



Escola Universitària d'Enginyeria
Tècnica Industrial de Barcelona
Consorci Escola Industrial de Barcelona

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA

MEMORIA TÉCNICA



ÍNDICE MEMORIA TÉCNICA

Índice memoria técnica	1
Resum.....	4
Resumen	4
Abstract	4
Capítulo 1: Introducción.....	5
1.1. Especificaciones básicas.....	6
1.1.1. Inversor.....	6
1.1.2. Control	6
Capítulo 2: Estructura elegida	8
2.1. Elevador de tensión.....	8
2.1.1. Convertidor DC-DC escogido.....	8
2.1.2. Funcionamiento del convertidor Flyback	9
2.1.3. Esquema del convertidor Flyback	10
2.2. Circuito de regulación del Flyback	10
2.2.1. Control de regulación escogido.....	10
2.2.2. Funcionamiento del UC3844	11
2.2.3. Esquema del convertidor Flyback con regulador	11
2.3. Inversor	12
2.3.1. Convertidor DC-AC escogido	12
2.3.2. Funcionamiento del Inversor de puente completo	15
2.3.3. Esquema del inversor de puente completo.....	16
2.4. Control de modulación del inversor	17
2.4.1. Control PWM escogido.....	17
2.4.2. Funcionamiento del PWM.....	17
2.4.3. Esquema del PWM	18
2.5. Circuito de conmutación del inversor	18
2.5.1. Driver escogido para los MOSFET del inversor	19
2.5.2. Estructura de control de activación de los MOSFET	19
2.5.3. Circuito de retardo del encendido del MOSFET.....	20
2.6. Generación de ondas.....	22
2.6.1. Generación de la senoidal de 50 Hz	22

2.6.2.	Generación de la portadora de 20 kHz	24
2.7.	Alimentación de los operacionales	24
Capítulo 3: Protecciones.....		26
3.1.	Rangos de funcionamiento	26
3.1.1.	Rango inferior.....	27
3.1.2.	Rango superior	27
3.2.	Tensión mínima de arranque	27
3.3.	Sobrecorriente.....	28
3.3.1.	Sistema de sobrecorriente.....	28
3.3.2.	Rearmamento del sistema de sobrecorriente.....	29
3.4.	Implementación de los circuitos de protecciones	29
3.4.1.	Protecciones que actúan sobre la Flyback	29
3.4.2.	Protecciones que actúan sobre el inversor	31
3.5.	Otras protecciones a tener en cuenta	33
Capítulo 4: Simulaciones del prototipo		34
4.1.	Flyback.....	34
4.1.1.	Funcionamiento del Flyback	34
4.1.2.	Control de regulación	37
4.2.	Inversor	39
4.2.1.	Funcionamiento del inversor	39
4.2.2.	Control PWM.....	43
4.3.	Protecciones.....	45
4.3.1.	Niveles de funcionamiento.....	45
4.3.2.	Nivel mínimo de arranque del inversor	47
4.3.3.	Sobrecorriente	48
4.4.	Generación de ondas.....	50
4.4.1.	Rectificador de precisión mediante operacionales	50
4.4.2.	Simulación de la generadora senoidal de 50 Hz.....	52
4.4.3.	Simulación de la portadora de 20 kHz	54
Capítulo 5: Cálculos de dimensionado de componentes.....		55
5.1.	Transformador.....	56
5.1.1.	Cálculos para el modelo teórico de 1 kW	56
5.1.2.	Cálculos para el modelo construido.....	61
5.2.	Inductancia de salida.....	64
5.2.1.	Cálculos para el modelo teórico de 1 kW	64
5.2.2.	Cálculos para el modelo construido.....	67

5.3. Condensador de salida.....	69
5.4. Cálculo de los disipadores	70
5.4.1. Perdidas en los transistores	70
5.4.2. Calculo de los disipadores.....	70
Capítulo 6: Normativa relacionada	73
Capítulo 7: Bibliografía	75
7.1. Bibliografía de referencia	75
7.2. Bibliografía de consulta.....	75
Capítulo 8: Diagrama de Gantt	76
Capítulo 9: Conclusión	78

RESUM

Aquest projecte tracta sobre el disseny i el desenvolupament d'un inversor fotovoltaic de 1 kW de potència que alimentarà un habitatge aïllat de la xarxa. L'objectiu és estudiar les solucions possibles que podem adoptar centrant-nos en l'estructura de l'inversor i el seu control, escollint la més viable per desenvolupar-la posteriorment.

Així doncs, en aquest informe es detallaran les tasques a realitzar per al disseny de l'inversor escollit juntament amb la documentació que justifica el correcte funcionament del inversor i les característiques del mateix.

RESUMEN

Este proyecto trata sobre el diseño y el desarrollo de un inversor fotovoltaico de 1 kW de potencia que alimentará una vivienda aislada de la red. El objetivo es estudiar las soluciones posibles que podemos adoptar centrándonos en la estructura del inversor y su control, escogiendo la más viable para desarrollarse posteriormente.

Así pues, en este informe se detallarán las tareas a realizar para el diseño del inversor elegido junto con la documentación que justifica el correcto funcionamiento del inversor y las características del mismo.

ABSTRACT

This project addresses the design and development of a 1 kW photovoltaic inverter that feeds power to an isolated house network. The aim is to study possible solutions we can take and focus on the structure of the inverter and its control, choosing the most feasible to be developed afterwards.

The design of the inverter along with the necessary tasks and documentation justifying how to develop it will be detailed in this report.

CAPÍTULO 1:

INTRODUCCIÓN

Motivaciones y justificación del proyecto

La energía solar cada vez tiene más peso en la vida cotidiana y en el entorno que nos rodea. Es una apuesta de futuro que las empresas en España cada vez se decantan más para utilizar, y la investigación y diseño de estructuras que adaptan la energía captada por los paneles fotovoltaicos cada vez es de mayor complejidad.

El diseño a realizar es un sistema muy utilizado y rentable para localizaciones rurales que necesitan abastecerse con la instalación de placas solares. Además éste proyecto contribuye a la hora de promocionar las energías ecológicas y así favorecer el medioambiente.

1.1. Especificaciones básicas

Tensión de entrada: Alrededor de 200 V_{DC}

Tensión de salida: 230 V_{RMS} @ 50 Hz

Potencia nominal: 1 kW

Rendimiento: Superior al 80%

La estructura del inversor por bloques es la siguiente

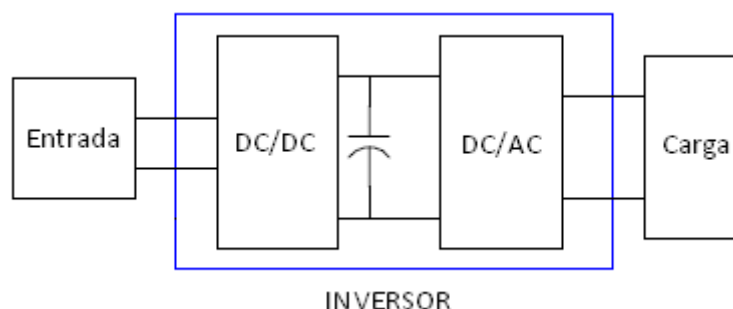


Figura 1. Esquema por bloques del inversor

1.1.1. Inversor

Los inversores son circuitos que producen una tensión o intensidad alterna a partir de una fuente de corriente continua. En nuestro caso tenemos una serie de paneles fotovoltaicos que nos generan una tensión continua de entrada de unos 200 V, y queremos en la salida del inversor conseguir la tensión alterna de 230 V y 50 Hz estable que necesitan los receptores de la vivienda.

Como el inversor está destinado a alimentar la vivienda autónoma directamente y no para inyectar la energía producida a la red, su naturaleza será de fuente de tensión para conectar las cargas directamente. Esto nos servirá para escoger el tipo de modelo de inversor que más nos convenga, entre otros muchos factores que también influyen a la hora de implementarlo.

1.1.2. Control

La tensión de entrada que proporcionan los paneles no será siempre constante ya que dependerá de la intensidad con la que los rayos solares lleguen a los paneles, y esto lo consideraremos como unas variaciones en la entrada que supondrán un error del 25 %. Así pues, la tensión de entrada estará en un rango de entre 150 y 250 V variando de manera aleatoria.

Es por esto que necesitaremos un circuito adicional de control paralelo al inversor, que controle que la tensión no varíe más de lo que se permita en el diseño, de lo contrario abrirá el circuito protegiendo las cargas de posibles daños que puedan sufrir por la variación de la entrada reflejada en la salida del inversor.

CAPÍTULO 2:

ESTRUCTURA

ELEGIDA

Después de estudiar las posibles alternativas enfocadas en la memoria del PFC1, se procede a hacer la elección de cada bloque para la estructura del inversor fotovoltaico.

2.1. Elevador de tensión

2.1.1. Convertidor DC-DC escogido

La estructura elegida para la conversión DC/DC ha sido un convertidor Flyback debido a que este tipo de convertidores se usan mucho en estas aplicaciones y nos permiten conseguir un aislamiento galvánico entre la entrada y la salida del convertidor. Además también con ayuda de una electrónica de control permiten fijar una tensión en la salida a pesar de que en la entrada tengamos una variación que nos influya negativamente para trabajar con lo que obtengamos.

2.1.2. Funcionamiento del convertidor Flyback

El circuito eléctrico de un convertidor Flyback es el siguiente:

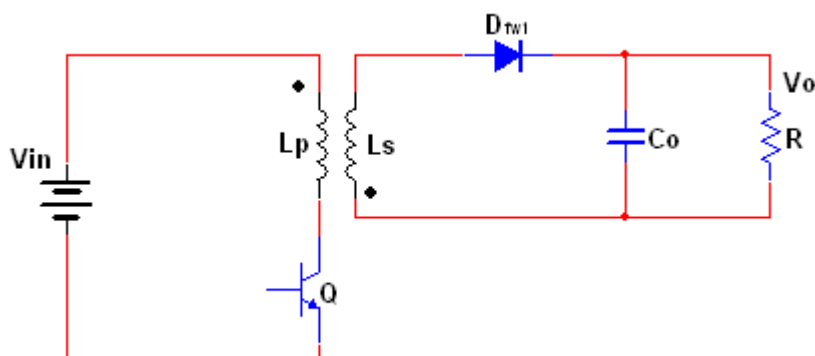


Figura 2. Esquema del convertidor Flyback.

El circuito de regulación equivalente en la figura al transistor Q varía el ciclo de trabajo en función de la salida V_o encendiéndose y apagándose de manera que el convertidor Flyback trabaja en dos estados: cuando Q está encendido y D polarizado inversamente, y el caso cuando Q está apagado y D polarizado directamente como se muestra en la figura.

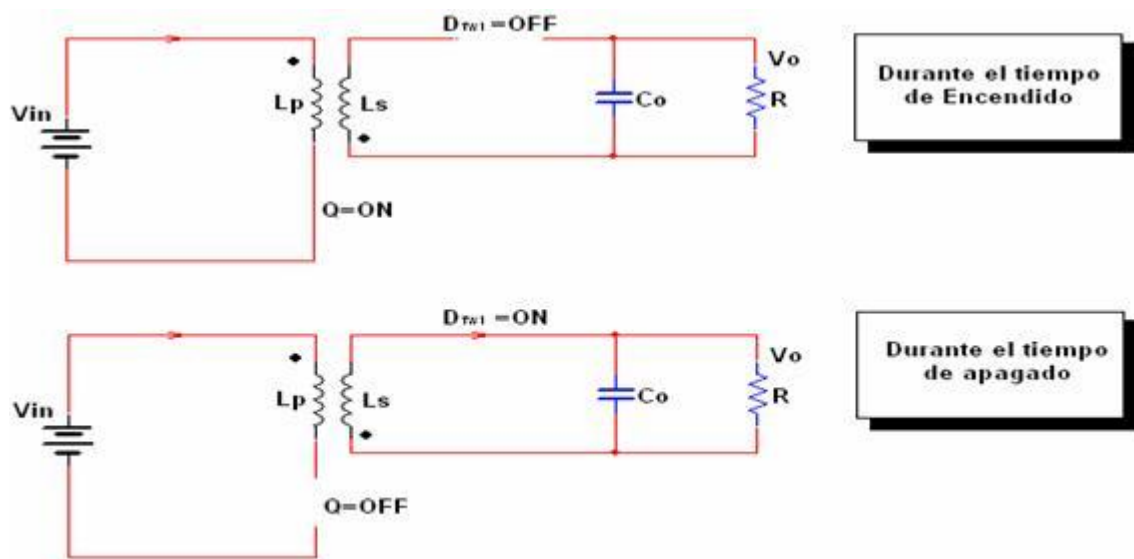


Figura 3. Estados del convertidor Flyback.

Así pues, el convertidor Flyback se controlará analógicamente por un circuito que regula el secundario del transformador en 400 V de continua mientras que el voltaje que suministran los paneles fotovoltaicos ira variando aleatoriamente entre los márgenes establecidos de 150 y 250 V.

2.1.3. Esquema del convertidor Flyback

La figura siguiente muestra la estructura básica de un convertidor Flyback diseñado para obtener un nivel de 400 V en la salida mientras la entrada sea un nivel de 200 V fijos.

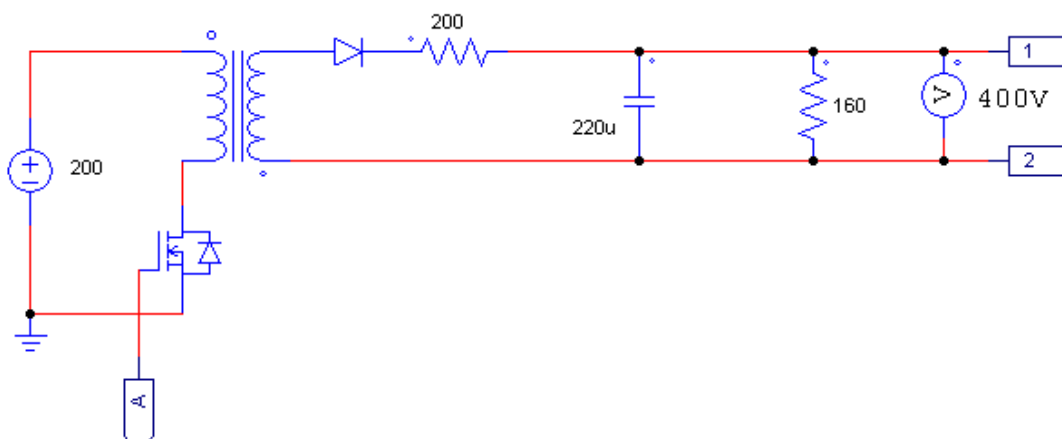


Figura 4. Circuito eléctrico sin control del Flyback.

2.2. Circuito de regulación del Flyback

Con el diseño que tenemos ahora no tenemos ningún tipo de garantía de que en la salida tengamos los 400 V ya que al no haber electrónica que regule la salida, ésta variará en función de la entrada e interesa que sea una tensión estable sin fluctuaciones.

Para ello diseñaremos un circuito de control que nos regule la salida del Flyback de manera que actúe sobre el ciclo de trabajo del convertidor ayudando a mantener la salida en los 400 V.

2.2.1. Control de regulación escogido

En este caso utilizaremos un circuito basado en el controlador PWM de corriente UC3844 utilizado para este tipo de regulación.

En el datasheet del componente, el fabricante nos facilita el conexionado y ajuste de los componentes externos a implementar junto con el encapsulado. También podemos observar un esquema eléctrico de justamente para una aplicación similar a la que nos interesa de regulación en una Flyback.

2.2.2. Funcionamiento del UC3844

El funcionamiento de este integrado se basa en sensar la tensión de salida que queremos regular y comparándola con una consigna interna de manera que el circuito actuará sobre el ciclo de trabajo de la Flyback con un reset en la puerta del transistor.

Por otro lado tiene un pin que sensa la corriente que circula por el transistor cortando también en caso de sobrepasar una consigna marcada por los componentes externos con la ayuda del fabricante.

En conclusión, el circuito actuará todo el tiempo en consecuencia con lo que vea en el nivel de salida respecto al que queremos, variando con pulsos de cero el ciclo de trabajo del transistor que controla el convertidor Flyback.

En la siguiente figura se muestra el circuito interno del UC3844.

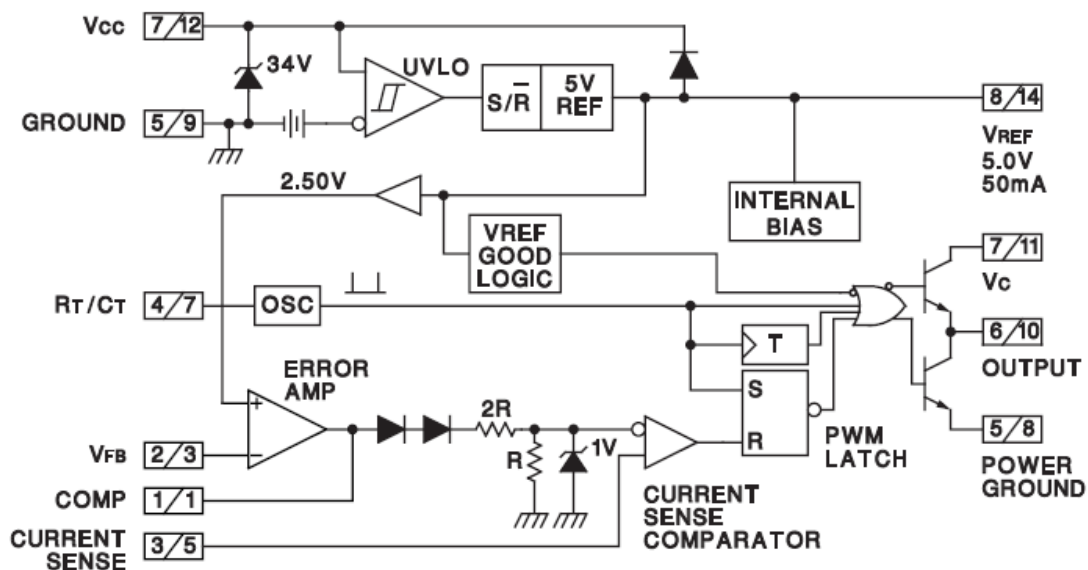


Figura 5. Circuito interno del UC3844.

Como podemos observar la tensión referenciada de la salida se compara con un nivel interno de 2,5 V y a la vez regula la corriente máxima por dos comparadores de manera que dependiendo de la referencia de la salida y de la corriente que pasa por el transistor dejando así en la salida del secundario una tensión regulada V_o de 400 V fijos.

2.2.3. Esquema del convertidor Flyback con regulador

Una vez ajustados los valores para la consigna que queremos, se diseña un circuito derivador de tensión mediante operacionales para obtener la referencia de 2,5 V.

También se implementa una electrónica de alimentación con un regulador lineal que nos alimentará los operacionales de tecnología CMOS, y además una protección mediante una red Snubber para impedir sobrecargas o inductancias parásitas.

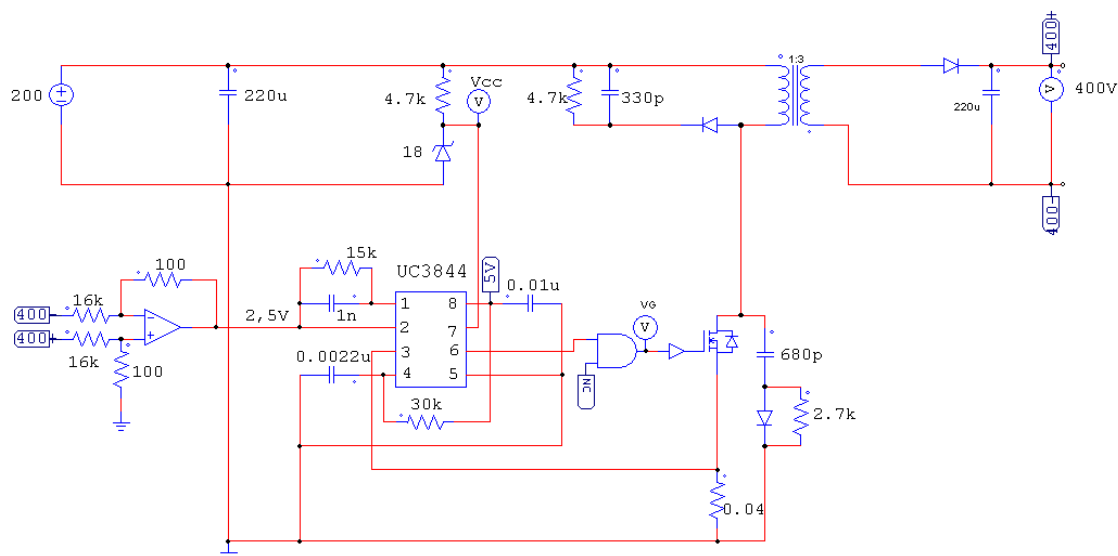


Figura 6. Esquema completo del Flyback con regulador.

2.3. Inversor

2.3.1. Convertidor DC-AC escogido

La estructura elegida para la conversión DC-AC será un inversor de puente completo con un filtro de salida LC. Este tipo de inversor es el más utilizado por su alto rendimiento para este tipo de aplicaciones.

El convertidor en puente completo es una ampliación del convertidor semipunto para aplicaciones de mayor potencia. El circuito es idéntico al semipunto, salvo la sustitución del divisor capacitivo por dos transistores.

El convertidor Full-Bridge, que se muestra en la figura siguiente, está compuesto por cuatro transistores, lo cual lo hace de mayor coste que el convertidor Forward o semipunto. La razón de esta composición, se basa en que la tensión que se aplicará al primario del transformador será V_{CC} y no $V_{CC}/2$ tal como ocurría en el semipunto.

Así para transistores que sean capaces de soportar la misma tensión y corriente, el convertidor Full-Bridge es capaz de entregar el doble de potencia que el convertidor half-bridge. De esta manera será más efectivo que el convertidor semipunto para potencias elevadas, especialmente si en el convertidor semipunto necesitamos colocar dos transistores en paralelo.

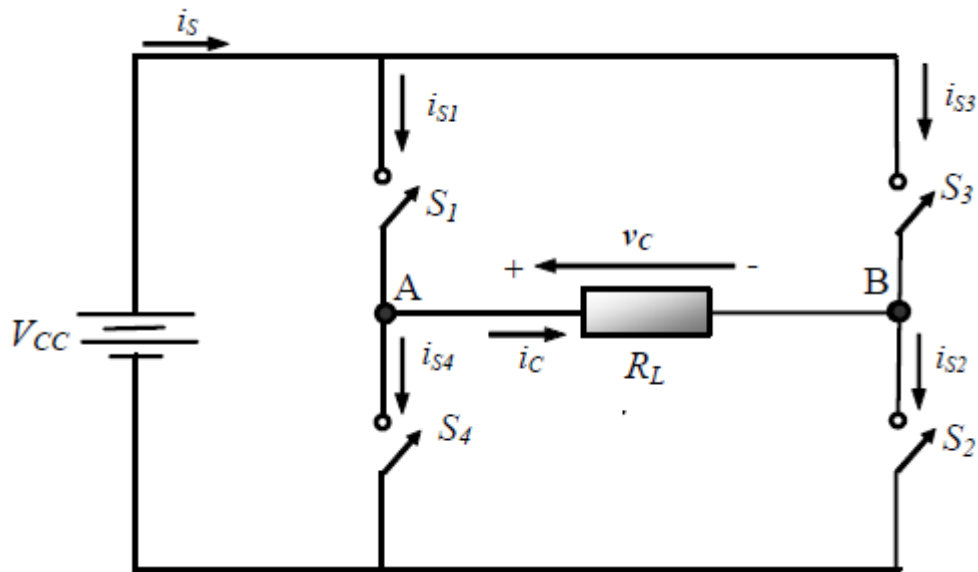


Figura 7. Esquema del inversor en puente completo.

Características de funcionamiento

La secuencia de funcionamiento consiste en la conducción y corte simultáneo de una pareja en diagonal de los transistores dispuestos, de forma que coincidirá la conducción de Q_1 y Q_4 con el corte de Q_2 y Q_3 , además de la existencia de un tiempo muerto entre las transiciones de ambas parejas, instante en el cual ningún transistor conmutará corriente.

Al disponer en la etapa de salida de la misma configuración que en el convertidor semipunto, durante este instante de "off", y bajo condiciones de funcionamiento estacionarias, la corriente en el inductor de filtro de salida estará establecida y forzará a los diodos rectificadores del secundario a conducir actuando como diodos de libre circulación.

Estos diodos deberán conducir la misma corriente cada uno de ellos (excepto una pequeña cantidad debido a la corriente magnetizante, al igual que se explicó en el semipunto), la conducción de estos diodos forzará una tensión nula en secundario, y por tanto una tensión en primario nula (después de un periodo de oscilación amortiguada, motivada por la inductancia de dispersión de primario).

En el instante de corte de todos los transistores, la corriente magnetizante que se había establecido en primario permanecerá constante debido a que los dos diodos rectificadores de salida cortocircuitan el secundario y se refleja dicho cortocircuito en primario provocando que la corriente magnetizante permanezca constante hasta que conduzca el siguiente transistor de manera que aplique tensión de signo contrario para descargarla.

Ahora la desmagnetización no se lleva a cabo como en el convertidor Forward, donde se garantizaba que esa corriente fuera cero, sino que ahora la acción

alternada de los transistores en conducción fuerza un valor medio de esa corriente magnetizante nula cada periodo.

A continuación se pueden ver las formas de onda de cada elemento del convertidor para cada periodo de conducción:

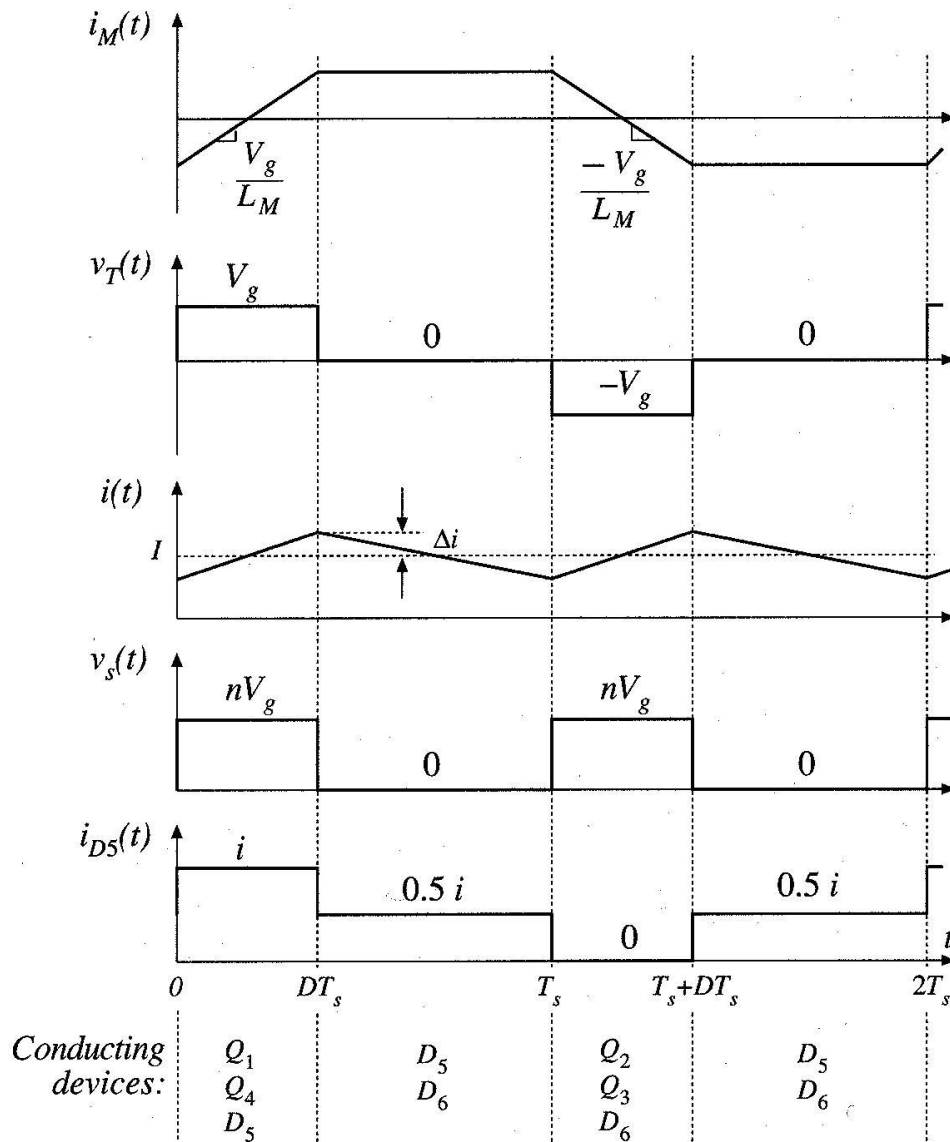


Figura 8. Formas de onda del inversor.

Del funcionamiento descrito anteriormente, se deduce que si se produjera una conducción simultánea de las parejas T_1, T_4 y T_3, T_2 , incluso por un pequeño intervalo, se produciría un cortocircuito de la tensión de alimentación, el cual provocaría la destrucción de los semiconductores. Por tanto el tiempo de conducción máximo que se da para la tensión de alimentación mínima deberá estar limitado al 80% de la mitad del periodo

Valor medio de tensión de salida

Tal como se muestra en la figura anterior, y debido a la toma intermedia del secundario, los pulsos de tensión en la salida de los cátodos de los diodos rectificadores tienen un ciclo de trabajo de $2 T_{ON}/T$ dado que hay un pulso de duración T_{on} por cada medio periodo $T/2$. Haciendo el balance de voltios-segundo en el inductor de salida obtendremos la siguiente función de transferencia:

$$\frac{(V_{sec} - V_F - V_0) \cdot t_{on} - (V_0 + V_F)t_m}{T/2} = 0 \quad (1)$$

$$t_{on} + t_m = \frac{T}{2} \quad (2)$$

$$V_0 = [(V_{dc} - 2V_{ce(sat)}) \cdot (\frac{N_s}{N_p})] \cdot 2 \frac{t_{on}}{T} - V_F \quad (3)$$

$$V_0 \approx 2 \frac{V_{dc}}{n} \cdot D_1 \quad (4)$$

Este bloque se conectará en la salida del convertidor Flyback suministrándole los 400 V en DC y se diseñará para obtener los 230 V_{RMS} que deseamos obtener.

2.3.2. Funcionamiento del Inversor de puente completo

Como se ha visto anteriormente el esquema básico del convertidor DC-AC de puente completo es el siguiente:

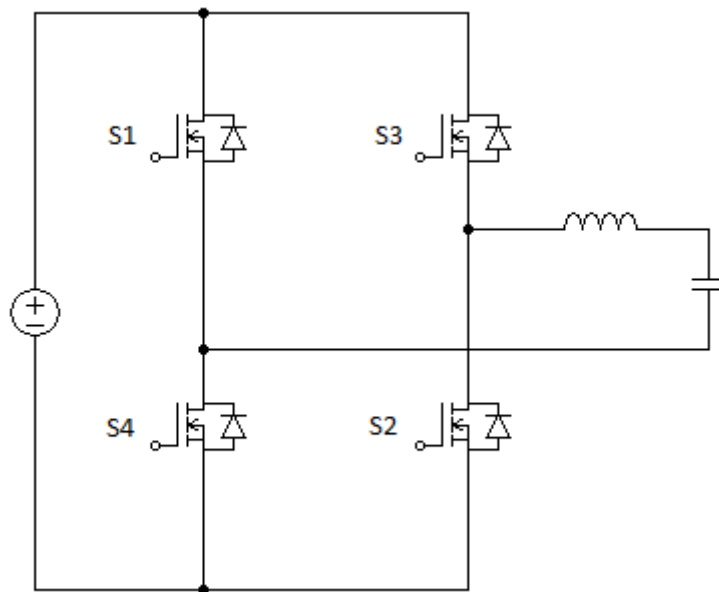


Figura 9. Inversor en puente completo.

El funcionamiento de este convertidor se basa en la conmutación de los pares opuestos de los transistores. En éste caso los interruptores conectan la carga a $+V_{CC}$ cuando S_1 y S_2 están cerrados (estando S_3 y S_4 abiertos) y a $-V_{CC}$ cuando S_3 y S_4 están cerrados (estando S_1 y S_2 abiertos). La conmutación de la tensión de la carga entre $+V_{CC}$ y $-V_{CC}$ genera en la salida una tensión con forma de onda cuadrada, que mediante una técnica de modulación se puede adaptar para que sea finalmente una senoidal.

Se utilizará pues, una estrategia de disparo bipolar de éstos transistores mediante una técnica PWM como las que se han mencionado anteriormente para conseguir la senoidal.

La salida de la etapa DC-AC se filtra mediante filtro LC para obtener una onda senoidal más pura.

2.3.3. Esquema del inversor de puente completo

A continuación se muestra el esquema eléctrico del inversor de puente completo alimentado con los 400 V y dimensionado para dar una salida de 230 V_{RMS}. Los pares de transistores A y B serán activados mediante el control que se verá más adelante.

En el cálculo de componentes se ha dimensionado manteniendo unos valores no excesivamente altos.

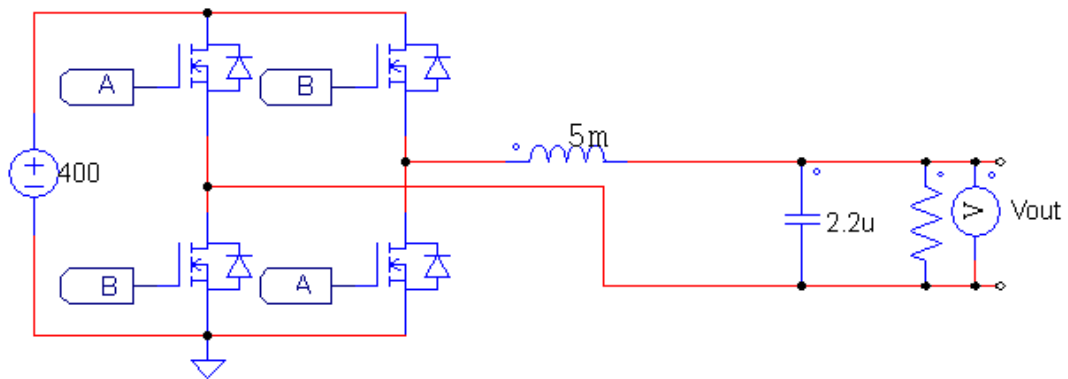


Figura 10. Esquema eléctrico del inversor.

2.4. Control de modulación del inversor

2.4.1. Control PWM escogido

El control se basará en un circuito de control basado en la técnica PWM ya que es la más utilizada en onduladores de este tipo por lo que hemos podido comprobar, además de su mayor rendimiento y prestaciones.

2.4.2. Funcionamiento del PWM

La idea básica es comparar una tensión de referencia senoidal de baja frecuencia (que sea imagen de la tensión de salida buscada) con una señal triangular simétrica de alta frecuencia cuya frecuencia determine la frecuencia de conmutación. La frecuencia de la onda triangular (llamada portadora) debe ser, como mínimo 20 veces superior a la máxima frecuencia de la onda de referencia, para que se obtenga una reproducción aceptable de la forma de onda sobre una carga, después de efectuado el filtraje.

La señal resultante de dicha comparación nos generará la lógica para abrir y cerrar los semiconductores de potencia.

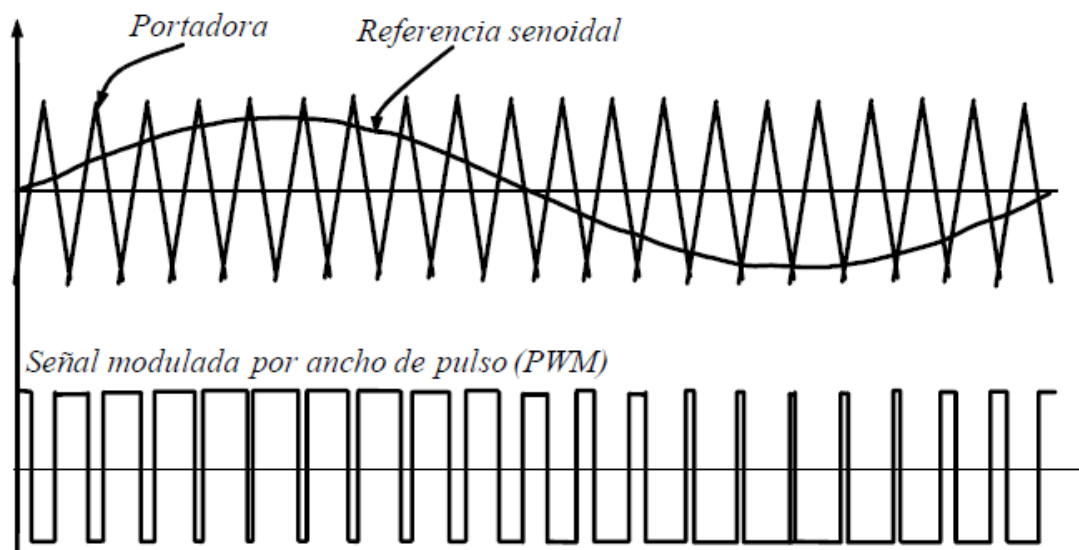


Figura 11. Ondas del PWM.

Para ello diseñaremos un control PI y mediante un sumador invertido compararemos el error entre la salida y la senoidal de 50 Hz que marcará la frecuencia del inversor. Finalmente barreremos la señal del PI con la portadora de 20 kHz y tendremos el tren de pulsos que activara el par de transistores A y con un negador B.

2.4.3. Esquema del PWM

El esquema del control PWM lo podemos ver en la siguiente figura. Los pines 1 y 2 son el positivo y negativo de la salida del inversor, es decir, los $230\text{ V}_{\text{RMS}}$.

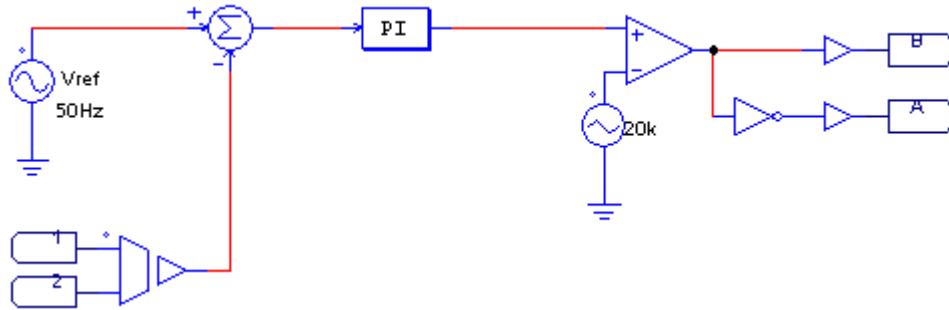


Figura 12. Esquema del PWM.

Para implementar el sumador y el PI utilizaremos circuitos con operacionales que simplifiquen la función que necesitamos, mientras que para generar las señales se implementarán circuitos de puente de Wien como veremos más adelante.

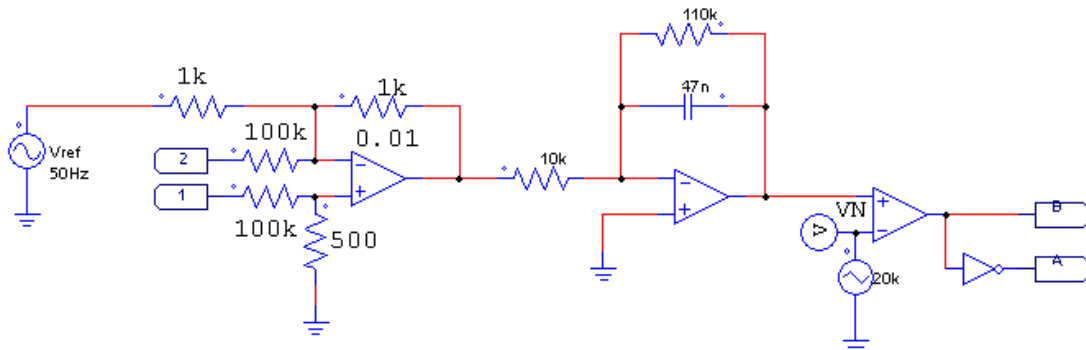


Figura 13. Circuito eléctrico del PWM.

En cuanto a los valores de las ganancias de las ondas generadas se han hallado la senoidal manteniendo experimentalmente en la salida los $230\text{ V}_{\text{RMS}}$, y la triangular la amplitud suficiente como para barrer toda la onda de referencia. Por otra parte las constantes del bloque del PI se han buscado los valores óptimos normalizados dentro de las posibilidades, partiendo de $K_p=11$ y $K_i=100$.

2.5. Circuito de conmutación del inversor

Para llevar a cabo la correcta conmutación del inversor es necesario utilizar un tipo de driver específico que permita activar ambos transistores del semipunto, ya que es necesaria la generación de una tensión flotante para activar el transistor del lado superior.

2.5.1. Driver escogido para los MOSFET del inversor

La estructura escogida para el circuito driver de cada inversor estará basada en el IR2110, driver específico para conmutación de pares de transistores de potencia utilizados en inversores de semipunto. Por lo que es muy común en este tipo de circuitos.

Typical Connection

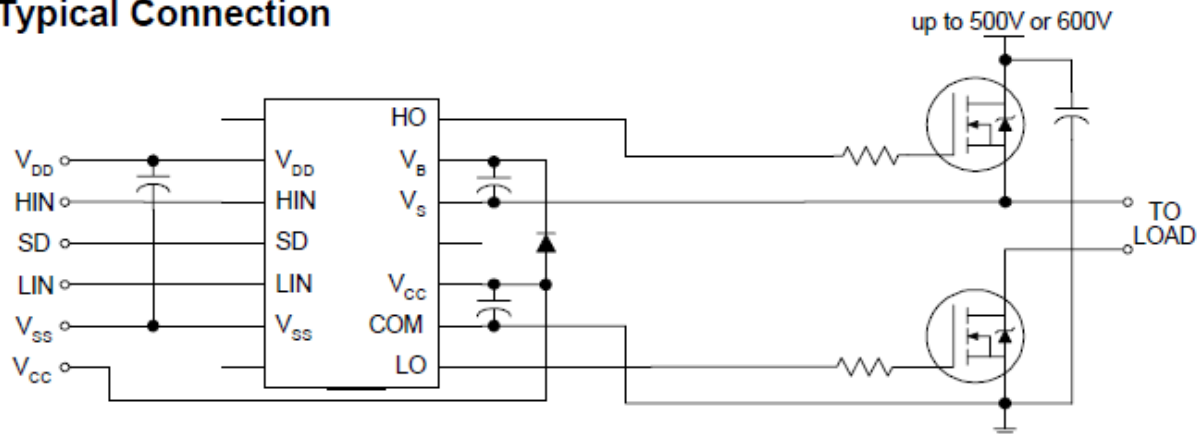


Figura 14. Circuito del IR2110.

Como vemos éste integrado controla los MOSFET de un solo par del inversor, por lo que necesitaremos dos estructuras independientes que controlen cada par de transistores.

Además, observamos que los drivers están referenciados a la masa flotante de la carga, no cómo pasaría con otro tipo de drivers de transistores que van referenciados a la masa común.

2.5.2. Estructura de control de activación de los MOSFET

Conectaremos pues, cada transistor alto y bajo de cada par a la salida del integrado IR2110 que le corresponda controlando los 4 transistores independientemente.

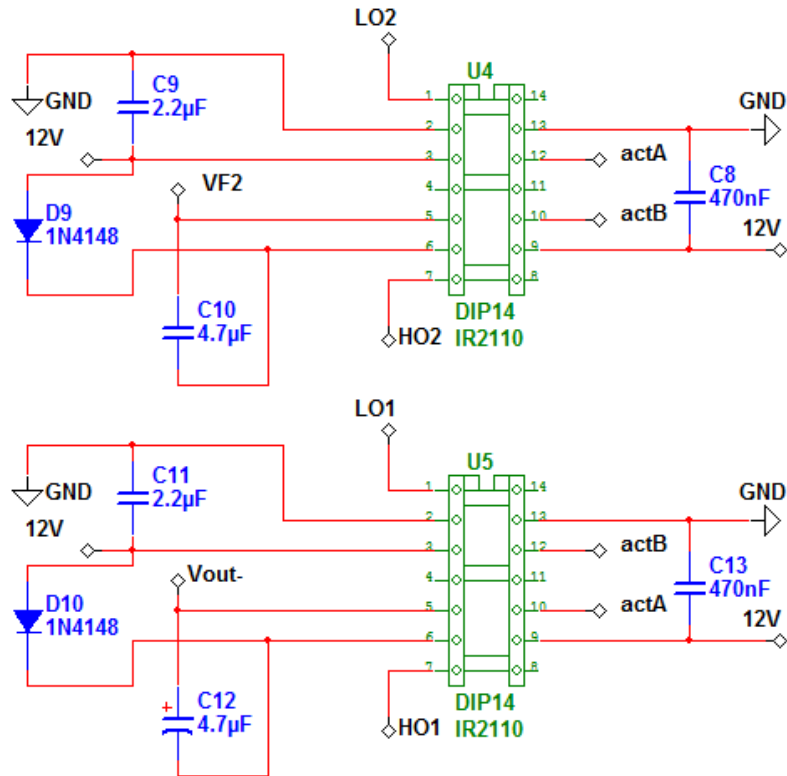


Figura 15. Circuito de conmutación del puente completo.

Los valores de los componentes se ajustan a una aplicación que el fabricante facilita, mientras que los diodos son diodos de control rápidos.

2.5.3. Circuito de retardo del encendido del MOSFET

Además de este circuito de control de conmutación, es necesario garantizar un tiempo de retardo entre cada encendido y apagado de cada transistor para que la conmutación de cada par sea segura, y no se activen a la vez los MOSFET de arriba y de abajo.

Para saber el tiempo de encendido y apagado del inversor, sumaremos los retardos del IR2110 y los de los transistores IRF840.

V_{OFFSET} (IR2110)	500V max.
(IR2113)	600V max.
$I_{O+/-}$	2A / 2A
V_{OUT}	10 - 20V
$t_{on/off}$ (typ.)	120 & 94 ns
Delay Matching (IR2110)	10 ns max

Figura 16. Características de retardo del IR2110.

$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	14	—	ns	$V_{DD}=250V$
t_r	Rise Time	—	23	—		$I_D=8.0A$
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	49	—		$R_G=9.1\Omega$
t_f	Fall Time	—	20	—		$R_D=31\Omega$ See Figure 10 ④

Figura 17. Características de retardo del IRF840.

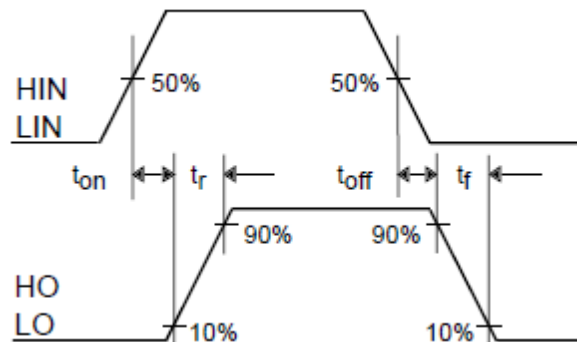


Figura 18. Tiempos de encendido y apagado.

El tiempo total de encendido y apagado del inversor será:

$$\text{tiempo total de encendido} = 120 + 14 = 134ns \quad (5)$$

$$\text{tiempo total de apagado} = 94 + 49 = 143ns \quad (6)$$

Vemos que el tiempo de encendido es menor que el de apagado, y esto puede llevar a encender dos transistores de la misma rama a la vez.

Aunque el IR2110 ya lleva un retardo interno y se tengan en cuenta los retardos de los componentes, se añadirá un retardo adicional al tiempo total de encendido para aumentarlo hasta unos 200 ns y así garantizar que los dos transistores de cada par no estén encendidos a la vez.

Este retardo añadido al encendido se conseguirá con una red RC diseñada para un retardo de 100 ns, junto con un diodo que sólo añadirá el retardo cuando tenga que activar el transistor.

El circuito de retardo adicional se introducirá entre la salida de la AND que manda la señal de activación de cada par de transistores A o B, y la entrada de activación de cada IR2110.

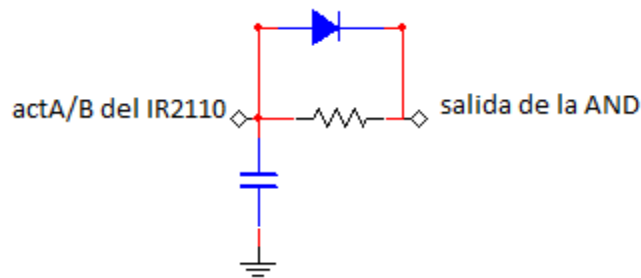


Figura 19. Circuito de retardo de encendido.

Para conseguir un retardo de 200 ns, el retardo adicional tendrá que tener un valor de unos 66 ns, por lo que los valores de la red RC serán los siguientes.

$$66 \text{ ns} = RC \quad (7)$$

Si tomamos $C = 100 \text{ pF}$, tenemos una $R = 660 \Omega$

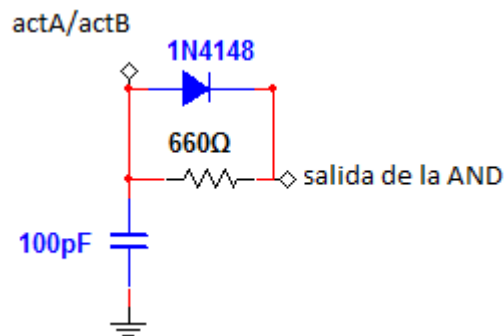


Figura 20. Circuito normalizado de retardo del encendido.

2.6. Generación de ondas

Las ondas que se van a generar se implementaran mediante circuitos con operacionales como los que se describen a continuación.

2.6.1. Generación de la senoidal de 50 Hz

Para generar la onda senoidal de 50 Hz se ha utilizado una estructura de un oscilador puente de Wien, muy común para generar senoidales con cierta comodidad mediante operacionales.

La estructura básica del oscilador puente de Wien es la siguiente.

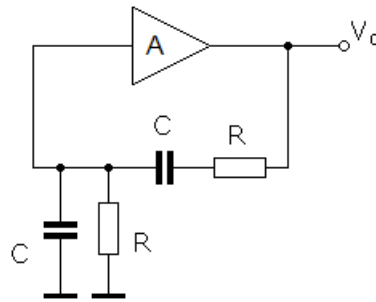


Figura 21. Oscilador puente de Wien.

El criterio que requiere este tipo de osciladores es que necesita una ganancia 3 para que oscile correctamente, mientras que la frecuencia se obtendrá inversamente del producto de resistencia por capacidad de los condensadores.

Además se le añadirá una red de compensación de amplitud mediante dos diodos y dos resistencias más para que no se vuelva inestable y la amplitud de la onda se mantenga en el nivel que queremos, ya que es primordial que sea lo más precisa posible.

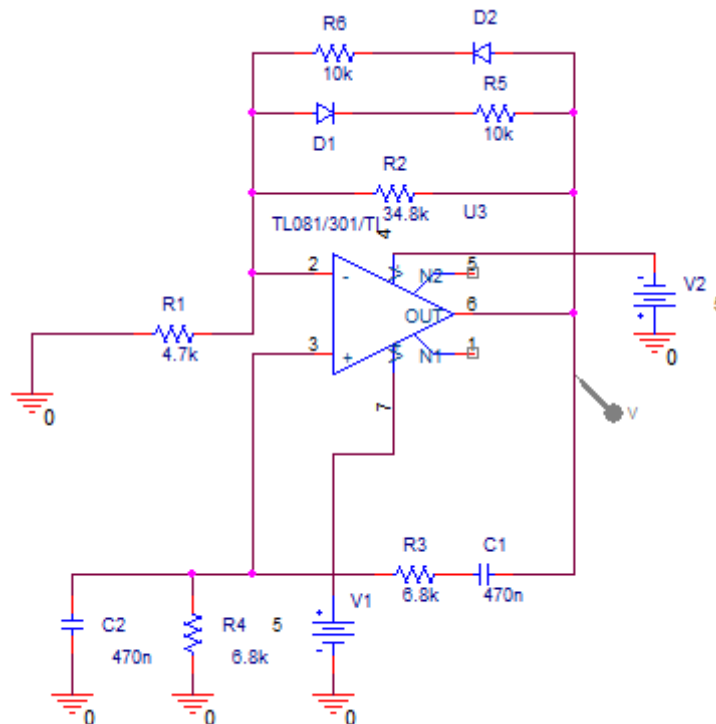


Figura 22. Circuito eléctrico del oscilador puente de Wien.

Por motivos de precisión dadas las tolerancias de los componentes, se sustituirá la resistencia R_4 por un potenciómetro para corregir alguna posible variación en la frecuencia respecto a los 50 Hz.

2.6.2. Generación de la portadora de 20 kHz

Para generar la onda triangular de 20 kHz se implementará un circuito con operacionales que generará una onda cuadrada a partir de las alimentaciones positiva y negativa tomando R_1 y R_2 de igual valor para que la frecuencia de conmutación dependa únicamente de R_3 y C_1 siendo.

$$T = 2R_3C_1 \quad (8)$$

Sabiendo pues que la frecuencia es 20 kHz y fijando R_1 en 1k Ω

$$\frac{1}{20000} = 2 \cdot 1000C_1 \quad (9)$$

$$C_1 = 25\text{nF} \quad (10)$$

Así pues tomaremos $C_1 = 22 \text{ nF}$ fijándonos en los valores normalizados y sustituiremos por R_3 un potenciómetro para ajustar la frecuencia a 20 kHz si queremos ser precisos, de lo contrario la frecuencia de barrido de la portadora será algo mayor de la teórica.

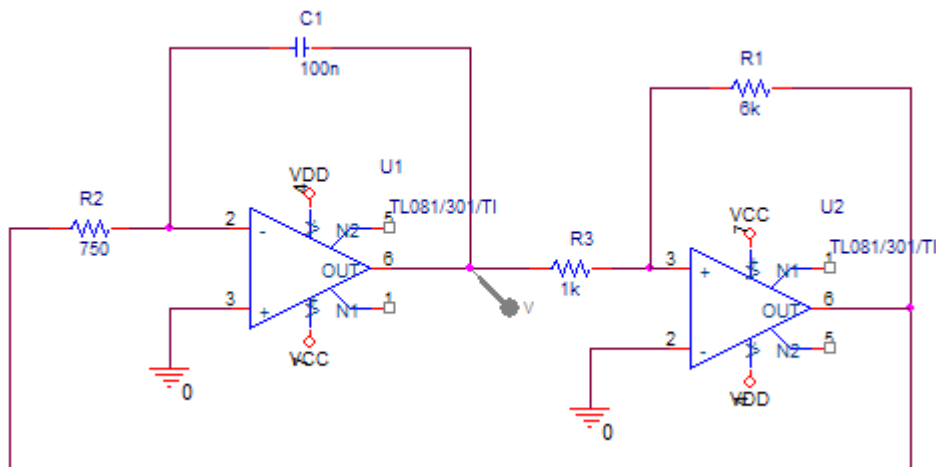


Figura 23. Circuito generador de la portadora.

2.7. Alimentación de los operacionales

Para alimentar la electrónica de control o los integrados de 5 V y 18 V se obtiene de la referencia del UC3844 o del regulador lineal respectivamente. Pero para las alimentaciones positivas y negativas de 12 V de los operacionales se obtendrá mediante dos bobinados adicionales en el transformador.

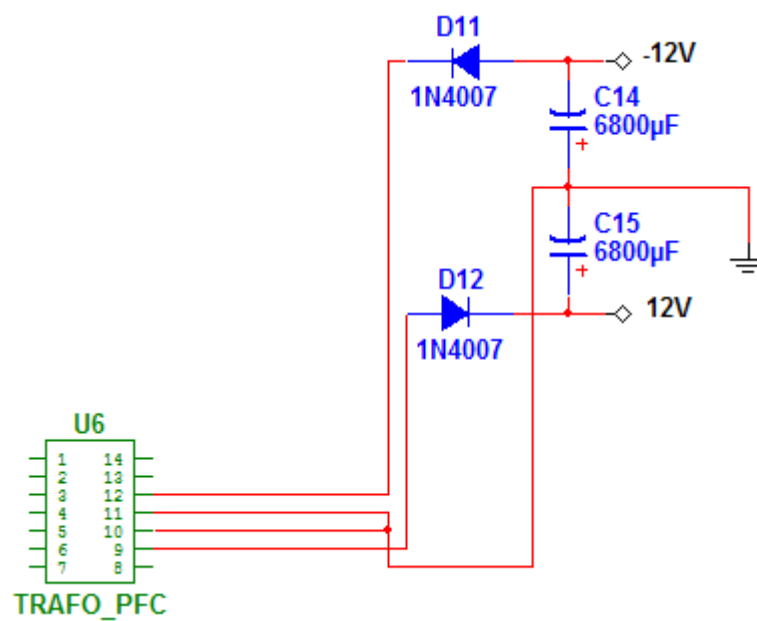


Figura 24. Estructura de los bobinados auxiliares.

CAPÍTULO 3:

PROTECCIONES

Toda instalación eléctrica y por tanto, todo circuito eléctrico necesitan por normativa y por seguridad unas protecciones. Protecciones que impidan un peligro hacia los usuarios y hacia la propia circuitería del inversor, por lo que a continuación se diseñarán una serie de protecciones y consignas que el circuito deberá seguir para su correcto funcionamiento y su desconexión en caso de emergencias por sobrecorrientes, estado improductivo u otras anomalías.

3.1. Rangos de funcionamiento

Como se ha comentado en la introducción, la tensión que proporcionarán los paneles fotovoltaicos será óptima en 200 V pero fluctuará arbitrariamente en función de la radiación solar y podrá llegar a 0 cuando sea de noche y no reciban luz. Por lo que se ha tomado un rango de funcionamiento de entre 150 V y 250 V que se impondrá con una electrónica de control.

Estas condiciones que mantienen el nivel dentro de los rangos actuarán en caso de que el nivel se salga de lo establecido, sobre la puerta del transistor que marca el ciclo de trabajo del convertidor. Por tanto, actuará sobre el componente que influye en el funcionamiento del Flyback dejándolo desactivado.

3.1.1. Rango inferior

El rango inferior marcado es de 150 V, por lo que hasta que el nivel que los paneles ofrecen en la entrada del convertidor Flyback no sobrepase ese valor mínimo, en la puerta del transistor habrá un 0 lógico. En el momento que se supere el requisito de superar los 150 V, el comparador dará un 1 lógico que irá a la puerta del transistor mediante una puerta AND y el funcionamiento de éste quedará influido sólo por el integrado que lo controla.

3.1.2. Rango superior

El rango superior marcado es de 250 V, por lo que mientras que el nivel que los paneles ofrecen en la entrada del convertidor Flyback no sobrepase ese valor máximo, en la puerta del transistor habrá un 1 lógico y mediante una puerta AND el funcionamiento de éste quedará influido sólo por el integrado que lo controla. En el momento que se supere la tensión de 250 V, el comparador dará un 0 lógico que irá a la puerta del transistor imponiendo un 0 por la AND lógica y deshabilitando el convertidor.

3.2. Tensión mínima de arranque

En el momento que el convertidor Flyback entre en funcionamiento, y por tanto, se cumplan las dos primeras protecciones, el inversor empezará a ver un incremento del nivel de tensión con el que trabaja a su entrada.

Aun sabiendo que el diseño del convertidor DC-DC nos fija una tensión de 400 V, es necesario marcar un nivel mínimo de arranque del inversor ya sea por cualquier anomalía que dañe el Flyback, o por cuestiones de rendimiento.

Se ha impuesto un nivel de arranque del ondulator de 350 V, nivel mínimo para que los transistores empiecen a conmutar. Con un derivador con operacionales se compara la tensión de entrada del inversor con una referencia que al sobrepasarla da un 1 lógico en la salida del comparador.

Para actuar en el arranque del inversor se utilizan puertas lógicas AND en las puertas de los transistores que conmutan para obtener la senoidal, y añadiendo la condición del comparador anterior imponemos que si no se cumple la condición del comparador las puertas de los transistores están a 0 y el inversor está parado.

3.3. Sobrecorriente

Obviamente una protección imprescindible para todo tipo de circuito es la prevención de sobrecorriente causada por cortocircuitos o anomalías, hecho que causa la destrucción de los componentes y el mal funcionamiento del sistema incluso poniendo en peligro la integridad física del usuario.

En este caso se ha escogido proteger el bloque del inversor, y por tanto, proteger la corriente que pasa por los transistores de potencia y la carga. Para ello se ha utilizado una resistencia *Shunt* para medir la corriente midiendo su tensión y referenciándola con un circuito amplificador diferencial con operacionales, además de darle una cierta ganancia para poder apreciarla correctamente.

Dado que la corriente que circula por la carga y por tanto por la resistencia que nos mide la sobrecorriente es senoidal, es necesario conectar en la salida del diferencial un puente de diodos que actúa como bloque para convertir el valor eficaz en valor absoluto de la corriente y así poder medir su valor máximo que es lo que nos interesa.

Sabiendo que la potencia máxima del inversor es de 1 kW y la tensión de red que ofrece de 230 V eficaces, la corriente máxima ideal del sistema es:

$$I_{max} = \frac{P_{max}}{V} = \frac{1kW}{230} = 4.35 A \quad (11)$$

Tomaremos como referencia un valor aproximadamente el doble de grande (8 A), para en caso de que haya algún pico de corriente al arrancar el sistema o en cualquier interferencia menor, el sistema no se pare.

3.3.1. Sistema de sobrecorriente

Para este caso no se usará el mismo método de comparación a partir de una referencia que activa un interruptor dado que en el momento que hubiese una sobrecorriente y se desactivara el sistema, la corriente descendería y volvería a entrar en el rango. Por lo que si el problema persiste, la sobrecorriente volverá a aparecer activando otra vez el sistema de emergencia y entrará en un bucle de activación-desactivación que podría dañar los componentes.

El circuito de control de sobrecorriente actuará sobre la puerta del transistor del convertidor Flyback, desactivando el bloque del convertidor DC-DC y por tanto,

activando también el sistema de protección del nivel mínimo de arranque y parando todo el sistema.

Se ha optado por obtener la referencia igual que en los casos anteriores, es decir, un derivador con operacionales que marca la corriente máxima en unos 8 A. Pero la salida del operacional actúa esta vez sobre una báscula RS que funcionara normalmente dando en su salida un 1. En el momento que se rebase la corriente máxima tendremos un 0 en la salida. Con un negador en el reset lo pondrá a "1", dando un 0 fijo en la salida Q.

3.3.2. Rearmamento del sistema de sobrecorriente

Con este sistema si la corriente vuelve a entrar dentro del rango no reactivara el sistema porque aunque en la salida del operacional haya un 1, ésta va únicamente al reset de la báscula. En el set se utilizara un pulsador con una resistencia pull-down que al pulsarlo polarizará la resistencia y dará un 1 lógico en la entrada del set. Si en el momento de pulsar el rearmamento el reset está en 0, la báscula dará un 1 en su salida Q.

Para este caso, se podrá acoplar un indicador LED en la salida inversa de la báscula que en caso de activarse la protección por sobrecorriente, se encienda para que el operario sepa que hay que atender a la emergencia antes de pulsar el rearmamento.

Esta lógica sólo rearmará el sistema cuando pulsemos el set y en el reset haya un 0, de lo contrario la báscula con 0 en ambas entradas se mantendrá en el estado anterior, es decir, desactivada.

3.4. Implementación de los circuitos de protecciones

3.4.1. Protecciones que actúan sobre la Flyback

Los circuitos que actuarán sobre la Flyback serán los de control de rangos de nivel que actuarán sobre la puerta del transistor de la Flyback unidos mediante una AND que junto con la salida del UC3844 activarán el funcionamiento del transistor conectadas mediante otra AND de 2 entradas como se ve en la figura siguiente.

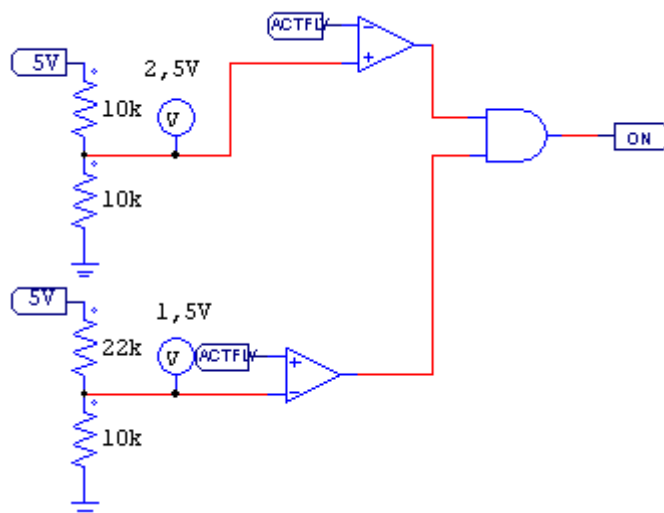


Figura 25. Circuito de activación del Flyback.

Las alimentaciones de los operacionales de 5 V se obtienen de la pata 7 del UC3844 el cual nos proporciona una tensión de referencia de 5 V y 50 mA, suficientes para la alimentación de estos circuitos.

En cuanto a la alimentación de 18 V la obtendremos del regulador lineal conectado a la entrada de la tensión de los paneles.

Por otro lado, el terminal "ACTFLY" que entra en los comparadores de niveles de tensión es la referencia que tomamos de la entrada de los paneles fotovoltaicos con una ganancia de 0,01 para compararla con los valores que se ven en cada voltímetro.

La salida de la AND que reúne las dos condiciones "ON" irá a una de las entradas de la AND conjunta con la salida del UC3844 que actúa sobre la puerta del transistor de la Flyback mediante otra puerta AND.

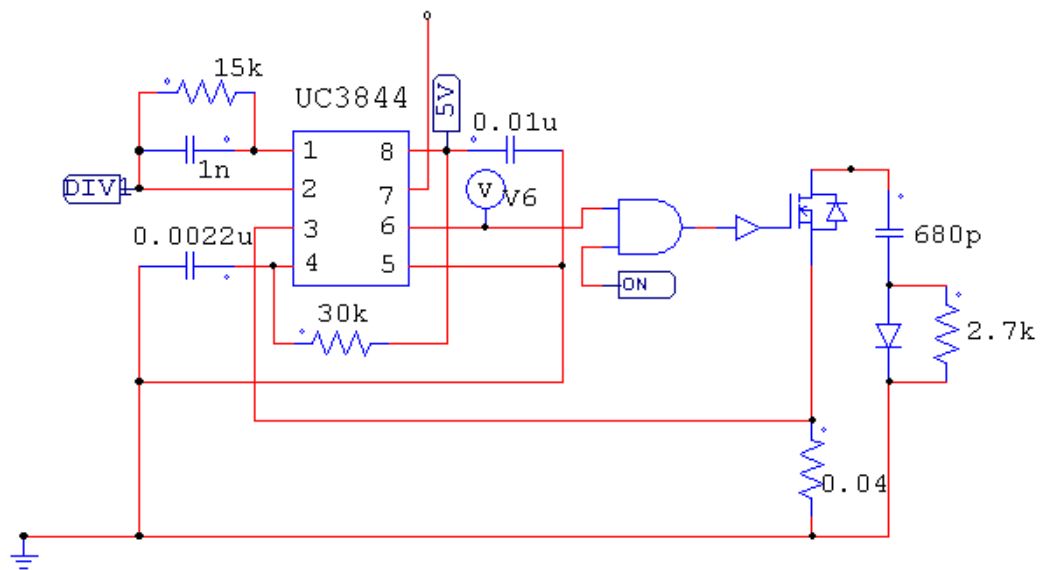


Figura 26. Circuito eléctrico del regulador.

3.4.2. Protecciones que actúan sobre el inversor

Los circuitos de protección que actuarán en el inversor son el de sobrecorriente y el de arranque del inversor a partir de los 350 V. En la figura vemos el amplificador diferencial con operacionales de ganancia 0.01 del cual obtenemos 4 V y los comparamos con el divisor de tensión, alimentado también por el UC3844 al ser de potencias del orden de miliwatts.

Mientras que el circuito de sobrecorriente cuenta con un divisor alimentado por los 18 V del Zener para referenciar la corriente máxima que habíamos fijado con valores normalizados, y la báscula RS con el pulsador y la resistencia pull-down de rearmamento (a modo de simulación se deja conectada a la salida del comparador para obtener un "1" y se omite el rearmamento).

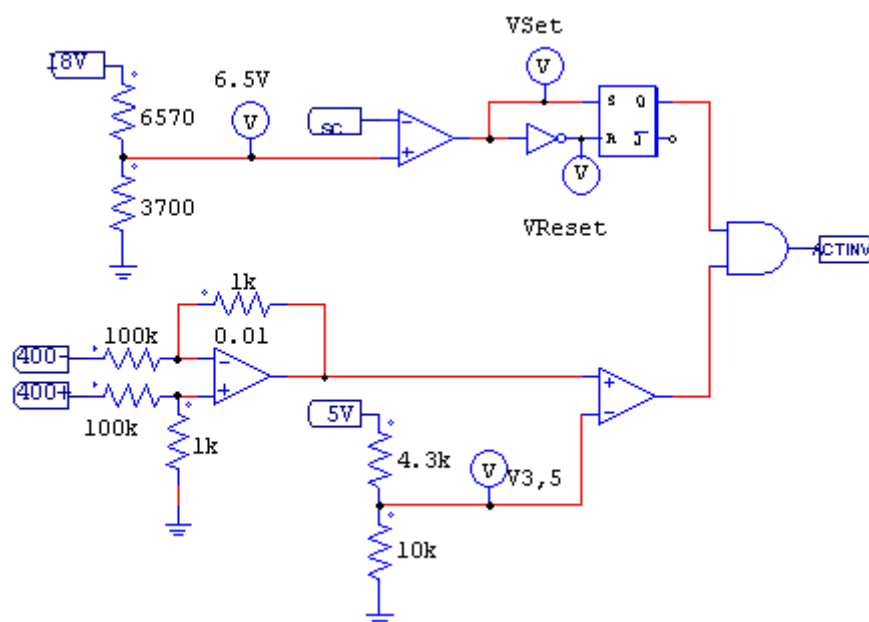


Figura 27. *Circuito de activación del inversor.*

El terminal del circuito de protección por sobrecorriente “SC” es la referencia de la corriente absoluta que se obtiene como se ha mencionado anteriormente con el amplificador diferencial y un rectificador de precisión implementado mediante operacionales.

Este rectificador, estará constituido por dos bloques rectificadores de media onda unidos como se muestra en la figura siguiente.

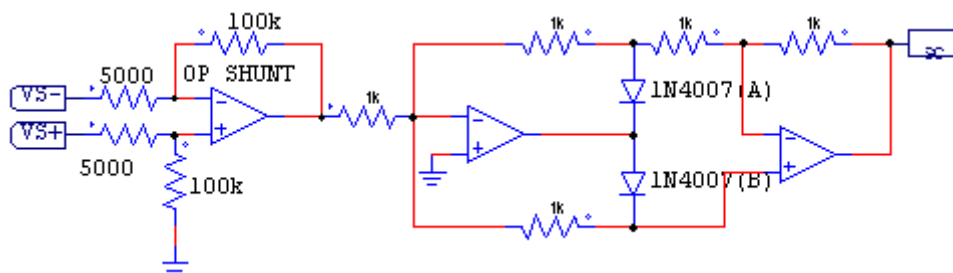


Figura 28. *Circuito rectificador de la corriente sensada.*

Una vez diseñado el circuito de adaptación de la corriente, los terminales V_{S+} y V_{S-} son los terminales de la resistencia Shunt de 50 mΩ que se coloca justo antes de los transistores del inversor.

Finalmente la salida de la puerta AND del circuito de activación del inversor irá conectada a una de las entradas de otra AND para unir junto con el PWM el control de las puertas de los pares de transistores del inversor como se ve a continuación.

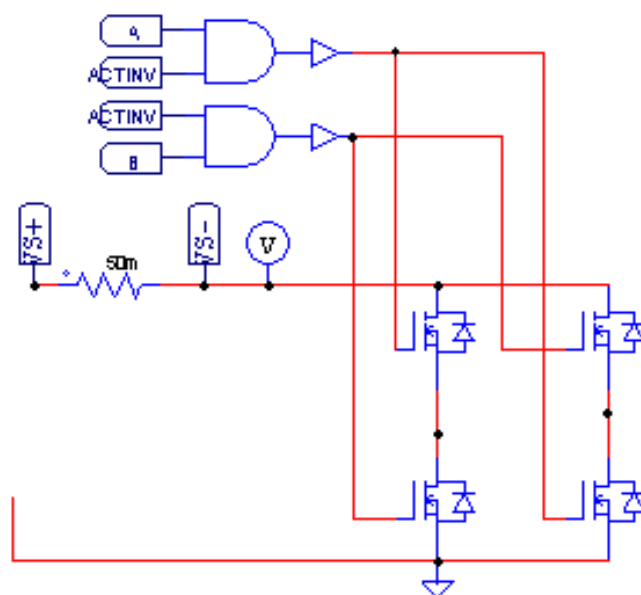


Figura 29. *Circuito de activación del inversor.*

También se puede observar la resistencia Shunt conectada con sus dos terminales.

3.5. Otras protecciones a tener en cuenta

Además de todos estos circuitos de protecciones que aumentan la fiabilidad y el rendimiento del sistema, se pueden tener en cuenta una serie de protecciones para añadir si se desea que puedan prever fallos en sitios que a lo mejor estas protecciones pueden pasar por alto.

Por ejemplo el caso de la destrucción de un semiconductor del convertidor Flyback, provocando en su ubicación un cortocircuito que al no tener ningún sensado de esa corriente el sistema no se daría cuenta antes de que se destruyeran los componentes del convertidor. Esto se resolvería con otra protección por sobrecorriente implementada exactamente igual colocando la resistencia Shunt al principio de todo en la tensión que proporcionan los paneles.

Otro caso que no contemplamos es la destrucción de un semiconductor, esta vez dejando en su sitio un circuito abierto, dado que el fabricante no puede asegurar qué sucederá si el componente se destruye. En este caso se cortaría el paso de corriente por ese nodo afectando al funcionamiento del sistema y seguramente ningún sistema de protecciones instalado se daría cuenta si el fallo está en la electrónica de control.

En general estos casos se refieren a zonas del circuito críticas de alta tensión o flujos de corriente del orden de algunos amperios.

CAPÍTULO 4:

SIMULACIONES

DEL PROTOTIPO

Para simular todos los bloques del prototipo diseñado se ha utilizado el programa PSIM versión 6.0, excepto para los puentes de Wien que se han simulado con PSPICE dada la incompatibilidad del programa para trabajar con lazos de realimentación positiva de los operacionales.

4.1. Flyback

4.1.1. Funcionamiento del Flyback

Vistos los esquemas eléctricos, a continuación se muestran las siguientes capturas de las simulaciones llevadas a cabo.

El funcionamiento del Flyback cuando la tensión en los paneles sea ideal, es decir 200 V será el siguiente.

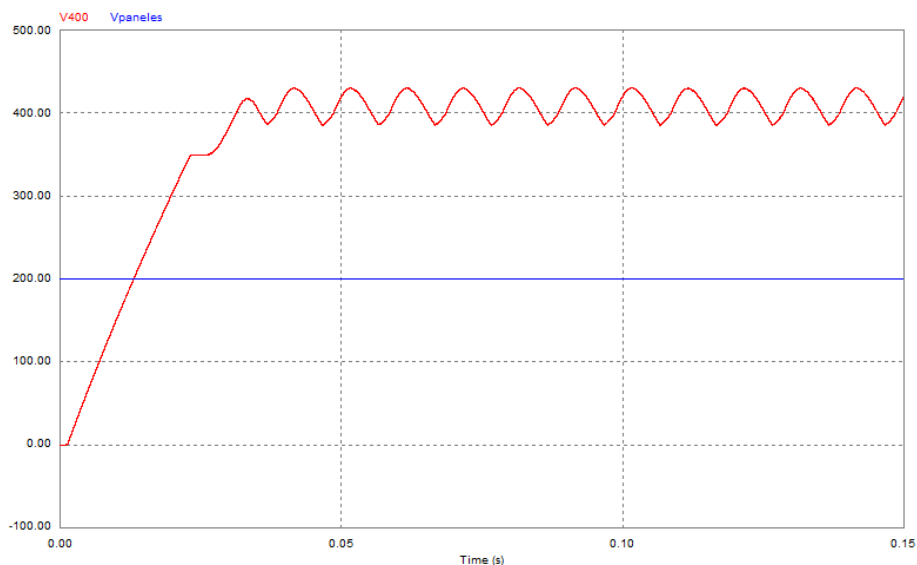


Figura 30. Tensiones de entrada y salida del Flyback.

Se observa cómo la tensión que da el Flyback a su salida son los 400 V en DC con el siguiente rizado.

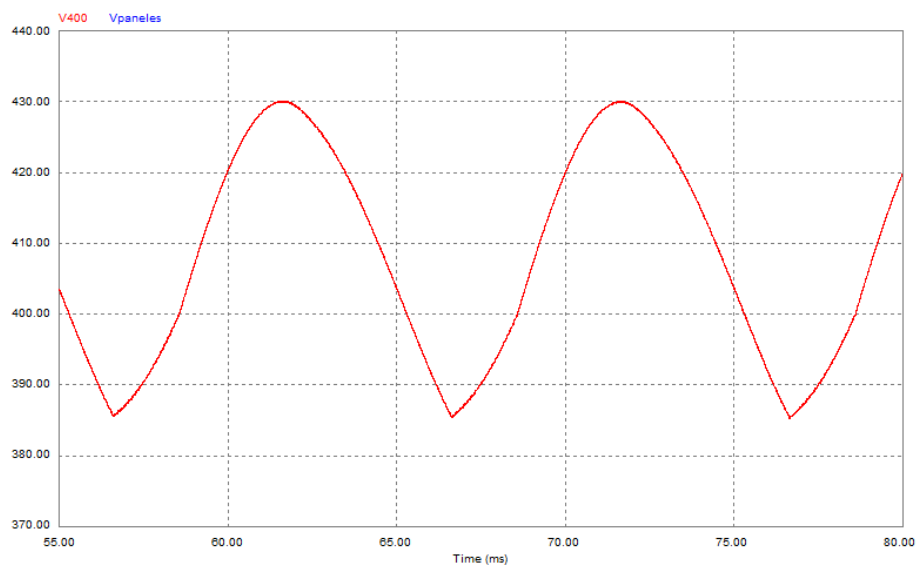


Figura 31. Rizado de la salida del Flyback.

Vemos cómo el rizado oscila entre los 385 V y los 430 V mirando en el punto máximo y mínimo de esta gráfica con el programa, por lo que dimensionaremos los componentes teniendo en cuenta el nivel máximo de tensión con este rizado de 45 V.

A continuación se muestra la tensión y la corriente que circula por el primario del transformador.

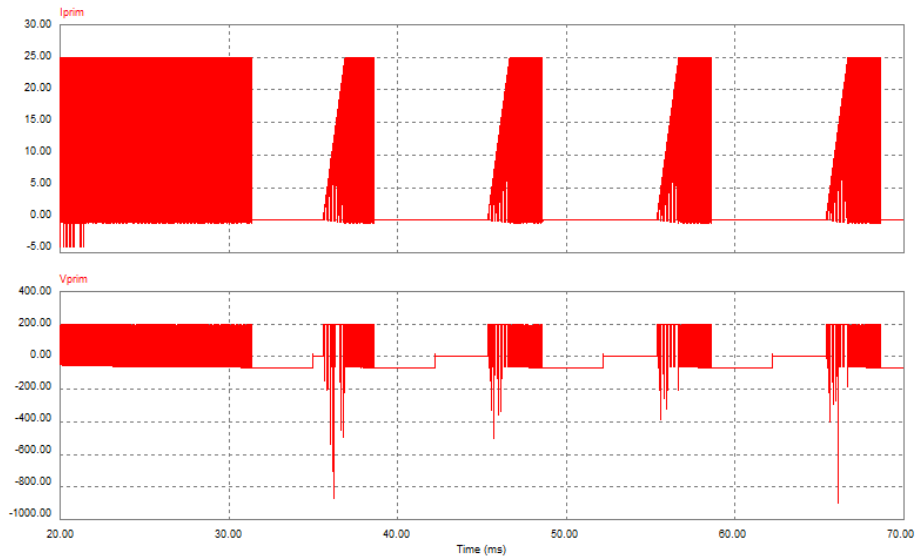


Figura 32. Tensión y corriente en el primario del transistor.

Acercándonos podemos ver en el momento que conduce el ciclo de trabajo del transistor que deja pasar o corta la corriente.

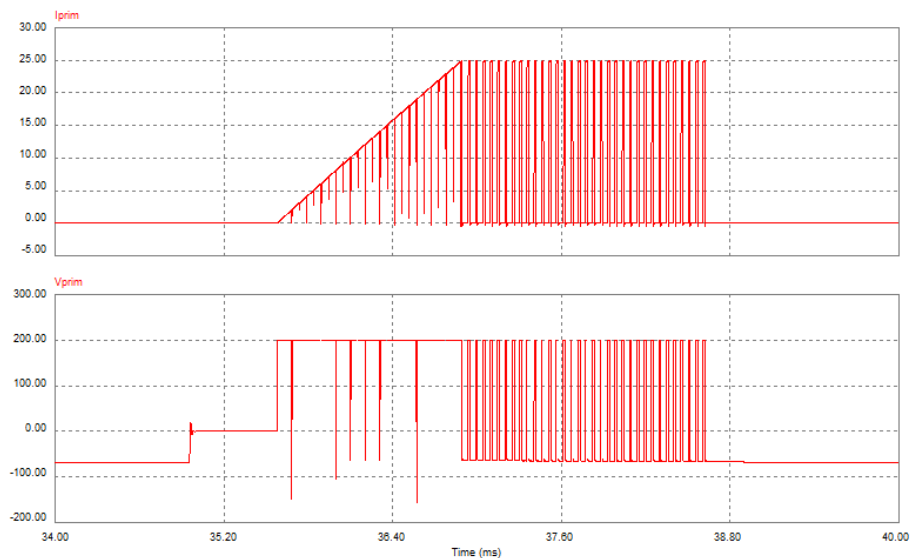


Figura 33. Tensión y corriente en el primario del transistor.

Vemos cómo la corriente aumenta linealmente y la tensión se estabiliza hasta llegar al punto máximo marcado por la resistencia que sensa la corriente por el primario y que ve el UC3844 de $40\text{ m}\Omega$. Sabiendo que la tensión que marca la entrada del integrado es de 1 V podemos hallar la corriente máxima que pasará por el primario.

$$I_{maxprim} = \frac{1V}{0.04} = 25 A \quad (12)$$

Para ver la frecuencia de trabajo del transistor haremos otro zoom en la zona que está conmutando.

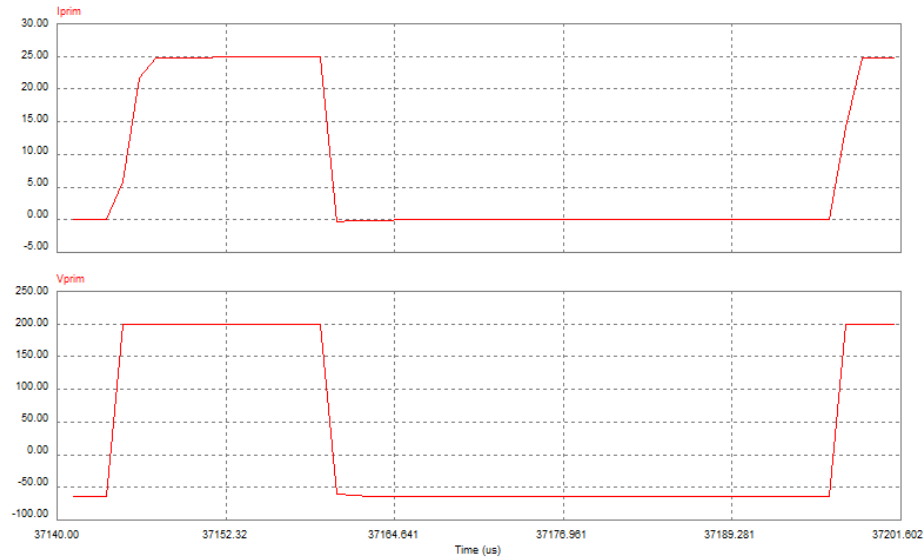


Figura 34. Tensión y corriente en el primario del transistor.

Observamos que el transistor del Flyback trabaja a una frecuencia de 20 kHz.

4.1.2. Control de regulación

Para ver cómo funciona el circuito de regulación basado en el UC3844 nos fijaremos en la tensión de referencia de los 2,5 V que adaptamos de los 400 V que entra en la pata 2 del integrado. A su vez, observamos la V_1 que es la tensión de sensado de 1 V de la resistencia de 40 mΩ.

Finalmente, la V_1 que se muestra es la salida del comparador interno del integrado que va conmutando mientras el nivel esté por encima o por debajo de los 2,5 V.

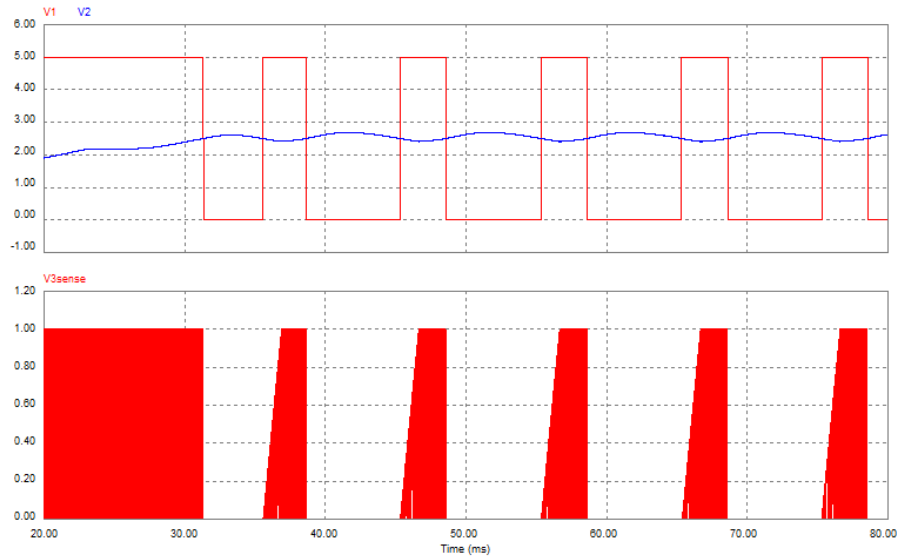


Figura 35. Tensiones en el comparador del UC3844.

Ésta V3sense será la que marque la activación de la puerta del transistor cuando el sistema esté funcionando normalmente. Observamos pues, el tren de pulsos de la pata 6 del integrado.

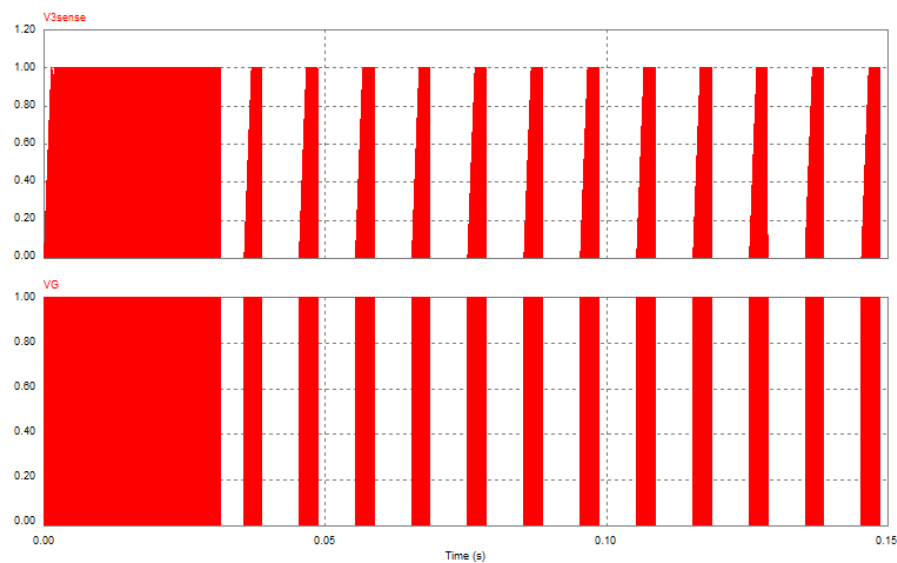


Figura 36. Tensión de sensado y tensión en puerta.

Ahora nos fijamos en la caída que tiene el transistor de potencia entre el drenador y el surtidor para poder dimensionar sus características.

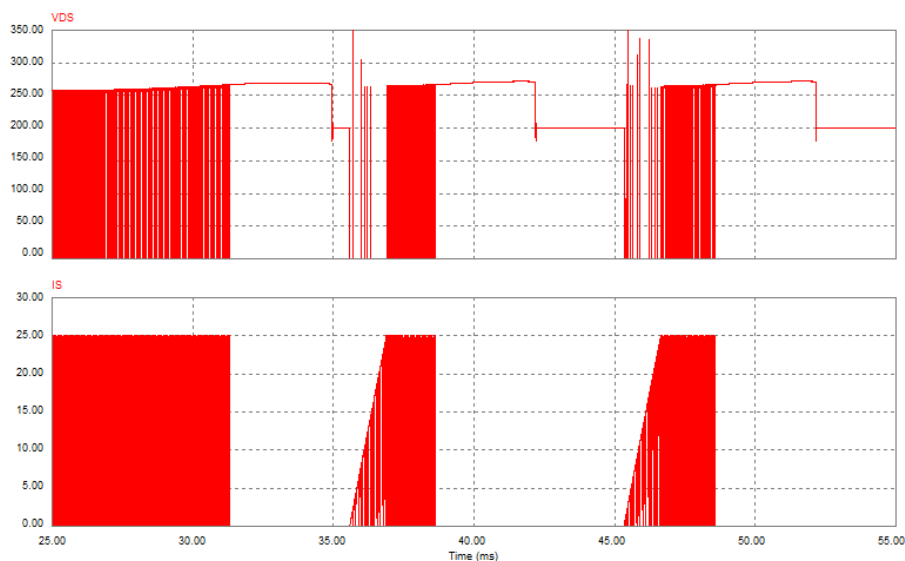


Figura 37. Tensión V_{DS} y corriente que pasa por el drenador.

Vemos pues, que el transistor tiene una caída V_{DS} máxima de unos 270 V.

4.2. Inversor

4.2.1. Funcionamiento del inversor

Para ver el funcionamiento correcto del inversor observamos la caída en la salida del inversor respecto a los 400 V que ve en su entrada.

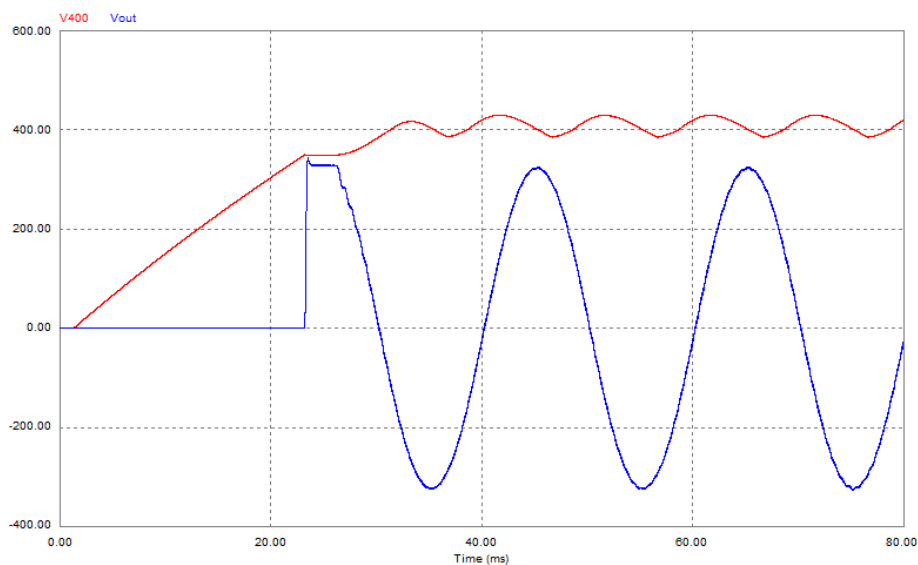


Figura 38. Tensión de entrada y salida del inversor.

Vemos cómo efectivamente, tenemos una senoidal de 325 V de pico con el rizado que se muestra a continuación.

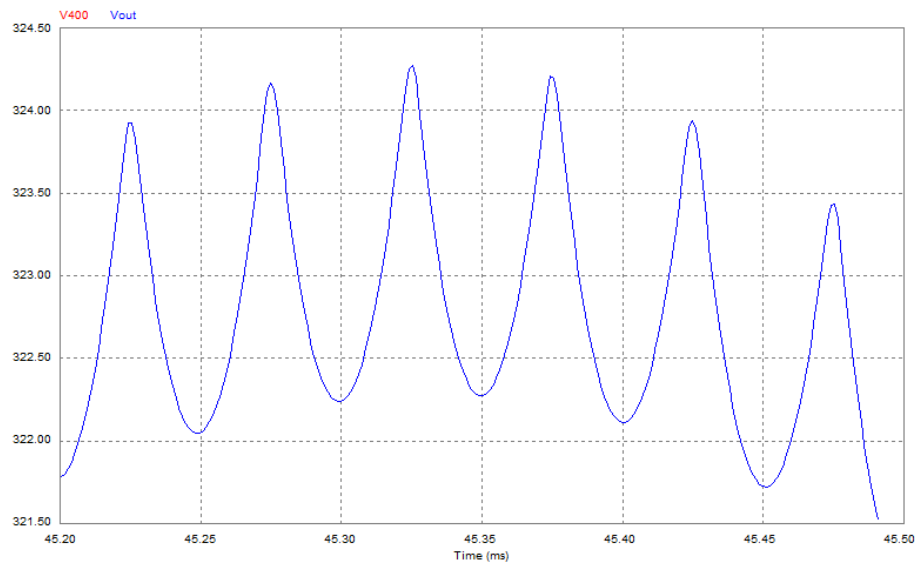


Figura 39. Rizado de la tensión de salida.

Vemos que el rizado de la salida es de 2 V por lo que en porcentaje de error tenemos:

$$\%_{\text{Rizado}} = \frac{\Delta V_{\text{Rizado}}}{V_{\text{pico}}} \cdot 100 \quad (13)$$

$$\%_{\text{Rizado}} = \frac{2}{325} \cdot 100 = 0.615\% \quad (14)$$

Estando por debajo del 1% de rizado efectivamente es una forma de onda correcta en cuanto a precisión.

En cuanto a la bobina de la salida, observamos la caída en los bornes de ésta respecto a la Vout para ver los niveles de trabajo.

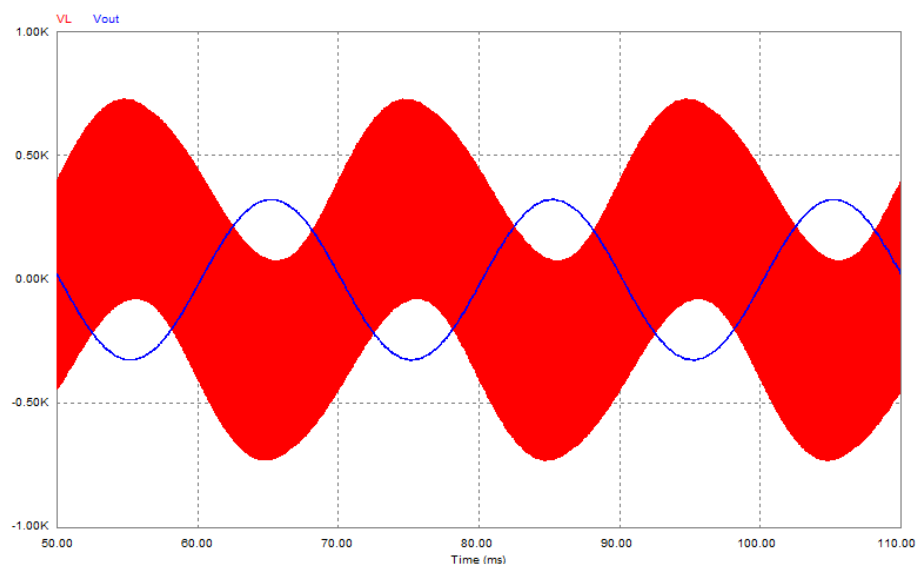


Figura 40. *Tensión en la bobina respecto la salida.*

Se observa la oscilación de la caída en los bornes de la bobina inversamente en fase con la salida. A continuación se hace un zoom para ver su ciclo de trabajo cuando llega a su pico máximo superior.

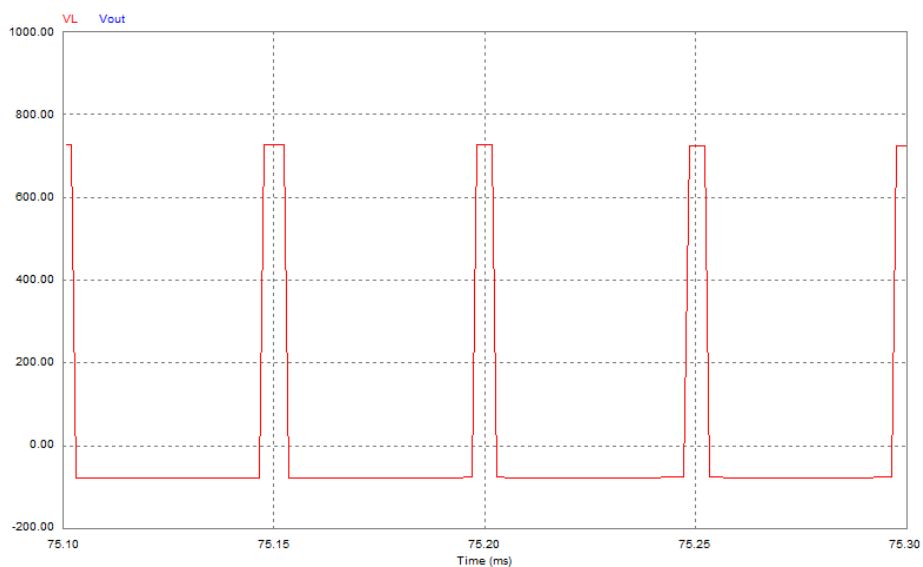


Figura 41. *Tensión en la bobina.*

Vemos como la caída en la bobina llega a algo más de 700 V durante un tiempo de unos 4 μ s con una frecuencia de conmutación de 10 kHz y un ciclo de trabajo del 10% aproximadamente.

Por último, observamos la corriente que circula por la bobina y por tanto, por la carga que nosotros conectamos.

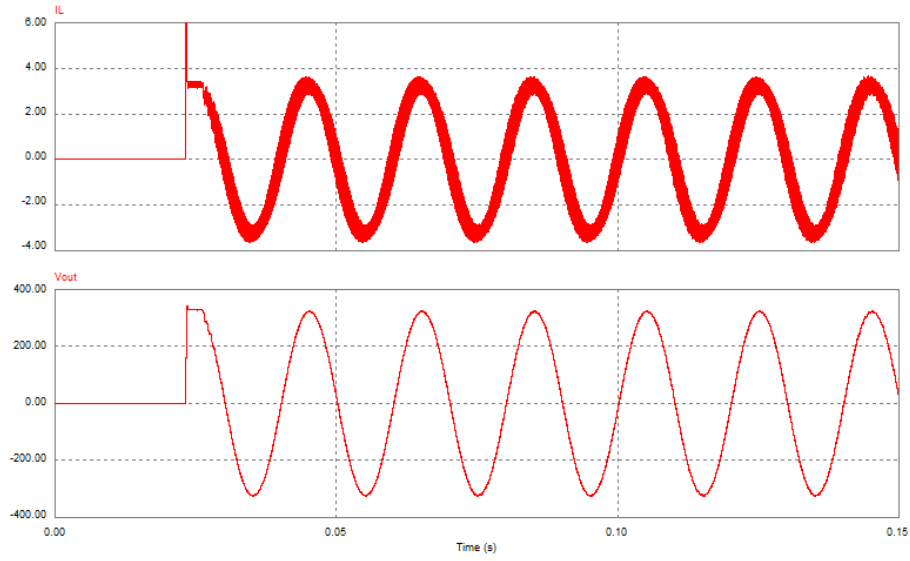


Figura 42. Corriente en la bobina respecto V_{OUT} .

Si nos acercamos vemos pues, la corriente máxima que nos suministra el inversor.

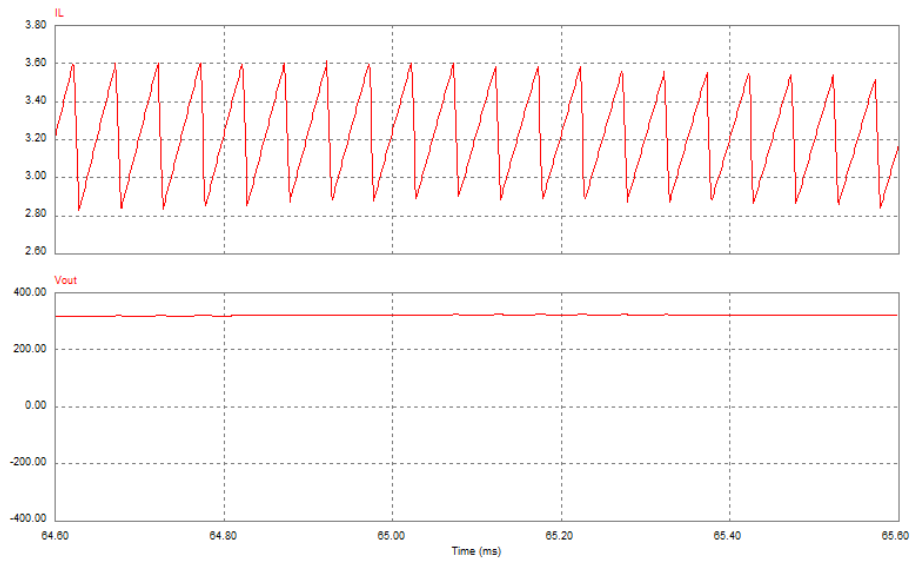


Figura 43. Rizado en la corriente de la bobina.

Finalmente observamos que la corriente máxima que circula por la carga es de 3,65 A y un rizado de 0,79 A. Sabiendo esto y la tensión máxima que en la gráfica vemos que son 325,4 V obtenemos la potencia que nos entrega el inversor fotovoltaico para nuestra vivienda.

$$P_{carga} = V_p \cdot I_p \cdot \frac{1}{2} \quad (15)$$

$$P_{carga} = 325,4 \cdot 3,65 \cdot \frac{1}{2} = 839,84 \text{ W} \quad (16)$$

4.2.2. Control PWM

Para ver el funcionamiento del PWM observamos primero la onda senoidal que generamos con el puente de Wien y la que obtenemos del sumador que saca el error respecto a la salida del amplificador diferencial.

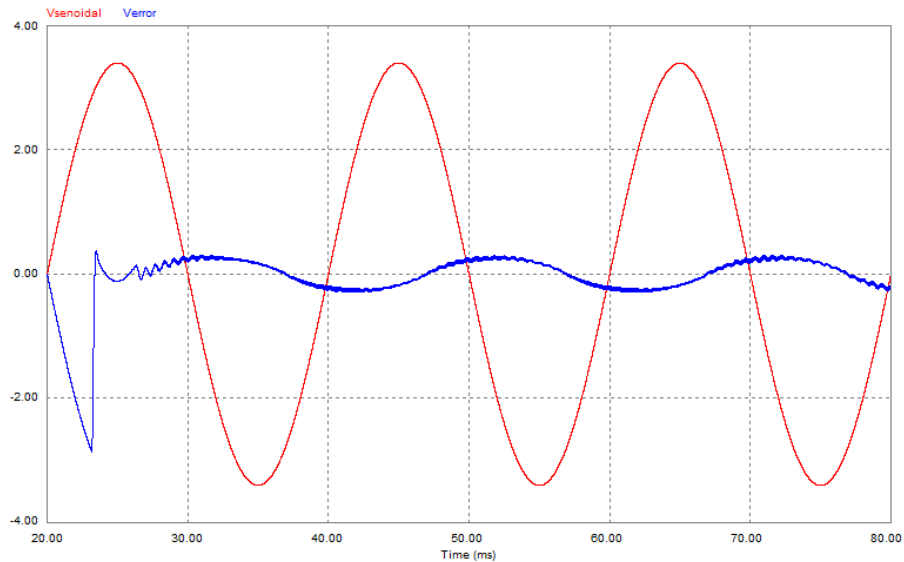


Figura 44. Tensión de error respecto la senoidal de referencia.

Ahora observamos la tensión que tenemos en la salida del PI junto con la de error.

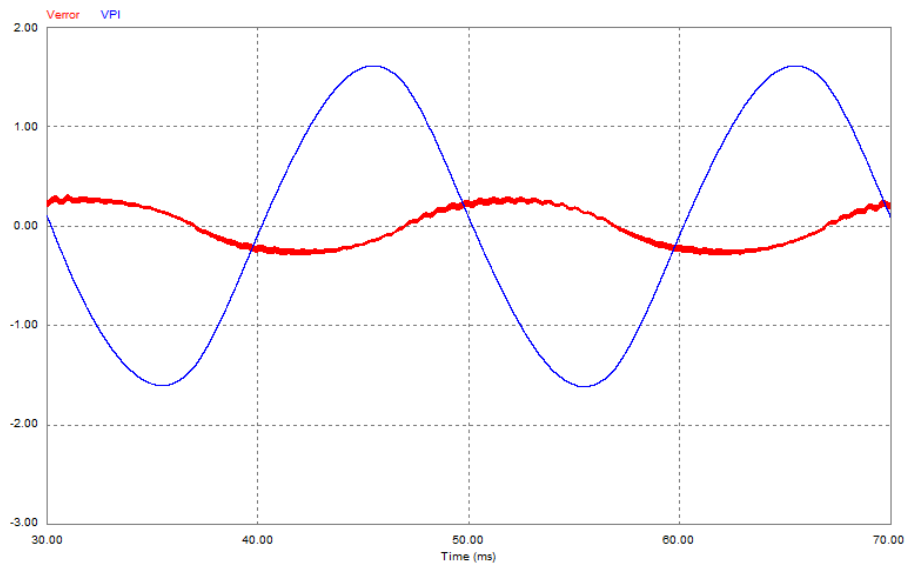


Figura 45. Tensión de error respecto la salida del PI.

Y finalmente, la comparación de la señal del PI junto con la portadora triangular que generamos con el otro circuito de puente Wien.

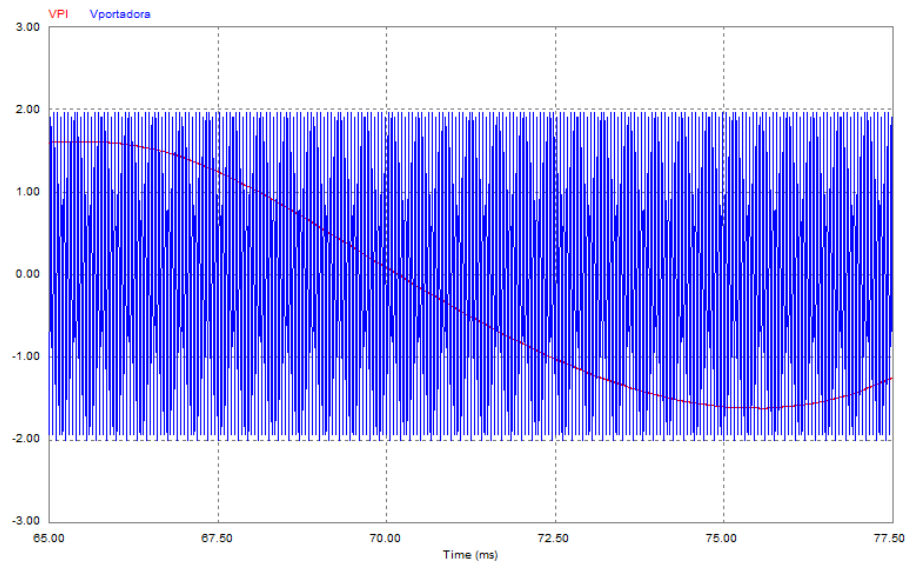


Figura 46. Tensión de referencia del PWM respecto la portadora.

Acercándonos más podemos ver los flancos de subida y bajada de los transistores A y B respectivamente, en el cambio de conmutación cuando la señal de referencia del PI pasa de un semiperiodo negativo al positivo, y cómo la portadora barre para ir comparando el nivel de tensión.

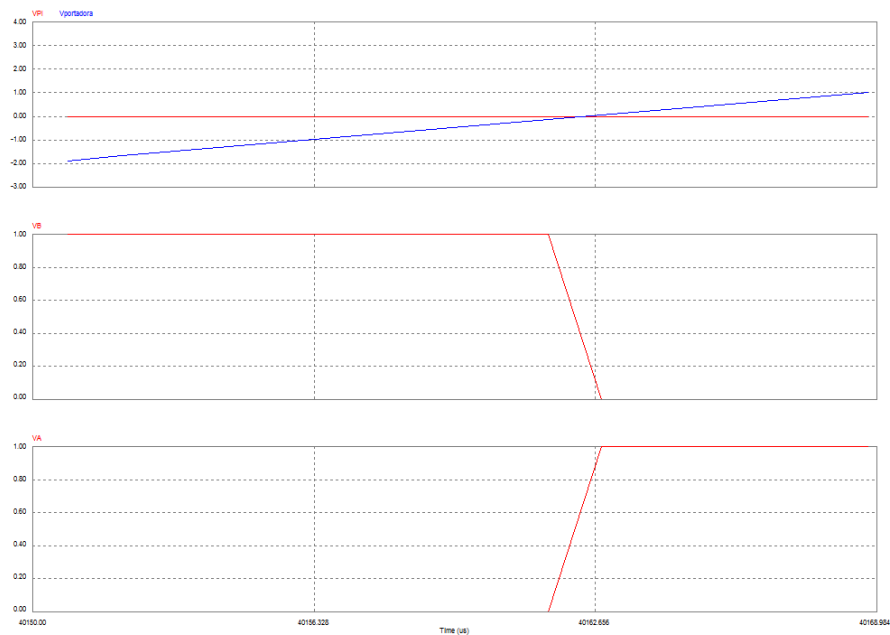


Figura 47. Tensión de referencia del PWM respecto la portadora.

4.3. Protecciones

Para comprobar el correcto funcionamiento de las protecciones se hará una serie de modificaciones en el circuito para ver en cada caso qué ocurre.

4.3.1. Niveles de funcionamiento

Habiendo utilizado valores normalizados de componentes, la tensión mínima de rango inferior real marcada por el comparador de la protección será

$$V_{comp150} = 5 \frac{10}{10+22} = 1.5625 \quad (17)$$

$$V_{150real} = 156.25 \text{ V} \quad (18)$$

Para la tensión máxima de rango superior con un divisor de tensión a la mitad respecto a 5 V obtendremos los 250 V aproximadamente dadas las tolerancias de las resistencias.

Por lo que modificaremos la entrada de los paneles por encima y por debajo de este nivel y observaremos su funcionamiento.

$$V_{paneles} = 158 \text{ V}$$

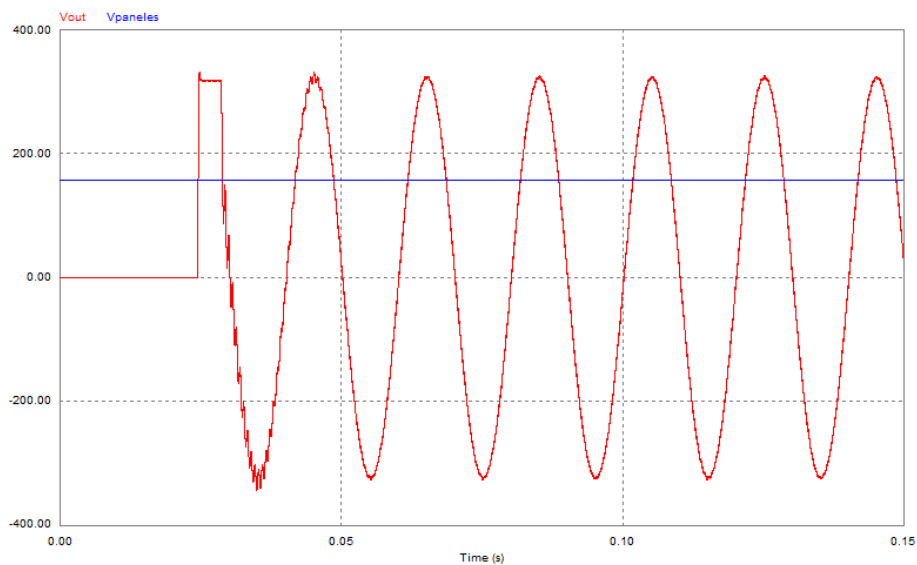


Figura 48. Tensión de los paneles respecto la salida.

$$V_{\text{paneles}} = 148 \text{ V}$$

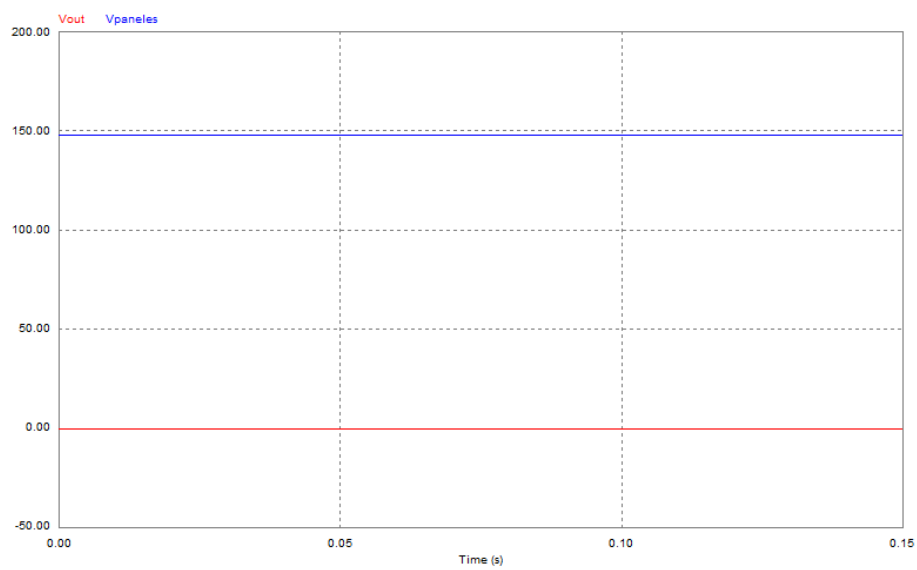


Figura 49. Tensión de los paneles respecto la salida.

$$V_{\text{paneles}} = 245 \text{ V}$$

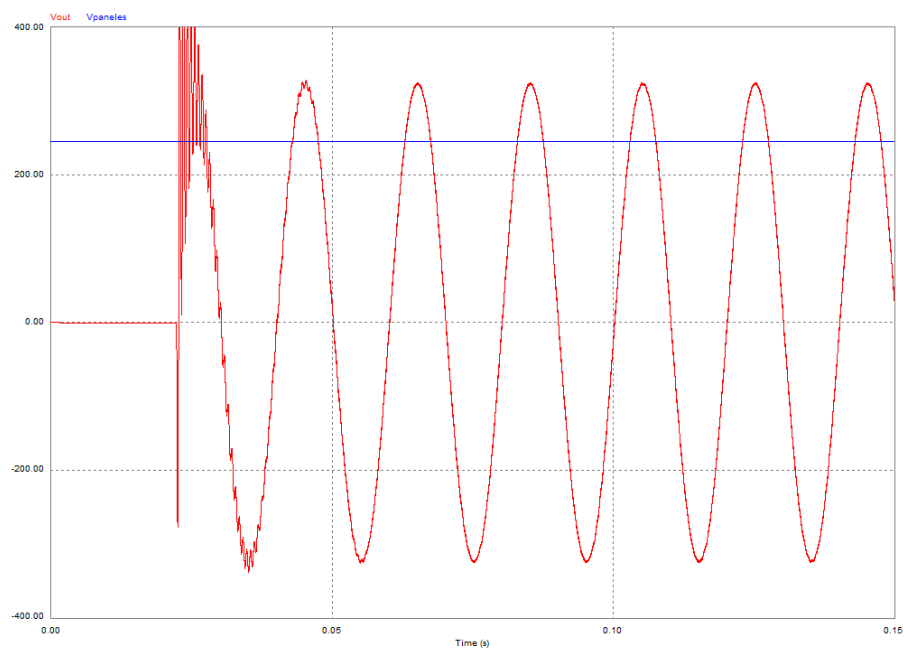


Figura 50. Tensión de los paneles respecto la salida.

$$V_{\text{paneles}} = 255 \text{ V}$$

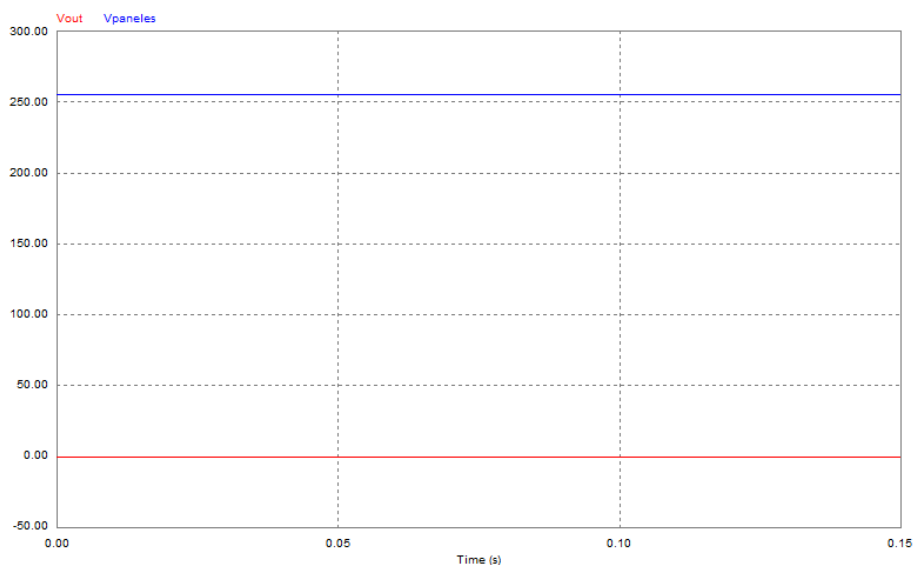


Figura 51. Tensión de los paneles respecto la salida.

Vemos efectivamente, que los comparadores de las protecciones se activan cuando no se llega al nivel mínimo o se rebasa el nivel máximo fijado.

4.3.2. Nivel mínimo de arranque del inversor

Para ver el correcto funcionamiento, observaremos el nivel de los 400 V en la salida del Flyback y la tensión en la salida del inversor.

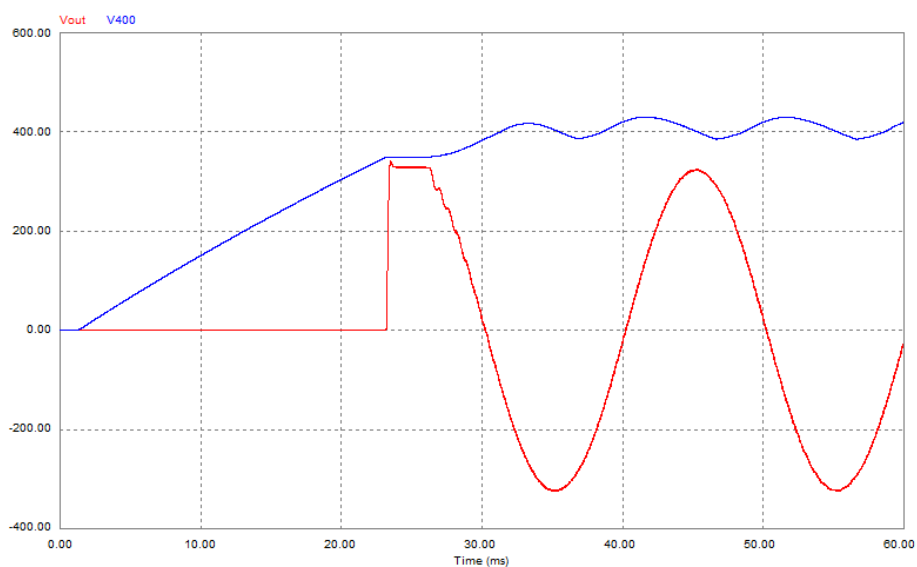


Figura 52. Tensión en la entrada y salida del inversor.

Como podemos observar si nos acercamos, cuando el nivel de la salida del Flyback supera los 350 V, el comparador de la protección del nivel de arranque pasa a estado bajo y desactiva la puerta de los transistores.

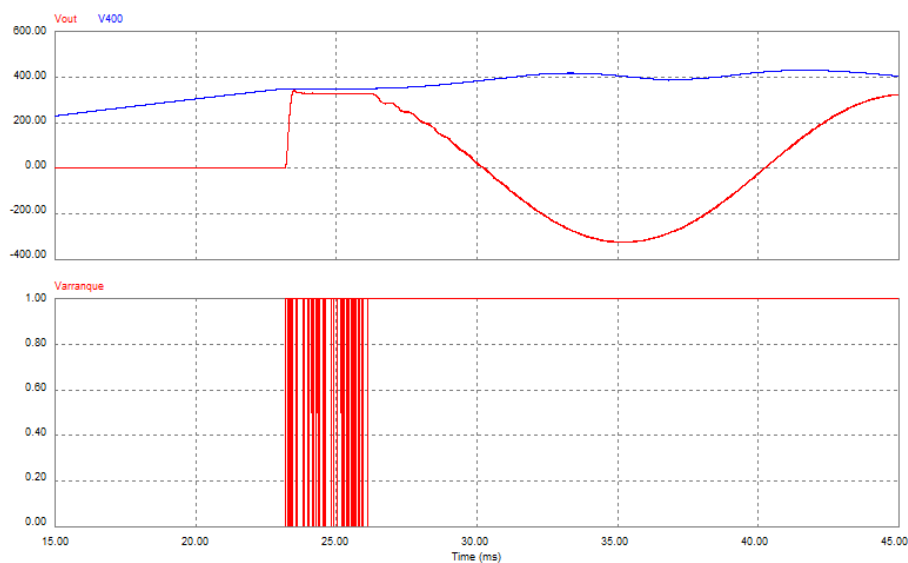


Figura 53. Cambio de estado al pasar el nivel de arranque.

4.3.3. Sobrecorriente

Para comprobar si la protección por sobrecorriente se activa colocaremos una resistencia de $1\ \Omega$ en paralelo con la carga para disparar el valor de la corriente.

Se ha diseñado un sistema que mediante un escalón unitario controla la puerta de dos transistores de manera que pasado un cierto tiempo (50 ms), active estos interruptores cerrándolos y haciendo el paralelo de las resistencias como se ve en la siguiente figura.

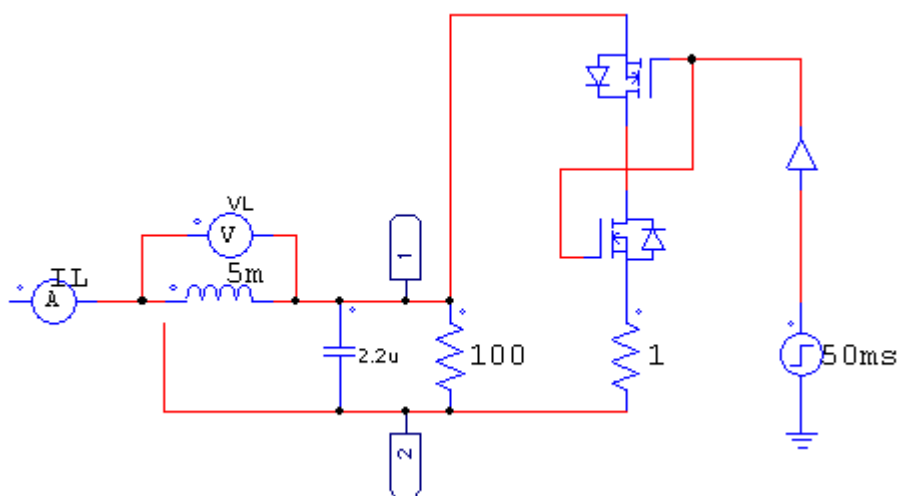


Figura 54. Circuito de ensayo de protección por sobrecorriente.

En el momento que se cierre el circuito y la corriente se dispare, el comparador conectado al amplificador diferencial de la resistencia Shunt verá aumentado su voltaje hasta saturar su salida a los 12 V rectificados por el puente de diodos. Cómo la corriente máxima fijada es de 7,8 A, en el momento que se rebase este nivel el comparador de la protección pasará a 0 activando el reset de la báscula y parando el transistor del Flyback.

Esto hará que la tensión en la entrada del inversor caiga y se desactive el sistema completamente.

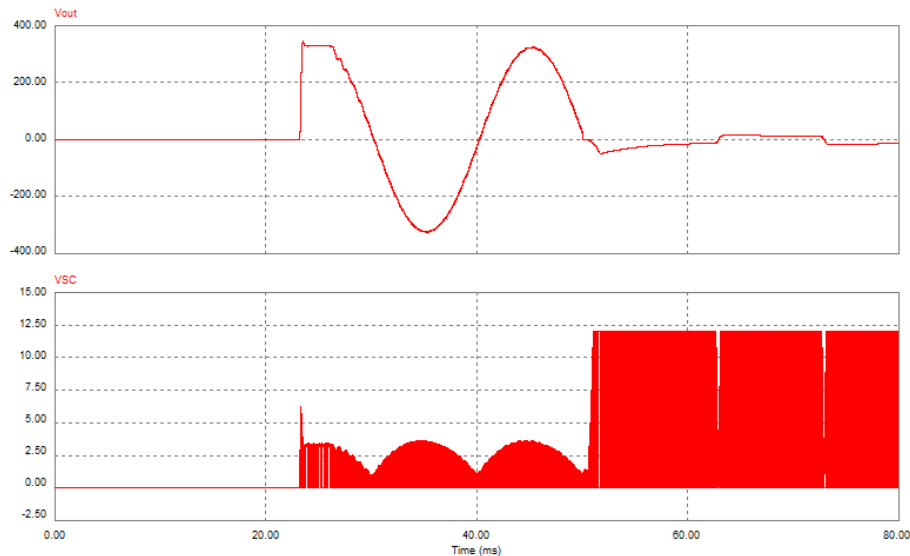


Figura 55. Activación de la protección por sobrecorriente.

En la salida vemos aún activar la protección, una onda de unos 15 V de amplitud. Esto es porque en la simulación el terminal del set de la báscula está conectado a la salida del comparador, y no al sistema del pulsador con el driver como se explica anteriormente debido a la imposibilidad de poder implementarlo con el PSIM.

Si observamos la salida de la báscula RS veremos que en el momento que salta la protección el estado intenta cambiar a 0 pero al estar el set en el comparador vuelve a 1 cuando la corriente descende y entra en un bucle de conexión-desconexión que deja una tensión residual en la salida.

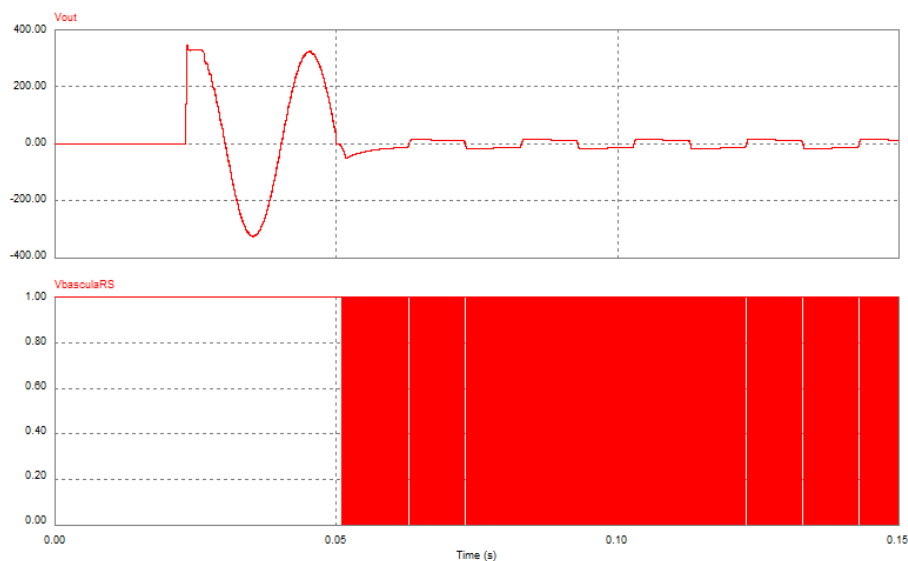


Figura 56. Tensión en la salida de la báscula RS.

Así pues, en el caso real el set se mantendrá en 0 y estado de la báscula también caerá a 0 por lo que en la salida no obtendremos ningún tipo de residuo. Para volver a activar el sistema se pulsara el botón con el driver y si la corriente no supera el nivel máximo el sistema volverá a funcionar normalmente.

4.4. Generación de ondas

Para realizar las simulaciones de los circuitos que generan la senoidal de referencia como la portadora, igual que el rectificador de precisión se ha utilizado el programa ORCAD Pspice por su comodidad de trabajo para implementar circuitos con operacionales.

4.4.1. Rectificador de precisión mediante operacionales

Este circuito rectifica el semiperiodo negativo de la onda de entrada que le introducimos mediante el bloque de los operacionales junto con los diodos como se ve en la figura siguiente su estructura.

Esta senoidal será la tensión que caerá en la resistencia Shunt que sensa la corriente de la salida y que pasa por la carga.

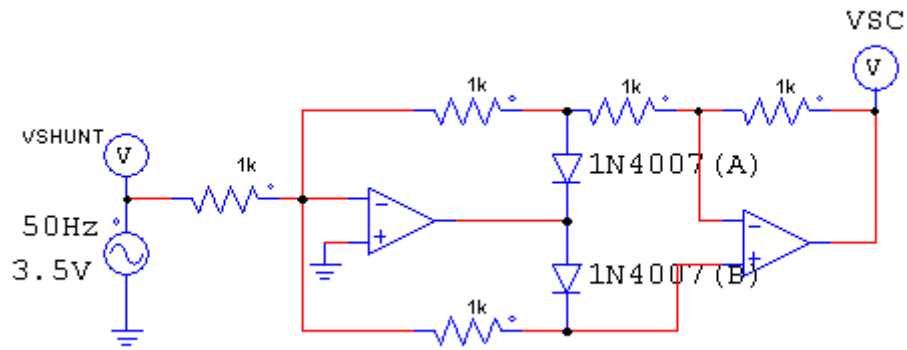


Figura 57. Rectificador de precisión de onda completa.

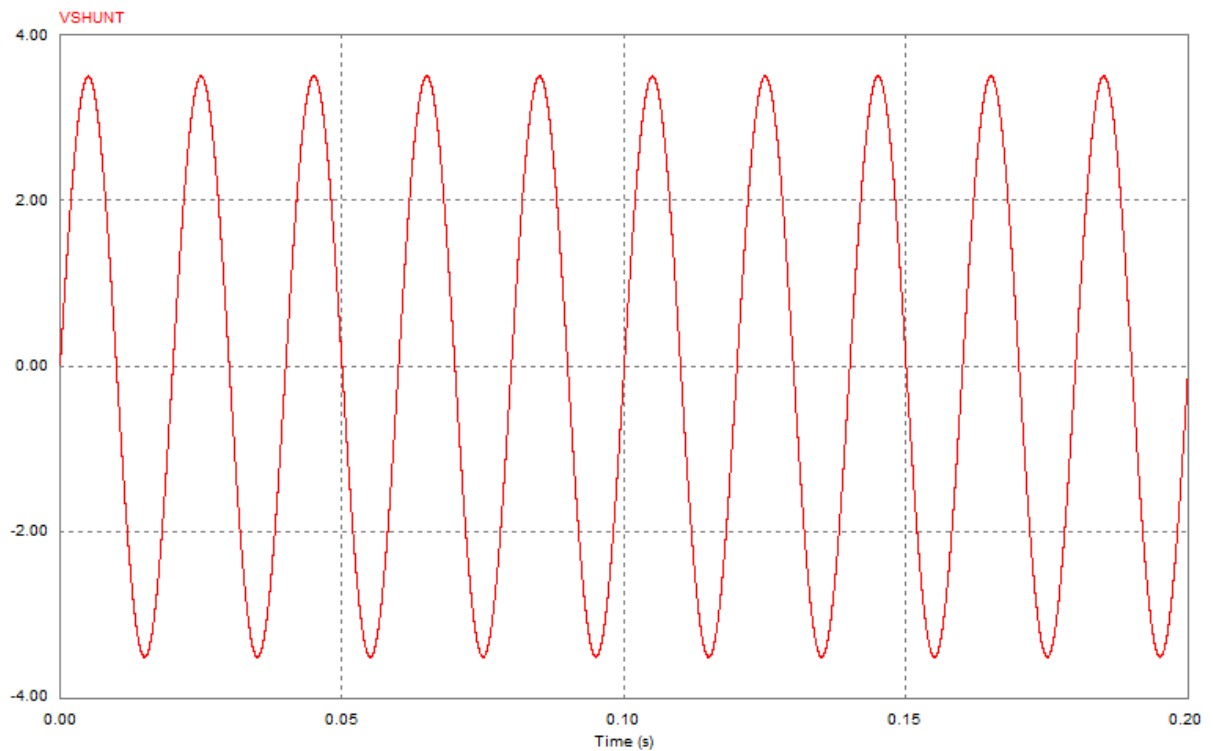


Figura 58. Senoidal de entrada en el rectificador.

Y a continuación vemos la onda rectificada en su salida, que será la que se compare con el nivel máximo de corriente que limite la protección por sobrecorriente.

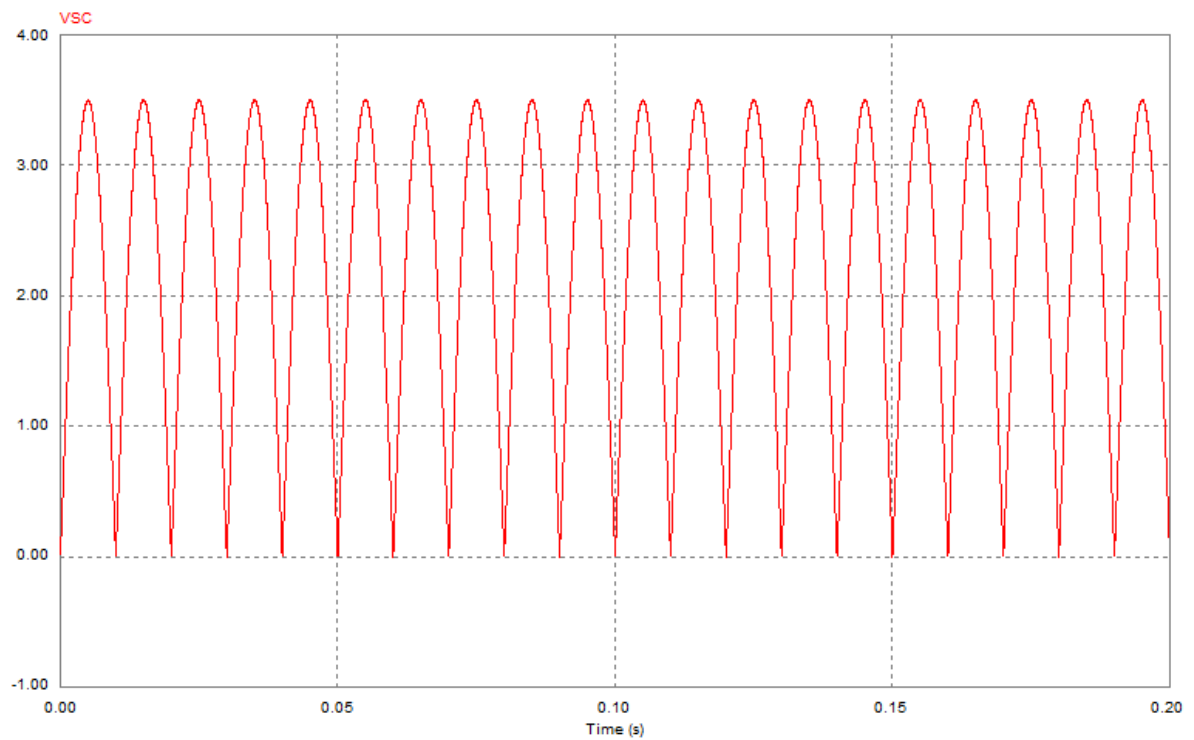


Figura 59. Onda rectificada en la salida.

Efectivamente, observamos la entrada y la salida rectificada del rectificador de precisión.

4.4.2. Simulación de la generadora senoidal de 50 Hz

Como se ha descrito anteriormente la estructura que genera la senoidal de 50 Hz y 3,4 V de amplitud es el circuito puente de Wien.

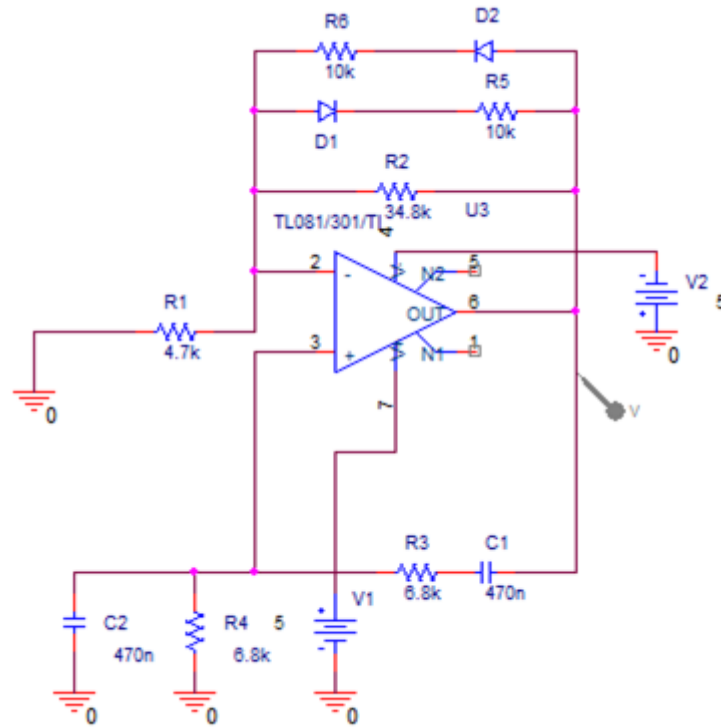


Figura 60. Circuito puente de Wien.

Con el circuito de la figura del puente de Wien, la forma de onda en la salida es la siguiente.

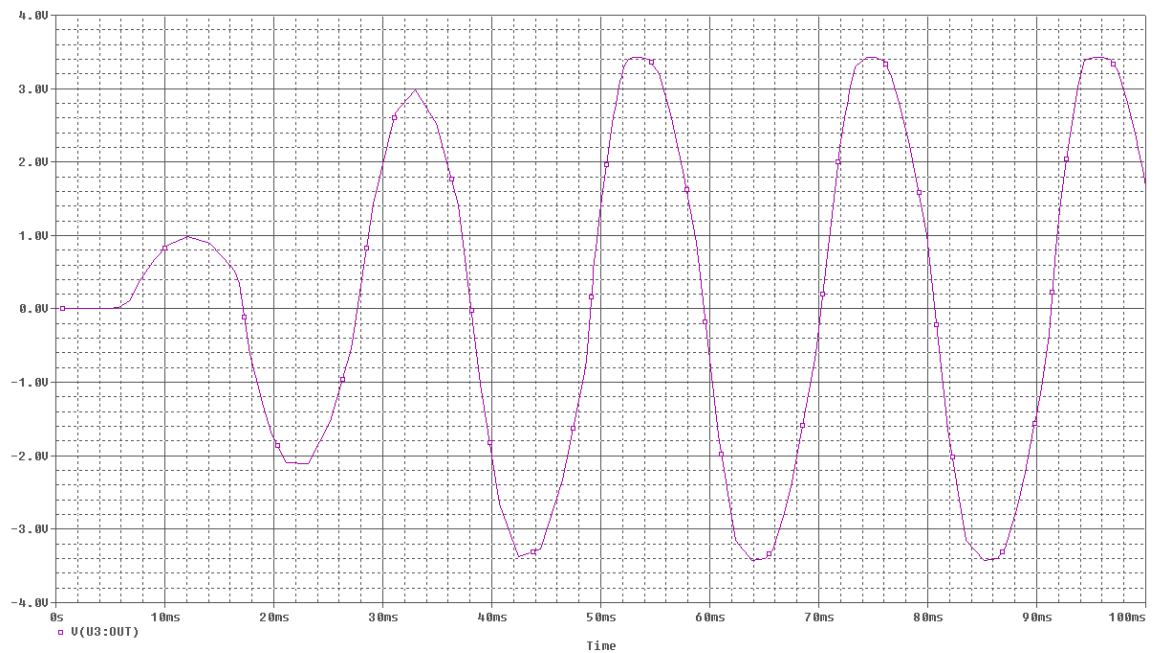


Figura 61. Onda generada de 50 Hz.

Se observa que la onda es una senoidal de 50 Hz y 3,42 V de amplitud

4.4.3. Simulación de la portadora de 20 kHz

Como se ha descrito antes el circuito que genera la triangular de 20 kHz mediante operacionales tiene la siguiente estructura.

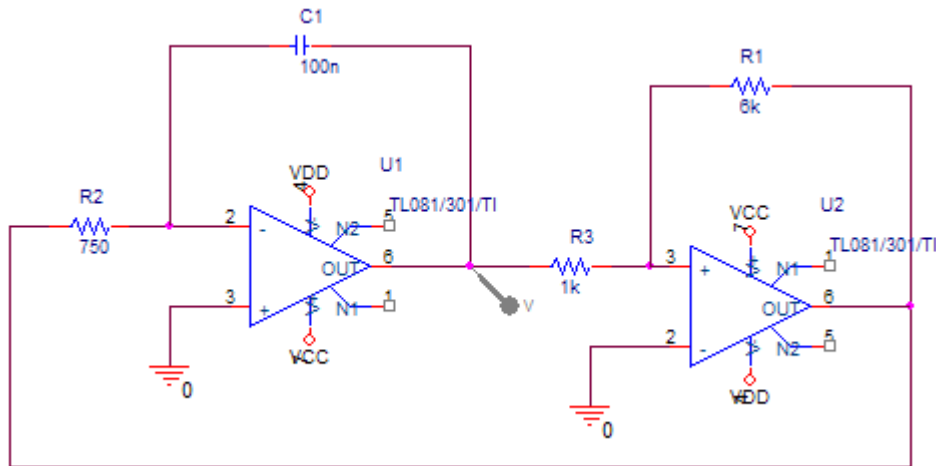


Figura 62. Circuito de la portadora de 20 kHz.

Con el circuito que genera la cuadrada junto con el integrador mediante operacionales, se observa la siguiente forma de onda a la salida.

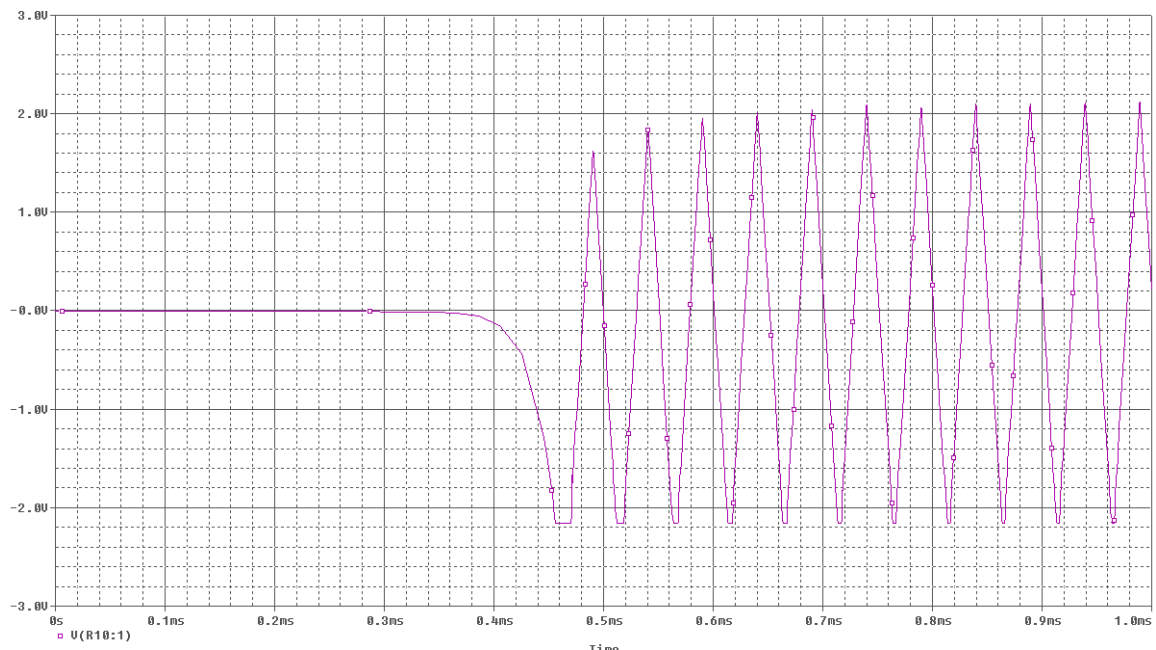


Figura 63. Onda portadora generada de 20 kHz.

Se observa que la triangular empieza a oscilar en el momento que el condensador de la entrada del comparador se carga, siendo la portadora una triangular de 20 kHz y 2,2 V de amplitud.

CAPÍTULO 5: CÁLCULOS DE DIMENSIONADO DE COMPONENTES

Los cálculos hasta ahora vistos se han desarrollado dentro de la memoria dada la simplicidad de las operaciones y han sido para dimensionar componentes por cuestiones de potencia.

En este volumen se adjuntan los cálculos desarrollados para obtener las características del transformador, la bobina y el condensador del convertidor Flyback.

5.1. Transformador

5.1.1. Cálculos para el modelo teórico de 1 kW

La relación de transformación sigue la siguiente ley.

$$\frac{V_P}{V_S} = \frac{I_S}{I_P} = \frac{N_P}{N_S} \quad (19)$$

Por otro lado, dimensionaremos el transformador para asegurar un ciclo máximo de trabajo del 45%.

La relación de transformación quedara entonces según:

$$\frac{V_P}{V_S} = \frac{I_S}{I_P} = \frac{N_P}{N_S} \quad (20)$$

$$V_S = \frac{1}{T} \cdot V_P \cdot \frac{N_S}{N_P} \cdot T_{ON} = V_P \cdot \frac{N_S}{N_P} \cdot D \quad (21)$$

$$\frac{N_S}{N_P} = \frac{V_S}{V_{P_{MIN}}} \cdot \frac{T}{D_{MAX}} \quad (22)$$

$$\frac{N_S}{N_P} = \frac{400}{150} \cdot \frac{1}{0.45} = 5.93 \approx 6 \quad (23)$$

Ahora debemos establecer la relación de transformación entre el primario y las dos salidas auxiliares de 5 V.

$$\frac{N_S}{N_P} = \frac{12}{150} \cdot \frac{1}{0.45} = 0.177 \quad (24)$$

La intensidad eficaz por el secundario estará limitada a 3.9 A_{RMS}, de forma que es inmediato obtener la corriente por el primario.

$$\frac{V_P}{V_S} = \frac{I_S}{I_P} = \frac{N_P}{N_S} \quad (25)$$

$$\frac{3.9}{I_P} = \frac{1}{6} \rightarrow I_P = 23.4 A \quad (26)$$

La patilla 3 del integrado UC3844 es la que nos delimitara la corriente que puede circular por el primario. Cuando esta patilla vea una tensión de 1 V el integrado desactivara la puerta del transistor, haciendo que la tensión en la pata 3 disminuya y activándose por consiguiente el transistor.

A continuación obtenemos el valor de la resistencia a colocar en bornes de la patilla 3 para el correcto funcionamiento.

$$R_{P3} \leq \frac{1V}{23.4 A} = 42.7 m\Omega \quad (27)$$

Aunque 42.7 mΩ es un valor normalizado, sobre simulación se ha observado la mejora del comportamiento del sistema con un valor de resistencia ligeramente inferior, por tanto, el valor normalizado a usar es 40 mΩ.

Este nuevo valor de resistencia hará que la I_P tome un nuevo valor máximo de 25 A.

Calculo conductores.

$$\text{Densidad de corriente} \rightarrow J = 4.5 A \text{ mm}^2$$

$$I_P = 25 A \quad (28)$$

$$J = \frac{I}{S} \rightarrow S_P = \frac{I_{N1}}{J} = \frac{25}{4.5} = 5.6 \text{ mm}^2 \quad (29)$$

$$S_1 = \pi \cdot \frac{d_1^2}{4} \rightarrow d_1 = \sqrt{\frac{S_P \cdot 4}{\pi}} = \sqrt{\frac{5.6 \cdot 4}{\pi}} = 2.66 \text{ mm} \quad (30)$$

En bobinados donde la sección de las espiras debe ser grande, para cumplir la densidad de corriente establecida, al estar trabajando a altas frecuencias se puede producir de manera notable el efecto skin. Este efecto consiste en que por los conductores por los que pasan corrientes alternas de alta frecuencia esta corriente tiende a distribuirse por la superficie del conductor, con lo que el área efectiva de este queda reducida tan solo a la periferia del conductor. Para

contrarrestar este efecto lo que se hace es distribuir la sección del conductor calculado entre varios conductores en paralelos de sección más pequeña, de manera que sumando las secciones de todos tengamos la misma área efectiva, pero sin que se produzca el efecto skin. Para calcular el diámetro máximo a partir del cual el efecto skin es apreciable utilizaremos la siguiente fórmula:

$$d_{MAX} = 2 \cdot \delta \quad (31)$$

$$\delta = \frac{\overline{P}}{\pi \cdot \mu \cdot f} = \frac{900}{\pi \cdot 2.83 \cdot 10^{-3} \cdot 20 \cdot 10^3} = 2.25 \text{ mm} \quad (32)$$

$$d_{MAX} = 2 \cdot 2.25 = 4.5 \text{ mm} \quad (33)$$

Para el diseño de dicho bobinado utilizaremos un conductor con un diámetro tres veces inferior al máximo, de forma que nos aseguraremos el correcto funcionamiento del sistema. Por tanto como la sección del conductor del bobinado secundario es superior al diámetro máximo a partir del cual se produce el efecto skin deberemos dividir este conductor en varios conductores de manera que el área total sea igual:

$$\frac{\pi \cdot 2.66^2}{4} = n \cdot \frac{\pi \cdot 1.5^2}{4} \rightarrow n = \frac{2.66^2}{1.5^2} = 3.14 \approx 3 \text{ conductores de } 1.5 \text{ mm diámetro} \quad (34)$$

El valor de intensidad por el primario nos permite a su vez obtener el valor de la inductancia necesaria en este primer bobinado. Para ello debemos establecer un rizado máximo de corriente. En este caso hemos elegido un rizado máximo del 1%.

$$\Delta I = 25A \cdot \frac{1}{100} = 0.25 A \quad (35)$$

Por tanto mediante la siguiente igualdad podemos obtener la inductancia necesaria.

$$\Delta I = \frac{U_P}{L} \cdot T_{off} \cdot \frac{T}{T} = \frac{U_P}{L \cdot f} \cdot 1 - D = \frac{V_P}{L \cdot f} \cdot D \cdot 1 - D \quad (36)$$

$$L = \frac{V_P}{\Delta I \cdot f} \cdot D \cdot 1 - D \quad (37)$$

$$L = \frac{250}{0.25 \cdot 20 \cdot 10^3} \cdot 0.45 \cdot 1 - 0.45 = 12.375 \text{ mH} \quad (38)$$

Para el cálculo del secundario utilizaremos el mismo proceso que en el primario.

Densidad de corriente $\rightarrow J = 4.5 \text{ A mm}^2$

$$I_p = 5.5 \text{ A} \quad (39)$$

$$J = \frac{I}{S} \rightarrow S_p = \frac{I_{N1}}{J} = \frac{5.5}{4.5} = 1.2 \text{ mm}^2 \quad (40)$$

$$S_1 = \pi \cdot \frac{d_1^2}{4} \rightarrow d_1 = \sqrt{\frac{1.2 \cdot 4}{\pi}} = \sqrt{\frac{1.2 \cdot 4}{\pi}} = 1.24 \text{ mm} \approx 1.25 \text{ mm} \quad (41)$$

Puesto que en este caso el valor obtenido para el diámetro del conductor es inferior al valor máximo no necesitaremos el uso de más de uno.

Para los dos secundarios auxiliares de $\pm 12 \text{ V}$ procederemos al uso del mismo procedimiento. En este caso limitaremos la corriente a 1 A.

Densidad de corriente $\rightarrow J = 4.5 \text{ A mm}^2$

$$I_p = 1 \text{ A} \quad (42)$$

$$J = \frac{I}{S} \rightarrow S_p = \frac{I_{N1}}{J} = \frac{1}{4.5} = 0.23 \text{ mm}^2 \quad (43)$$

$$S_1 = \pi \cdot \frac{d_1^2}{4} \rightarrow d_1 = \sqrt{\frac{0.23 \cdot 4}{\pi}} = 0.54 \text{ mm} \quad (44)$$

$$\delta = \frac{P}{\pi \cdot \mu \cdot f} = \frac{12}{\pi \cdot 2.83 \cdot 10^{-3} \cdot 20 \cdot 10^3} = 0.2598 \text{ mm} \quad (45)$$

$$d_{\text{MAX}} = 2 \cdot 0.2598 = 0.5196 \text{ mm} \quad (46)$$

Se utilizará un cable con un valor normalizado de 0,5 mm de diámetro para los auxiliares.

Calculo de espiras del primario.

$$N_p = \frac{12.375 \cdot 10^{-3}}{7900 \cdot 10^{-9}} = 39.58 \approx 40 \text{ espiras} \quad (47)$$

Entre el primario y el secundario de potencia tenemos una relación 1:6, por tanto.

$$N_{SP} = 40 \cdot 6 = 240 \text{ espiras} \quad (48)$$

Y finalmente entre el primario y los auxiliares hay una relación de 1:0,177, por lo tanto.

$$N_{SP} = 40 \cdot 0,177 = 7 \text{ espiras} \quad (49)$$

Tabla 1. Resumen de número de conductores, número de vueltas y secciones.

Bobinado	Número de espiras	Sección de conductores	Número de conductores
Primario	40	1.767 mm ²	3
Secundario potencia	240	1.2 mm ²	1
Secundarios auxiliares	7	0.2 mm ²	1

La ocupación de la superficie de la ventana es de aproximadamente el 60%.

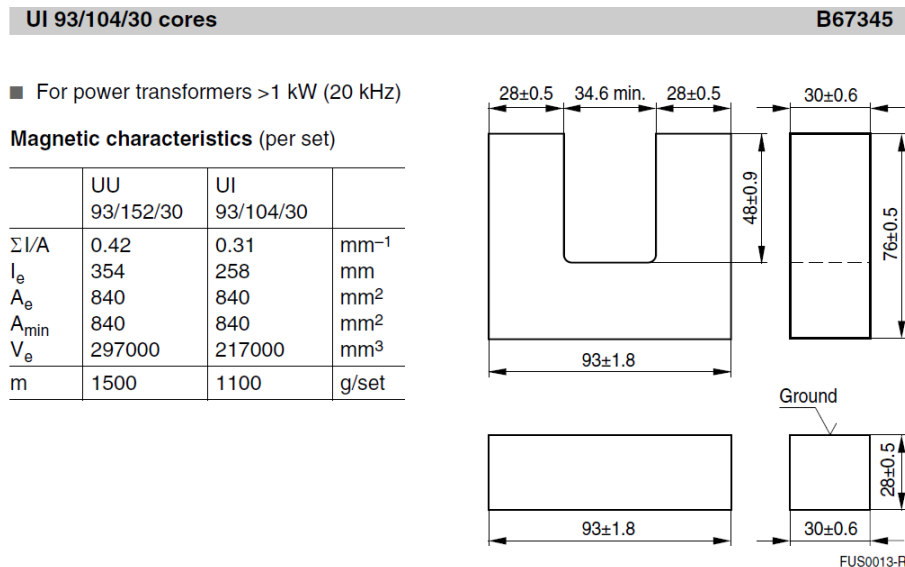


Figura 64. Características del núcleo del transformador.

5.1.2. Cálculos para el modelo construido

La intensidad que circulara por el primario está limitada a 10 A, de forma que es inmediato obtener la corriente por el secundario.

$$\frac{V_P}{V_S} = \frac{I_S}{I_P} = \frac{N_P}{N_S} \quad (50)$$

$$\frac{I_S}{10} = \frac{1}{6} \rightarrow I_S = 1.67 \text{ A} \quad (51)$$

La patilla 3 del integrado UC3844 es la que nos delimitara la corriente que puede circular por el primario. Cuanto esta patilla vea una tensión de 1 V el integrado desactivara la puerta del transistor, haciendo que la tensión en la pata 3 disminuya y activándose por consiguiente el transistor.

A continuación obtenemos el valor de la resistencia a colocar en bornes de la patilla 3 para el correcto funcionamiento.

$$R_{P3} = \frac{1V}{10 \text{ A}} = 100 \text{ m}\Omega \quad (52)$$

Calculo conductores.

$$\text{Densidad de corriente} \rightarrow J = 4.5 \text{ A mm}^2$$

$$I_P = 10 \text{ A} \quad (53)$$

$$J = \frac{I}{S} \rightarrow S_P = \frac{I_{N1}}{J} = \frac{10}{4.5} = 2.2 \text{ mm}^2 \quad (54)$$

$$S_1 = \pi \cdot \frac{d_1^2}{4} \rightarrow d_1 = \sqrt{\frac{S_P \cdot 4}{\pi}} = \sqrt{\frac{5.6 \cdot 4}{\pi}} = 1.68 \text{ mm} \quad (55)$$

$$d_{MAX} = 2 \cdot \delta \quad (56)$$

$$\delta = \sqrt{\frac{P}{\pi \cdot \mu \cdot f}} = \sqrt{\frac{383}{\pi \cdot 2.83 \cdot 10^{-3} \cdot 20 \cdot 10^3}} = 1.46 \text{ mm} \quad (57)$$

$$d_{MAX} = 2 \cdot 1.46 = 2.92 \text{ mm} \quad (58)$$

Por motivos de dimensionado del núcleo nos hemos visto obligados a usar un cable con un diámetro de 0,8 mm para el primario. Dado que el ciclo de trabajo máximo es del 45%, la densidad de corriente se incrementará hasta 9 A/mm².

El valor de intensidad por el primario nos permite a su vez obtener el valor de la inductancia necesaria en este primer bobinado. Para ello debemos establecer un rizado máximo de corriente. En este caso hemos elegido un rizado máximo del 1%.

$$\Delta I = 10A \cdot \frac{5}{100} = 0.1 A \quad (59)$$

Por tanto mediante la siguiente igualdad podemos obtener la inductancia necesaria.

$$\Delta I = \frac{U_P}{L} \cdot T_{off} \cdot \frac{T}{T} = \frac{U_P}{L \cdot f} \cdot 1 - D = \frac{V_P}{L \cdot f} \cdot D \cdot 1 - D \quad (60)$$

$$L = \frac{V_P}{\Delta I \cdot f} \cdot D \cdot 1 - D \quad (61)$$

$$L = \frac{250}{0.3 \cdot 20 \cdot 10^3} \cdot 0.45 \cdot 1 - 0.45 = 6.1875 \text{ mH} \quad (62)$$

Para el cálculo del secundario utilizaremos el mismo proceso que en el primario.

$$\text{Densidad de corriente} \rightarrow J = 4.5 A \text{ mm}^2 \quad (63)$$

$$I_S = 1.6 \sqrt{2} A \quad (64)$$

$$J = \frac{I}{S} \rightarrow S_P = \frac{I_S}{J} = \frac{1.6 \sqrt{2}}{4.5} = 0.502 \text{ mm}^2 \quad (65)$$

$$S_1 = \pi \cdot \frac{d_1^2}{4} \rightarrow d_1 = \sqrt{\frac{0.502 \cdot 4}{\pi}} = 0.8 \text{ mm} \quad (66)$$

Puesto que en este caso el valor obtenido para el diámetro del conductor es inferior al valor máximo no necesitaremos el uso de más de un conductor.

Para los dos secundarios auxiliares de ± 12 V procederemos al uso del mismo procedimiento. En este caso limitaremos la corriente a 1 A.

$$\text{Densidad de corriente} \rightarrow J = 4.5 \text{ A mm}^2$$

$$I_p = 1 \text{ A} \quad (67)$$

$$J = \frac{I}{S} \rightarrow S_p = \frac{I_{N1}}{J} = \frac{1}{4.5} = 0.23 \text{ mm}^2 \quad (68)$$

$$S_1 = \pi \cdot \frac{d_1^2}{4} \rightarrow d_1 = \sqrt{\frac{0.23 \cdot 4}{\pi}} = 0.54 \text{ mm} \quad (69)$$

$$\delta = \frac{P}{\pi \cdot \mu \cdot f} = \frac{12}{\pi \cdot 2.83 \cdot 10^{-3} \cdot 20 \cdot 10^3} = 0.2598 \text{ mm} \quad (70)$$

$$d_{MAX} = 2 \cdot 0.2598 = 0.5196 \text{ mm} \quad (71)$$

Se utilizará un cable con un valor normalizado de 0,5 mm de diámetro para los auxiliares.

Se mantendrán las relaciones del primario respecto los demás bobinados, por lo que el número de espiras de cada bobinado será el mismo que el teórico.

Tabla 2. Resumen de número de conductores, número de vueltas y secciones.

Número de bobinado	Número de espiras	Sección de conductores	Número de conductores
Primario	40	0.5 mm ²	1
Secundario potencia	240	0.5 mm ²	1
Secundarios auxiliares	7	0.2 mm ²	1

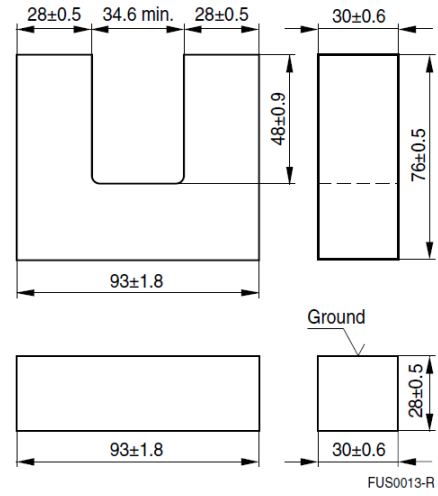
UI 93/104/30 cores

B67345

■ For power transformers >1 kW (20 kHz)

Magnetic characteristics (per set)

	UU 93/152/30	UI 93/104/30	
$\Sigma l/A$	0.42	0.31	mm ⁻¹
I_e	354	258	mm
A_e	840	840	mm ²
A_{min}	840	840	mm ²
V_e	297000	217000	mm ³
m	1500	1100	g/set

**Figura 65.** Características del núcleo del transformador.

5.2. Inductancia de salida

5.2.1. Cálculos para el modelo teórico de 1 kW

Partiendo de una potencia máxima nominal de 900 W y 230 Vrms podemos obtener la corriente máxima en valor eficaz que deseamos que circule por el inversor según la siguiente igualdad.

$$I_{O_{RMS}} = \frac{P_{O_{max}}}{V_{O_{RMS}}} \quad (72)$$

$$I_{O_{RMS}} = \frac{900 \text{ W}}{230 \text{ V}} = 3.9 \text{ A} \quad (73)$$

Su valor de pico será por tanto

$$I_{Op} = 3.9 \text{ A} \cdot \sqrt{2} = 5.5 \text{ A} \quad (74)$$

El rizado de la corriente de salida lo limitaremos a un 10% del valor de la corriente eficaz.

$$\Delta I = 3.9 \text{ A} \cdot \frac{10}{100} = 0.39 \text{ A} \quad (75)$$

Por tanto mediante la siguiente igualdad podemos obtener la inductancia necesaria.

$$\Delta I = \frac{U_o}{L} \cdot T_{off} \cdot \frac{T}{T} = \frac{U_o}{L \cdot f} \cdot 1 - D = \frac{V_S}{L \cdot f} \cdot D \cdot 1 - D \quad (76)$$

$$L = \frac{V_S}{\Delta I \cdot f} \cdot D \cdot 1 - D \quad (77)$$

$$L = \frac{400}{0.39 \cdot 20 \cdot 10^3} \cdot 0.45 \cdot 1 - 0.45 = 12.69 \text{ mH} \quad (78)$$

Sección conductores

$$\text{Densidad de corriente} \rightarrow J = 4.5 \text{ A mm}^2$$

$$I_{N1} = 5.5 \text{ A} \quad (79)$$

$$J = \frac{I}{S} \rightarrow S_1 = \frac{I_{N1}}{J} = \frac{5.5}{4.5} = 1.23 \text{ mm}^2 \quad (80)$$

$$S_1 = \pi \cdot \frac{d_1^2}{4} \rightarrow d_1 = \sqrt{\frac{S_1 \cdot 4}{\pi}} = \sqrt{\frac{1.23 \cdot 4}{\pi}} = 1.25 \text{ mm} \quad (81)$$

El valor normalizado inmediatamente superior es el que tiene una sección de 1.31 mm².

Pasamos ahora a calcular el número de vueltas necesarias para la implementación física de esta inductancia.

Para ello elegimos un núcleo ETD 49/25/16 con material N27 y un *airgap* de 0.2 mm el cual nos da una A_L de 1035 nH.

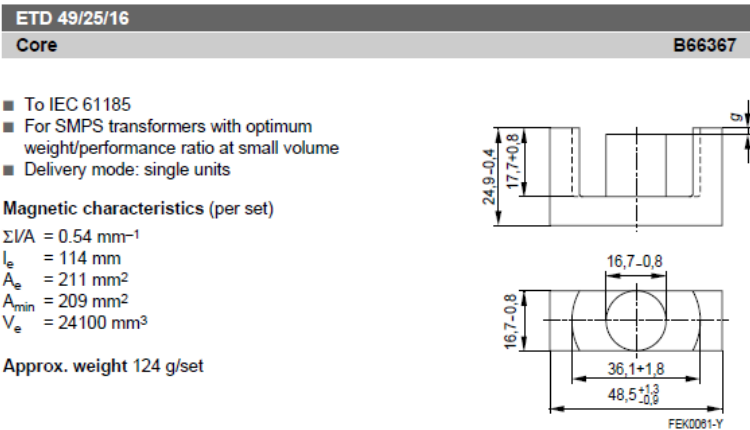


Figura 66. Características del núcleo de la bobina.

Dicho núcleo requiere de un carrete que el mismo fabricante especifica en su datasheet.

Una vez sabemos el núcleo escogido procedemos a calcular el número de espiras necesarias.

$$N = \frac{12.69 \cdot 10^{-3}}{1035 \cdot 10^{-9}} = 98.61 \approx 99 \text{ espiras}$$

(82)

Como se observa en las especificaciones del carrete, la longitud media de una espira es de 106.1 mm, por tanto si tenemos 99 espiras tendremos una longitud aproximada de 8.514 m.

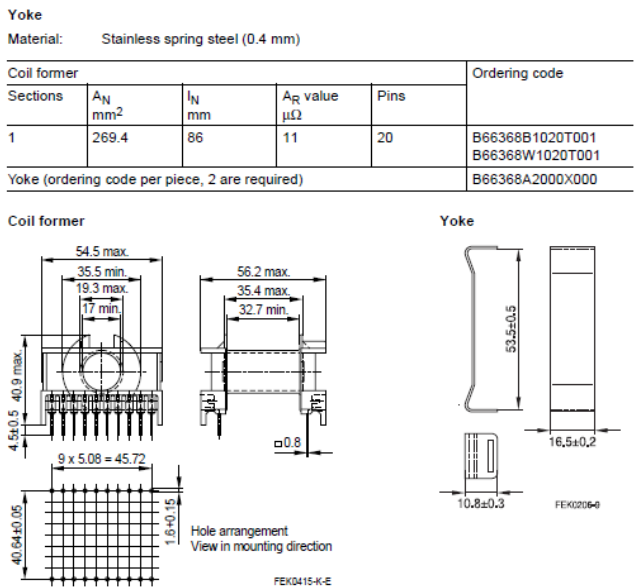


Figura 67. Características del carrete.

Las pérdidas aproximadas por conducción en ese hilo serán por tanto

$$P = 17,8 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{8,514}{1,31} \cdot 3,9^2 = 1,76 \text{ W} \quad (83)$$

La ocupación que tendremos con este núcleo será aproximadamente del 50%. Si tomamos:

$$OC = \frac{99 \cdot 1,31 \text{ mm}^2}{269,4 \text{ mm}^2} \cdot 100 = 48,15\% \quad (84)$$

5.2.2. Cálculos para el modelo construido

En este caso la corriente por el primario estará limitada a 10 A, lo que provocará que siguiendo la relación de transformación del transformador tengamos 2 A circulando por el secundario del mismo.

$$I_{O_{RMS}} = \frac{P_{O_{max}}}{V_{O_{RMS}}} \quad (85)$$

$$P_{O_{max}} = V_{O_{RMS}} \cdot I_{O_{RMS}} \quad (86)$$

$$P_{O_{max}} = 230 \text{ V} \cdot 2 \text{ A} = 460 \text{ W} \quad (87)$$

Su valor de pico será por tanto

$$I_{Op} = 2 \text{ A} \cdot \sqrt{2} \approx 2,83 \text{ A} \quad (88)$$

El rizado de la corriente de salida lo limitaremos a un 10% del valor de la corriente eficaz.

$$\Delta I = 2 \text{ A} \cdot \frac{10}{100} = 0,2 \text{ A} \quad (89)$$

Por tanto mediante la siguiente igualdad podemos obtener la inductancia necesaria.

$$\Delta I = \frac{U_o}{L} \cdot T_{off} \cdot \frac{T}{T} = \frac{U_o}{L \cdot f} \cdot 1 - D = \frac{V_s}{L \cdot f} \cdot D \cdot 1 - D \quad (90)$$

$$L = \frac{V_S}{\Delta I \cdot f} \cdot D \cdot 1 - D \quad (91)$$

$$L = \frac{400}{0.2 \cdot 20 \cdot 10^3} \cdot 0.45 \cdot 1 - 0.45 = 24.75 \text{ mH} \quad (92)$$

Sección conductores

$$\text{Densidad de corriente} \rightarrow J = 4.5 \text{ A/mm}^2$$

$$I_S = 1.6 \sqrt{2} \text{ A} \quad (93)$$

$$J = \frac{I}{S} \rightarrow S_P = \frac{I_S}{J} = \frac{1.6 \sqrt{2}}{4.5} = 0.502 \text{ mm}^2 \quad (94)$$

$$S_1 = \pi \cdot \frac{d_1^2}{4} \rightarrow d_1 = \sqrt{\frac{0.502 \cdot 4}{\pi}} = 0.8 \text{ mm} \quad (95)$$

Pasamos ahora a calcular el número de vueltas necesarias para la implementación física de esta inductancia.

Para ello elegimos un núcleo ETD-49C20 con material N27 el cual nos da una A_L de 4570 nH.

ETD49C20

Número de pins del carrete: 20
 Max. 100 KHz material: PC 30
 AL (nH/N²) (μe): 4.570 ± 25 %
 Potencia Max. a 100 KHz: 646 W
 Sp/A (cm⁻¹): 5,34
 Dimensiones A: 48,7
 Dimensiones B: 49,4
 Dimensiones C: 16,3

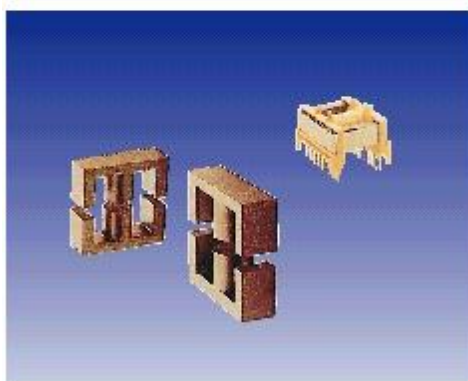


Figura 68. Características del núcleo y carrete de la bobina.

Una vez sabemos el núcleo escogido procedemos a calcular el número de espiras necesarias.

$$N = \frac{24.75 \cdot 10^{-3}}{4570 \cdot 10^{-9}} = 73.59 \approx 74 \text{ espiras} \quad (96)$$

5.3. Condensador de salida

El valor del condensador determinará el rizado de la tensión de salida, la cual también dependerá del valor de la corriente que este absorba:

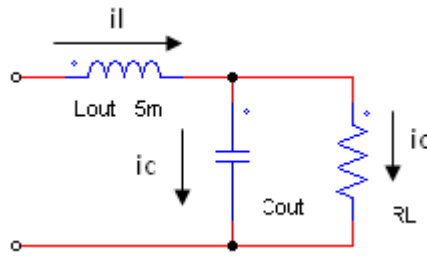


Figura 69. Corrientes que circulan por la carga.

Según Kirchhoff la suma de corrientes de entrada y salida de un nudo deben ser nulas, por tanto:

$$i_o + i_c + i_L = 0 \rightarrow i_c = i_L - i_o \quad (97)$$

En este caso, para simplificar cálculos tomaremos un ciclo de trabajo del 50%. Posteriormente, una vez el valor del condensador haya sido obtenido habrá que corroborar su correcto funcionamiento mediante simulaciones y/o montaje de prototipos.

Teniendo en cuenta que la tensión en el condensador depende de la integral de la corriente por este:

$$\Delta U_{Co} = \frac{1}{C} \cdot \frac{T_{on} + \frac{T_{off}}{2}}{\frac{T_{on}}{2}} i_c dt = \frac{1}{C} \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta I}{2} \cdot \frac{T}{2} = \frac{\Delta I}{8 \cdot C \cdot f} \quad (98)$$

Como según especificaciones, el rizado máximo de la tensión de salida debe ser del 1%, y esta debe mantenerse incluso cuando la variación de corriente sea máxima:

$$C \geq \frac{\Delta I_{MAX}}{8 \cdot \Delta U_{Co} \cdot f} = \frac{0.16}{8 \cdot \frac{1}{100} \cdot 230 \cdot 20 \cdot 10^3} = 434.78 \text{ nF} \approx 470 \text{ nF} \quad (99)$$

Por motivo de disponibilidad de stock al adquirir el condensador, el valor del condensador es de 1µF, por lo que el valor del rizado de la salida será menor.

5.4. Cálculo de los disipadores

5.4.1. *Perdidas en los transistores*

Los cálculos se han desarrollado con los valores teóricos para 1 kW de potencia.

MOSFET del inversor (IRF840)

$$P_{D_{\text{Conducción}}} = V_{T0} \cdot I_{AK_{AV}} + r_i \cdot I_{AK_{RMS}}^2 = 0,75 \cdot 3,9^2 = 11,41 \text{ W} \quad (100)$$

MOSFET de la Flyback (IRFP462)

$$P_{D_{\text{Conducción}}} = V_{T0} \cdot I_{AK_{AV}} + r_i \cdot I_{AK_{RMS}}^2 = 0,087 \cdot 11,25^2 = 11 \text{ W} \quad (101)$$

5.4.2. *Calculo de los disipadores*

Las pérdidas de potencia en los componentes semiconductores se verán transformadas en calor, por ello es necesario dotar a estos componentes de radiadores, de manera que puedan evacuar con mayor facilidad ese exceso de calor y no sobrepasen en ningún momento las limitaciones de temperatura durante su funcionamiento.

Para el cálculo de los radiadores debemos fijarnos en la resistencia térmica que presentan los componentes desde la unión del silicio hasta el encapsulado, y desde el encapsulado hasta el ambiente. Añadiendo el radiador reducimos la resistencia térmica entre el encapsulado y el ambiente, y por consiguiente reducimos el aumento de temperatura en la unión del silicio.

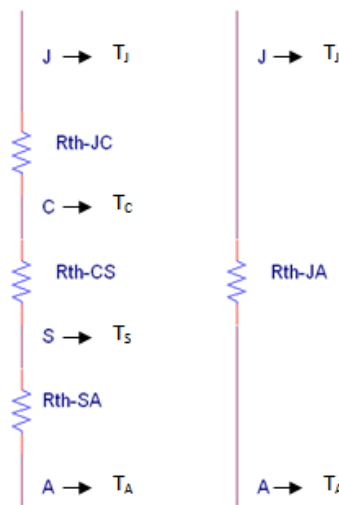


Figura 70. Resistencias térmicas de las uniones.

Thermal Characteristics

Characteristics	Symbol	Max	Unit
Thermal resistance, channel to case	$R_{th(ch-c)}$	3.125	$^{\circ}C/W$
Thermal resistance, channel to ambient	$R_{th(ch-a)}$	62.5	$^{\circ}C/W$

Figura 71. Características térmicas.

Cálculos para el transistor IRFP462

Para determinar la temperatura que alcanzará la unión del transistor siendo la temperatura ambiente de $40^{\circ}C$ con las pérdidas anteriormente calculadas debemos aplicar la ley de Ohm térmica.

La temperatura máxima que puede alcanzar la unión del transistor según las especificaciones del fabricante son $150^{\circ}C$, por lo tanto obligatoriamente debemos ponerle radiador al transistor puesto que de otra forma se destruirá la unión por un exceso de temperatura.

Además pensando que el transistor irá rodeado de otros componentes electrónicos, y que existe la posibilidad de que durante su utilización alguien ponga la mano sobre el radiador del transistor, estableceremos como temperatura máxima del radiador $90^{\circ}C$. Una vez establecidos estos parámetros aplicando la ley de Ohm térmica podemos calcular las características necesarias para nuestro radiador:

$$T_S = 90^{\circ}C \quad T_A = 40^{\circ}C \rightarrow R_{thSA} \leq \frac{T_S - T_A}{P} = \frac{90 - 40}{11.41} = 4.38^{\circ}C/W \quad (102)$$

Cálculos para el transistor IRF840

Se seguirá el mismo proceso que el anterior para obtener la resistencia térmica del componente.

$$T_S = 90^{\circ}\text{C} \quad T_A = 40^{\circ}\text{C} \rightarrow R_{th_{SA}} \leq \frac{T_S - T_A}{P} = \frac{90 - 40}{7.38} = 6.78^{\circ}\text{C/W} \quad (103)$$

Para todos los transistores usaremos el mismo tipo de disipador, en este caso usaremos el modelo universal con referencia 6296B del fabricante Aavid THERMALLOY. Dicho modelo tiene una resistencia térmica de 4.7°C/W con lo que garantizamos que la unión de ningún transistor superara la temperatura permitida. Además se añadirá mica entre el disipador y el encapsulado para incrementar su aislado térmico.

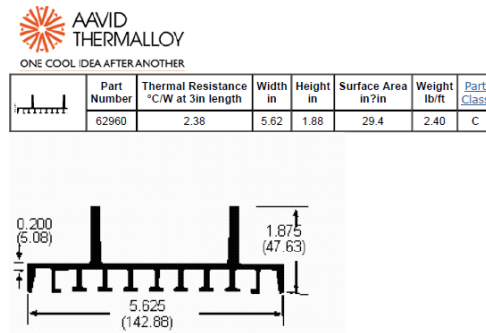


Figura 72. Características del disipador.

CAPÍTULO 6:

NORMATIVA

RELACIONADA

- Real Decreto 436/2004, de 12 de marzo, por el que se establece la metodología para la actualización y sistematización del régimen jurídico y económico de la actividad de producción de energía eléctrica en régimen especial.
- Real Decreto 841/2002, de 2 de agosto, por el que se regula para las instalaciones de producción de energía eléctrica en régimen especial su incentivación en la participación en el mercado de producción, determinadas obligaciones de información de sus previsiones de producción, y la adquisición por los comercializadores de su energía eléctrica producida.
- Carta del Ministerio de Economía aplicable a instalaciones múltiples conectadas a un mismo punto, recogida en el RD 841/2002.
- Real Decreto 1663/2000, de 29 de septiembre, sobre conexión de instalaciones fotovoltaicas a la red de baja tensión.
- Plazos contemplados en el RD 1663/2000

- Resolución del Ministerio de Economía de 31 de mayo de 2001, de la Dirección General de Política Energética y Minas, por la que se establecen modelo de contrato tipo y modelo de factura para instalaciones solares fotovoltaicas conectadas a la red de baja tensión.
- Nueva regulación normativa de la energía solar fotovoltaica: RD 1578/2008.

CAPÍTULO 7: BIBLIOGRAFÍA

7.1. Bibliografía de referencia

http://iecon02.us.es/~leopoldo/Store/tsp_17.pdf

http://catarina.udlap.mx/u_dl_a/tales/documentos/lem/martinez_v_da/capitulo2.pdf

Transparencias de la asignatura "Electrónica Analógica 2" respecto a circuitos con operacionales.

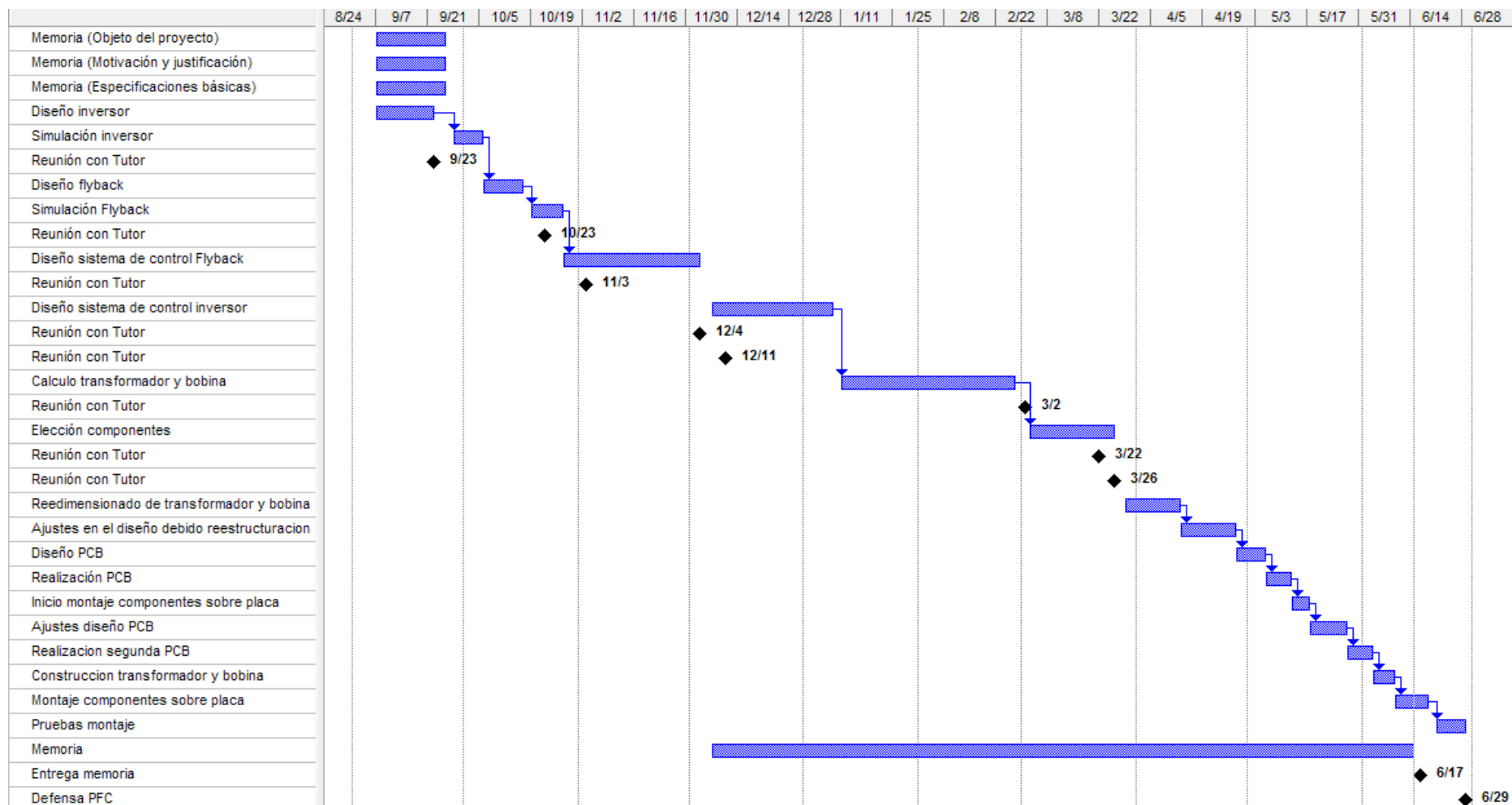
Electrónica de Potencia, autor Muhammad H. Rashid

7.2. Bibliografía de consulta

Transparencias de la asignatura "Electrónica de Potencia"

Electrónica de Potencia. Convertidores aplicaciones y diseño, autor Ned Mohan

CAPÍTULO 8: DIAGRAMA DE GANTT



CAPÍTULO 9:

CONCLUSIÓN

La energía solar cada vez tiene más peso en la vida cotidiana y en el entorno que nos rodea. Es una apuesta de futuro que las empresas en España cada vez se decantan mas para utilizar, y la investigación y diseño de estructuran que adaptan la energía captada por los paneles fotovoltaicos cada vez es de mayor complejidad.

El diseño a realizar es un sistema muy utilizado y rentable para localizaciones rurales que necesitan abastecerse con la instalación de placas solares. Además éste proyecto contribuye a la hora de promocionar las energías ecológicas y así favorecer el medioambiente.

El modelo construido es únicamente un prototipo. En el caso de querer obtener 1 kW de potencia nominal se debería modificar el transformador, para que la corriente a entregar pudiera ser mayor. Además, sería interesante que para la producción en serie y su posterior comercialización se realizase un control digital mediante un microcontrolador en lugar un control analógico.