable, TL 431, con gran estabilidad para cambios de temperatura. Las resistencias R2 y

R3 se encargan de entregar el voltaje de salida  $V_o = \frac{2.5}{R_3} \cdot (R_2 + R_3) = 3.5V$ , mientras que

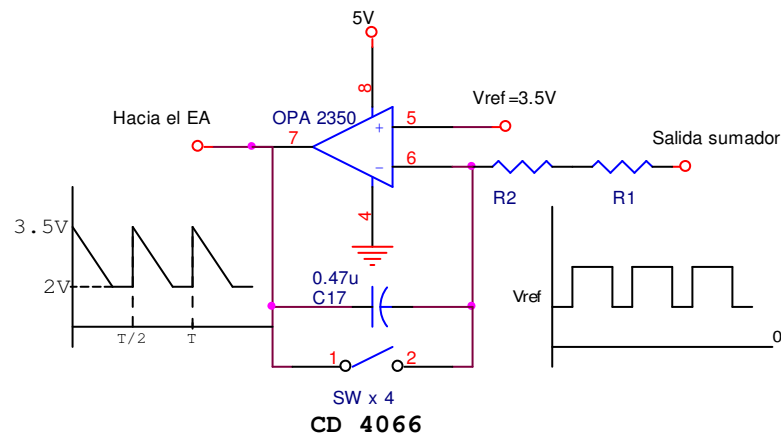
la resistencia R1 se encarga de que para cualquier voltaje de fuente entre 12 y 16 voltios se le entregue al TL 431 una corriente necesaria para que entregue la referencia de 2.5 voltios, es decir, se entrega una corriente mayor a 1.83 mA que es lo que requiere para polarizar correctamente el zener y para R2 y R3. Para esto R1 es de 3.9K de manera que para un

voltaje de fuente de 12 voltios la corriente entregada es de  $I_{R1} = \frac{12 - 3.5}{3.9K} = 2.18mA$ .



**Figura 37** Voltaje de referencia

La última etapa es un integrador, figura 35, que se encarga de generar la rampa de voltaje a partir del voltaje de entrada. Nótese que para descargar el condensador al final de cada semiciclo se usan cuatro switches en paralelo provenientes del integrado CD 4066, los cuales son controlados por la salida del monoestable del circuito de sincronización, la cual es de 300 mS, tiempo que se diseñó teniendo en cuenta que cada switch tiene una resistencia máxima de  $320\Omega$ , o sea que los cuatro en paralelo tienen una resistencia de  $80\Omega$ , y el condensador es de  $0.47\mu\text{F}$  así que el condensador tardará en descargarse un tiempo máximo  $t_{\text{max}} = 5\tau = 5RC = 188\mu\text{S}$ .



**Figura 38** Integrador

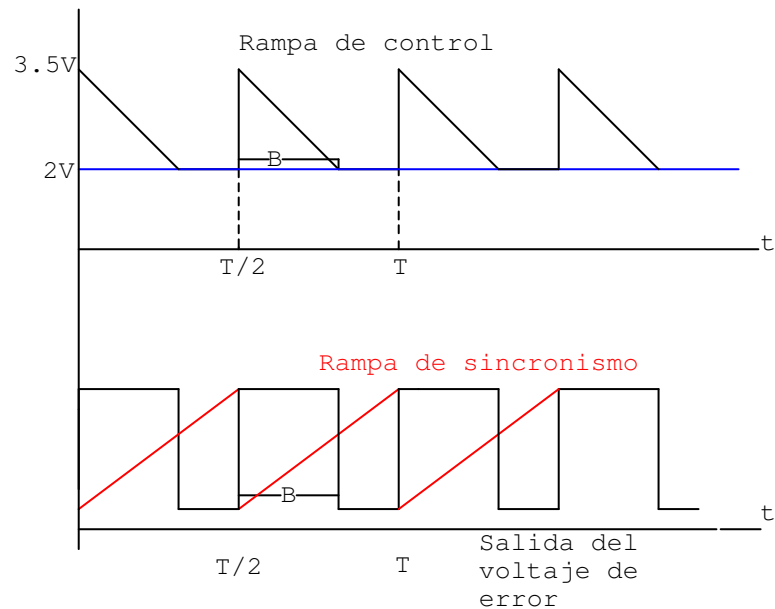
El amplificador operacional del integrador es un OPA 2350, usado por disponibilidad ya que del LM 324 se habían usado los 4 amplificadores y para el control de corriente se usó uno de los dos amplificadores del OPA 2350.

Si tomamos como  $V_m = V_p/n$  el voltaje muestreado por el transformador del control, al inicio de cada semiciclo la entrada del integrador es  $V = V_m + V_{ref}$  y la salida es

$V_o = V_{ref} - V_m \cdot \frac{t}{RC}$ , correspondiente a la señal de la figura 36. Esta rampa va ser

comparada en el amplificador de error con un voltaje de 2 voltios, así que mediante el valor de RC se puede ajustar el tiempo que tarda la rampa en llegar a los 2 voltios, punto en el que la salida del PWM se apaga y empieza un nuevo descanso en cero de la señal de salida.

De esta manera se controla el ancho de los pulsos de salida, controlando así el voltaje promedio.



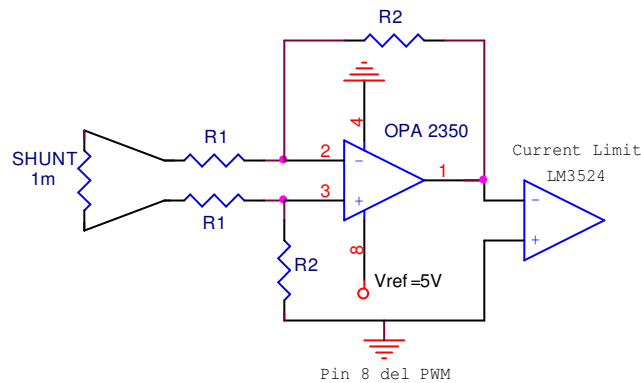
**Figura 39** Control del amplificador de error

#### 4.6.2 Control de corriente

Para el control de corriente se tiene en cuenta el voltaje de la resistencia de shunt del puente de salida. Como se calculó, la corriente máxima que pasa por el shunt es de 27.65 A, con lo cual el voltaje de shunt es  $V_s = 27.65mA \cdot 1m\Omega = 27.65mV$  así que la función del control de corriente es convertir este voltaje en 200 mV para el amplificador de corriente limite del LM 3524.



El circuito de control de corriente es un amplificador diferencial con ganancia  $\frac{V_o}{V_i} = \frac{200}{27.65} = 7.23$ , valor con el cual se escogieron las resistencias. En la figura 37 se muestra el amplificador diferencial.

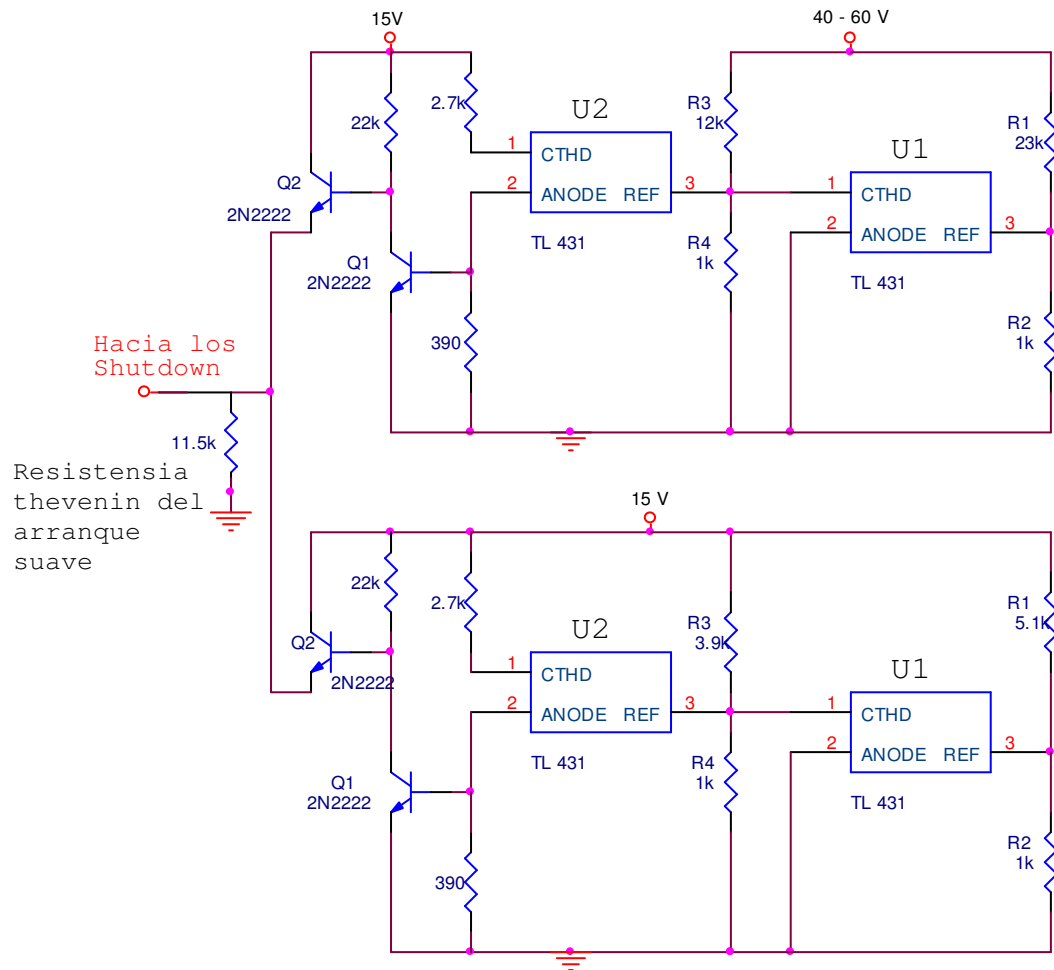


**Figura 40** Amplificador diferencial

El punto de tierra de la resistencia R4 es el mismo de la entrada positiva del amplificador de corriente, que es el pin de tierra del PWM, con esto se evita ruido en el cableado. Para evitar ruido en este voltaje tan bajo también se hicieron muy cortas todas las conexiones en el impreso. Además de esto se usó el operacional OPA 2350 que es especial para manejar voltajes del orden de milivoltios por ser rail to rail, tener bajo offset (de voltaje y corriente) y manejar bajos niveles de ruido (Cambios en el voltaje de salida por cambios en temperatura, frecuencia y voltaje de alimentación).

#### 4.7 Circuito de alarma de fuentes

El circuito de alarmas, figura 38, se encarga de generar un voltaje de salida alto, 0,6 voltios menos que el voltaje de la fuente de 15 voltios, si alguna de las fuentes está fuera de su rango.



**Figura 41** Circuito de alarmas de voltaje

El circuito superior se encarga de la fuente de 40 – 60 voltios y el inferior de la fuente de 15 voltios. Las resistencias R1 y R2 de cada circuito se encargan de encender U1 cuando las fuentes sobrepasan su valor máximo, 15 y 60 voltios, obligando a apagar U2 y las

resistencias R3 y R4 también apagan U2 cuando las fuentes están por debajo del mínimo, 12 y 40 voltios. Esto quiere decir que cuando hay un problema en la fuente U2 está apagado, con esto se corta el transistor Q1 y se satura Q2, entregando sobre la resistencia de entrada del circuito de arranque suave un voltaje alto, 0.6 voltios por debajo de la fuente de 15 voltios.

Ya vimos que el voltaje de alarma apaga las salidas del PWM, pero este voltaje también está conectado a los shutdown de los drivers, obligándolos a mantener apagadas sus salidas de disparo.

## 5 PRUEBAS

El objetivo que se intentó cumplir mediante el desarrollo del proyecto fue el de diseñar una nueva práctica de laboratorio para la asignatura de Electrónica Industrial, para lo cual se construyó el circuito inversor monofásico como un prototipo didáctico que permita la medición de las formas de onda de voltaje y corriente principales, junto con la guía que indica los pasos necesarios para efectuar las diferentes mediciones. Por tanto los resultados se verán reflejados en el proceso de formación de los futuros estudiantes de la asignatura, motivando la realización de nuevos proyectos en el área de Electrónica de Potencia.

A continuación se presentan las formas de onda obtenidas al evaluar el circuito bajo diferentes condiciones de voltaje de entrada, voltaje de salida y corriente de salida, pruebas que serán efectuadas por los estudiantes en el desarrollo de sus prácticas de laboratorio.

## 6 CONCLUSIONES

El laboratorio de la asignatura de electrónica industrial contará a partir de ahora con un prototipo didáctico de un circuito inversor monofásico, que le permitirá a los estudiantes complementar sus estudios teóricos con el desarrollo de la práctica de laboratorio que facilitará la comprensión del funcionamiento de este tipo de circuitos y motivará un mayor interés hacia los temas relacionados con el área de la electrónica de potencia.

La realización de las mediciones de las diferentes formas de onda de voltaje y de corriente en el prototipo será dirigida por la guía de laboratorio que recopila el procedimiento efectuado para realizar las diferentes pruebas y que además presenta un completo banco de las pruebas llevadas a cabo bajo diferentes condiciones de operación, con lo cual tanto los estudiantes como los monitores tendrán el respaldo de los resultados que fueron obtenidos mediante los procedimientos enunciados en la guía de laboratorio.

El proceso de diseño y construcción de los circuitos electrónicos es un continuo aprendizaje en busca de la optimización en el funcionamiento de estos, por lo cual es un proceso abierto a nuevos desarrollos, susceptible de mejoras y que invita a la vinculación de más estudiantes.

El voltaje promedio de una señal rectangular con descansos en cero se puede controlar eficientemente durante cada semiciclo mediante el constante monitoreo del área de cada rectángulo, con el fin de iniciar el descanso en cero en el instante en que el ancho sea suficiente para obtener el promedio esperado.

## 7 BIBLIOGRAFÍA

[1] RASHID, Muhammad. Electrónica de Potencia: Circuitos, Dispositivos y Aplicaciones. Prentice Hall. Naucalpan, México. 1995.

[2] LENK, John. Simplified Design of Switching Power Supplies. Butterworth – Heinemann. Boston, 1995.

[3] Pressman, Abraham I. Switching Power Supply Design. Mc Graw Hill. New York, 1998.

[4] National Semiconductor. National Analog and Interface Products Databook. California, 2002.

[5] GUALDA, Juan Andrés. Electrónica Industrial: Técnicas de Potencia. Marcombo. Barcelona, España. 1992.

[6] MEYER, Robert / GRAY, Paul. Análisis y diseño de circuitos integrados analógicos. Prentice Hall, Naucalpan, México, 1995.

[7] MALVINO, Paul. Principios de Electrónica. Mc Graw Hill, Naucalpan, México, 1991.