



UNIVERSIDAD DE JAÉN
Escuela Politécnica Superior de Linares

TRABAJO FIN DE GRADO

Inversor para la regulación de velocidad de un coche eléctrico mediante la técnica de conmutación PWM sinusoidal

Alumno/a: Javier Moreno Recio

Tutor/a: Prof. D. Manuel Ortega Armenteros

Dpto.: Ingeniería Eléctrica



UNIVERSIDAD DE JAÉN
Escuela Politécnica Superior de Linares

INVERSOR PARA LA REGULACIÓN DE VELOCIDAD DE UN COCHE ELÉCTRICO MEDIANTE LA TÉCNICA DE CONMUTACIÓN PWM SINUSOIDAL

Autor: Javier Moreno Recio

Tutor: Manuel Ortega Armenteros

1. INTRODUCCIÓN	7
2. OBJETIVOS	8
3. RESUMEN	8
4. FUNDAMNETO TEÓRICO DEL INVERSOR TRIFÁSICO MEDIANTE LA MODULACIÓN DEL ANCHO DE PULSO (PWM)	9
5. SIMULACIÓN	12
5.1. Generador de pulsos y fuente de alimentación	13
5.1.1. <i>Generador de pulsos</i>	14
5.1.2. <i>Fuente de alimentación</i>	18
5.1.2.1. <i>Inversor monofásico</i>	19
5.1.2.2. <i>Transformador</i>	21
5.1.2.3. <i>Puente rectificador</i>	25
5.1.2.4. <i>Filtro</i>	28
5.2. Inversor trifásico	30
5.3. Filtro	34
5.3.1 <i>Funcionamiento a diferentes frecuencias.</i>	44
5.3.1.1 Funcionamiento a 40 Hz.	45
5.3.1.2 Funcionamiento a 25 Hz.	51
5.4. Carga trifásica	57
6. REALIZACIÓN PRÁCTICA DEL INVERSOR	59
6.1. Fuente de alimentación	60
6.2. Etapa de control y transformación	62
6.2.1. <i>Control</i>	62
6.2.1.1. <i>Control del inversor monofásico</i>	63
6.2.1.2. <i>Control del inversor trifásico</i>	68
6.2.1.3. <i>Teclado matricial</i>	73
6.2.2. <i>Transformación.</i>	77
6.3. Bloques de control de fase	86
6.3.1. <i>Driver</i>	87
6.3.2. <i>IGBT'S y disipadores de calor</i>	90
6.4. Rectificación secundaria	94
6.5. Filtro	95
6.6. Carga trifásica	96
7. CONCLUSIÓN	96

8. BIBLIOGRAFÍA	98
9. ANEXOS	99
9.1. ANEXO 1. PLANO DE SITUACIÓN Y CONEXIONADO DE LOS ELEMENTOS	
99	
9.2. ANEXO 2. HOJA DE DATOS DEL NÚCLEO DEL TRANSFORMADOR	100
9.3. ANEXO 3. HOJA DE DATOS DEL MATERIAL 3B7	102
9.4. ANEXO 4. HOJA DE CARACTERÍSTICAS DEL DRIVER IR2110	105
9.5. ANEXO 5. HOJA DE DATOS DEL IGBT IRG4PH20KDPbF	123

1.INTRODUCCIÓN

El ser humano ha vivido desde siempre de una manera muy sencilla, todo el trabajo se realizaba a mano y con gran esfuerzo. La revolución industrial trajo consigo enormes cambios en la forma de realizar los trabajos: se redujeron tanto el tiempo de realización como la cantidad de mano de obra necesaria, se aumentó la producción...

A partir de este momento, y hasta nuestros días, se han producido constantes avances económicos, sociales, y sobre todo tecnológicos; hoy en día vivimos en un mundo en el cual la gran mayoría de cosas se controlan automáticamente; con el descubrimiento de los semiconductores y el desarrollo de la electrónica de potencia se abre un nuevo mundo de posibilidades.

Todo este desarrollo trae consigo el consumo de grandes cantidades de energía, agotando los recursos naturales de los que se disponen en el planeta para generar esta energía. En contraposición al consumo en exceso de estos recursos, surge la necesidad cada vez más de ser autosuficientes y generar la energía que consumimos de fuentes renovables (hidráulica, eólica, solar, mareomotriz...).

En esta vertiente de reducir el consumo de recursos naturales y energía, surge el coche eléctrico, y con él, la necesidad del proyecto que nos abarca. El coche eléctrico se mueve gracias a un motor eléctrico de corriente alterna, sin embargo, el almacenamiento de energía se hace en las baterías o acumuladores, los cuales almacenan energía en corriente continua. Es por esto que necesitamos convertir esta energía en continua de las baterías a energía alterna que se entregará al motor; he aquí la necesidad de un inversor.

Un inversor trifásico es un dispositivo que convierte la energía continua de las baterías en energía alterna trifásica para alimentar al motor. Hay varias técnicas de inversión, como la de espacios vectoriales SVM (Space Vector Modulation) ó por ancho de pulso PWM (Pulse Width Modulation); esta última es la que se desarrollará y explicará en este proyecto.

2.OBJETIVOS

Nuestro proyecto persigue cuatro objetivos principales, todos ellos orientados a la variación de velocidad de un coche eléctrico.

1. La explicación teórica de la técnica de conmutación PWM (modulación por ancho de pulso) mediante la cual modificaremos tanto la velocidad de un motor trifásico como la tensión eficaz que llega al mismo.
2. La simulación de un inversor trifásico utilizando la técnica de conmutación PWM mediante el uso del software Matlab y su herramienta Simulink.
3. El diseño de dicho inversor, explicando cada uno de los componentes necesarios.
4. Utilizar valores admisibles y de mercado en los componentes que se utilicen tanto en la simulación como en el diseño del circuito con el fin de que sea lo más real posible y factible de cara a una posible realización práctica.

3.RESUMEN

En este texto se explicará el principio de funcionamiento de un inversor trifásico mediante la técnica PWM (Pulse Width Moduladtion) para la variación de velocidad de un coche eléctrico.

En la explicación de la técnica PWM se utilizarán imágenes cuando se necesite visualizar la explicación. En la simulación, y en post de un mejor entendimiento, se utilizarán capturas de pantalla de los osciloscopios correspondientes a la parte que esté tratando; asimismo se explicará cada una de las partes por separado, dividiéndolo en bloques para su mejor entendimiento tanto individual como dentro del funcionamiento general.

Se verán todos los elementos y componentes que forman el circuito, y de detallarán sus valores, intentando que estos sean comerciales de cara a que la simulación resulte lo más real posible y a una futura realización práctica del circuito.

Por último se diseñará el circuito para su hipotética construcción futura, detallando y explicando cada uno de los componentes así como su funcionamiento. En el diseño del

circuito se utilizarán componentes de electrónica básica y electrónica de potencia, así como las actuales placas arduino para el control de todo el circuito.

4.FUNDAMNETO TEÓRICO DEL INVERSOR TRIFÁSICO MEDIANTE LA MODULACIÓN DEL ANCHO DE PULSO (PWM)

La modulación por ancho de pulso, PWM (Pulse Width Modulated), se basa principalmente en controlar o modificar el ancho de pulso de tensión que se aplica a una carga, modificando así la tensión eficaz que llega a la misma; de manera que cuanto mayor sea el ancho del pulso, mayor será la tensión eficaz que llega a la carga.

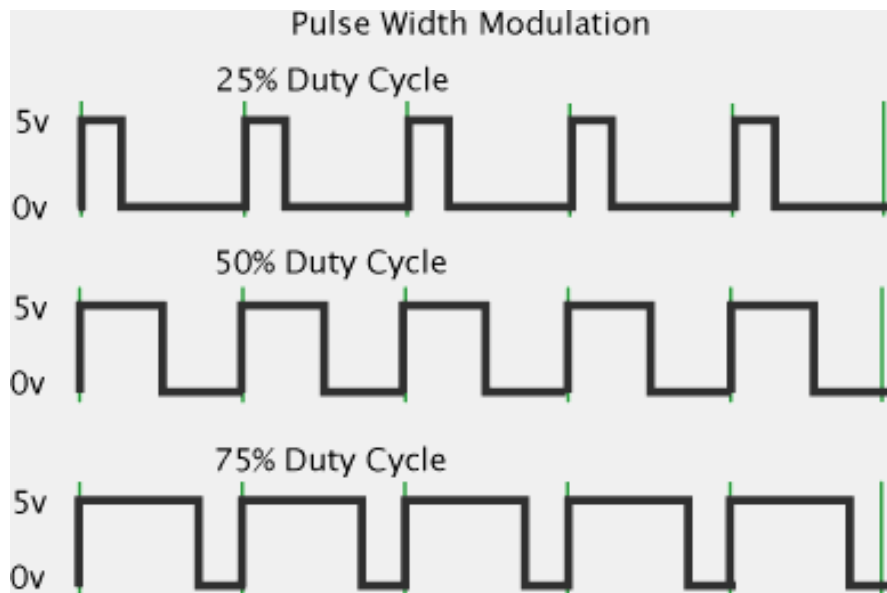


Imagen 1.

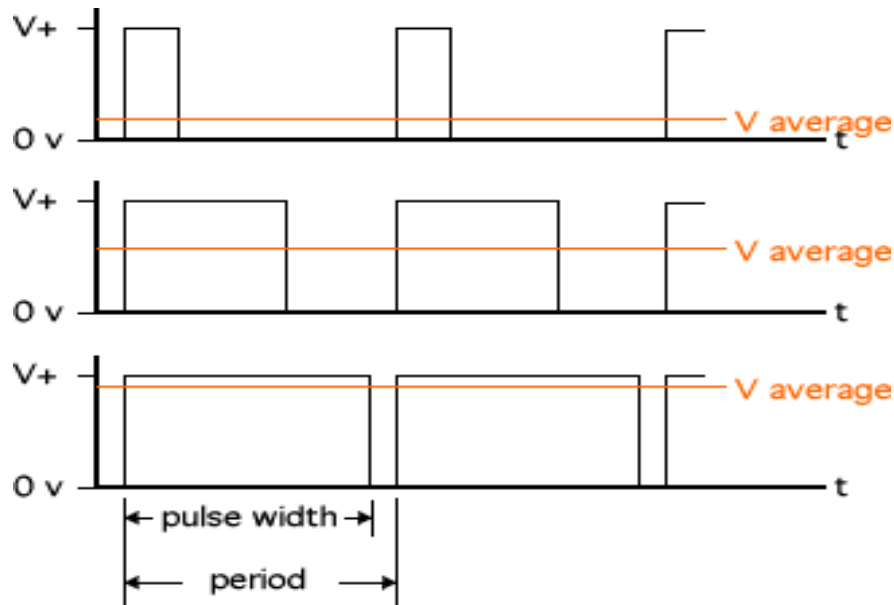


Imagen 2.

En un inversor PWM se parte de una tensión continua y mediante interruptores estáticos se pasa a una tensión trifásica alterna.

El ancho de pulso de la tensión se controla mediante los instantes de conmutación de los interruptores estáticos. La conmutación de dichos interruptores estáticos se realiza mediante la comparación de dos señales, una llamada moduladora o de referencia y otra portadora; los cruces entre ambas señales nos darán los tiempos de disparo de dichos interruptores estáticos. A la salida del inversor obtendremos una señal sinusoidal que no será perfecta ya que contiene armónicos debidos a la utilización de los interruptores estáticos; dichos armónicos se eliminarán en su mayoría con un filtro, aunque nunca se eliminarán completamente (nunca será una señal sinusoidal perfecta).

La onda portadora consiste en una señal triangular de frecuencia f_p y amplitud V_p , y la onda moduladora consiste en una señal sinusoidal de frecuencia f_m y amplitud V_m ; las cuales se observan en la imagen nº 3.

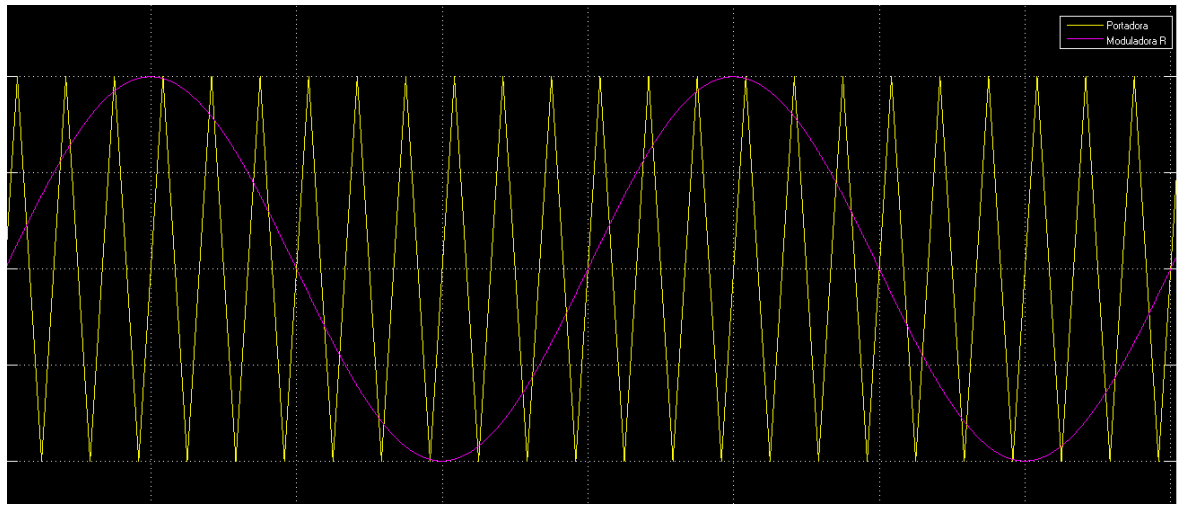


Imagen 3.

A continuación se definen dos factores que nos servirán para controlar tanto la tensión eficaz como la frecuencia a la salida del inversor.

Índice de amplitud (M). Indica la relación que existe entre la amplitud de la onda moduladora y la amplitud de la onda portadora.

$$M = \frac{V_m}{V_p}, \text{ siendo } 0 \leq M \leq 1 \quad (\text{Ec. 1})$$

Con este índice controlamos la tensión eficaz de salida del inversor. Cuando $M = 1$, es decir $V_m = V_p$, la tensión eficaz obtenida a la salida será la máxima posible, la de entrada al inversor. A medida que se reduce M, se reduce la tensión eficaz de salida; este proceso se explicará en el apartado de la simulación.

- Índice de frecuencia (N). Indica la relación que existe entre la frecuencia de la onda portadora y la frecuencia de la onda moduladora.

$$N = \frac{f_p}{f_m} \quad (\text{Ec. 2})$$

Este Índice suele tener el valor de 6, es decir, la frecuencia de la portadora suele ser 6 veces mayor que la frecuencia de la moduladora, aunque es válido cualquier múltiplo de 3. La frecuencia de salida del inversor vendrá dada por la frecuencia de la señal moduladora, es decir, de la onda sinusoidal.

Para asimilar mejor la explicación de este procedimiento, y que resulte más visual, iremos introduciendo capturas de pantalla de la simulación de nuestro inversor a medida que explica.

5. SIMULACIÓN

Para la simulación de nuestro inversor se ha utilizado la herramienta “Simulink” de Matlab por su facilidad de montaje y su fiabilidad. A continuación se explicará paso a paso toda la simulación, y para su mejor comprensión y que resulte más visual, se irán introduciendo capturas de pantalla, tanto de los bloques utilizados como de los resultados obtenidos, a medida que se explica.

En primer lugar, definiremos las cuatro partes que conforman el inversor, de izquierda a derecha según la imagen nº 4.

- El bloque nº 1 contiene dos elementos, el generador de pulsos y la fuente de alimentación. El generador de pulsos consiste en un comparador de señales, en él se compara la onda moduladora y portadora y mediante el cruce de las mismas se da el tiempo de disparos a los interruptores estáticos. La fuente de alimentación consiste en un chopper de doble puente y servirá para alimentar el inversor.

- El bloque nº 2 es el inversor, que es la parte que contiene a los interruptores estáticos, que son los encargados de convertir la tensión continua de la batería en una tensión trifásica alterna para alimentar al motor.

- El bloque nº 3 es un filtro cuya misión es alisar la corriente de salida, haciendo que su forma sea sinusoidal y eliminando gran parte del contenido en armónicos de la señal de salida del inversor, los cuales no son útiles.

- El bloque nº 4 es la carga trifásica, que consta de una resistencia y una bobina en serie, que simulan a los devanados del motor que utilizaremos.

- También aparecen diferentes aparatos de medida (voltímetros, amperímetros y osciloscopios) para poder observar los valores obtenidos de tensión e intensidad, tanto de fase como de línea.

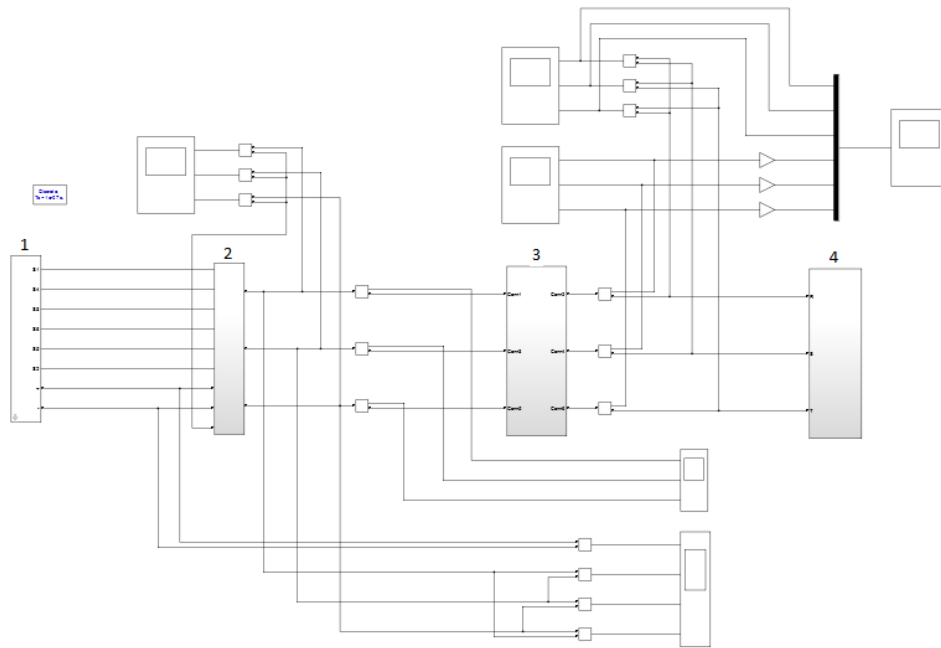


Imagen 4.

5.1. Generador de pulsos y fuente de alimentación

Como hemos comentado anteriormente, el primer bloque contiene dos partes fundamentales, el generador de pulsos para controlar los disparos de los interruptores estáticos y la fuente de alimentación.

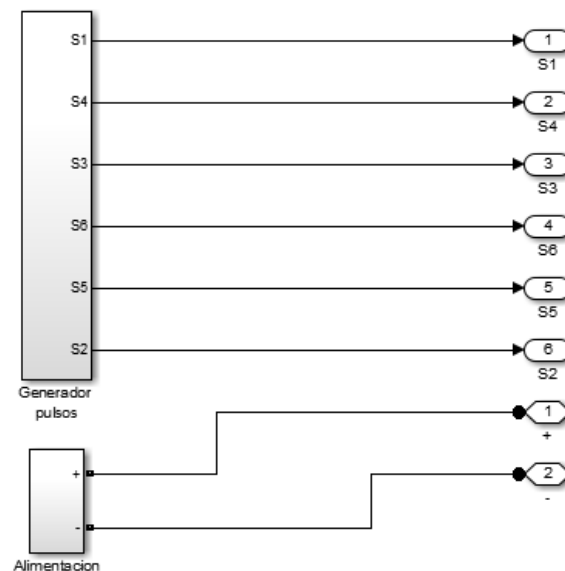


Imagen 5.

5.1.1. Generador de pulsos

El generador es el que se observa en la imagen n° 6; en él se comparan la señal portadora con las señales moduladoras (una por cada fase al ser un sistema trifásico), las cuales están desfasadas 120° entre sí.

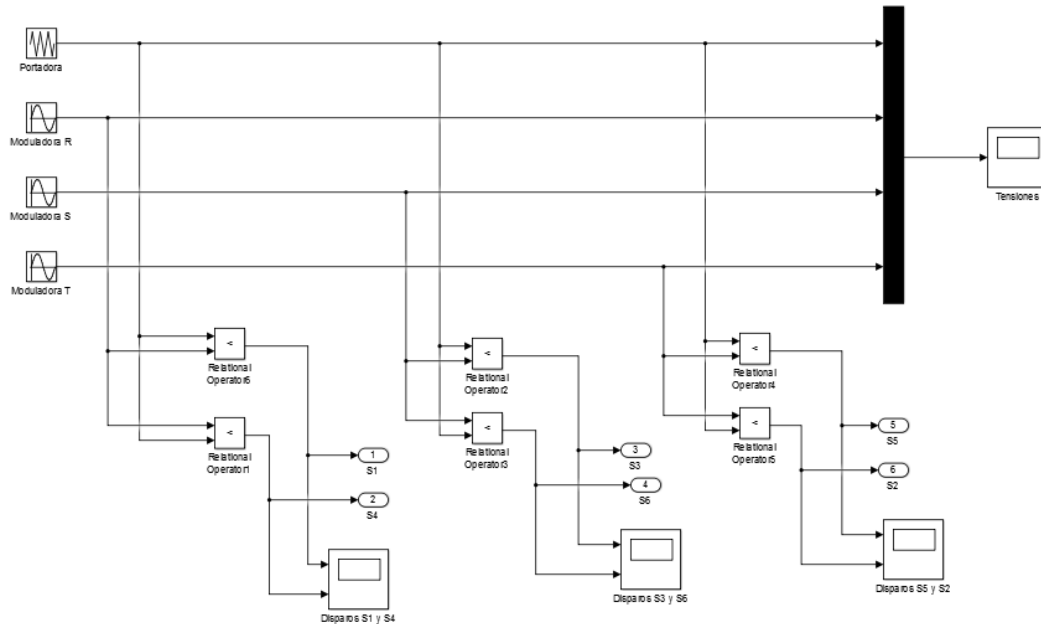


Imagen 6.

Como hemos comentado anteriormente, el índice de frecuencias N suele ser 6 ó múltiplo de 3, en nuestro caso hemos elegido $N=12$ para que haya bastantes puntos de corte y la señal de salida sea lo más exacta posible.

En la imagen n° 7 podemos ver todas las señales juntas. Se observa que la señal portadora (triangular) tiene una frecuencia doce veces mayor que las señales moduladoras (sinusoidales); el índice de amplitud es $M = 1$, esto se debe a que el índice M se ajustará automáticamente cuando se modifique la frecuencia para ajustar automáticamente la tensión aplicada. La razón de cambio del índice M es:

$$M = 0.02 * f \quad (\text{Ec. 3})$$

Así cuando $f = 50$, $M = 1$ quedando aplicada la máxima tensión, y cuando $f = 0$, $M = 0$. El índice $M = 1$ significa que la simulación se desarrollará con una frecuencia de 50 Hz, y al final de la misma se expondrán resultados de la simulación con 50, 40 y 25 Hz con el fin de ver cómo funciona nuestro circuito a diferentes frecuencias.

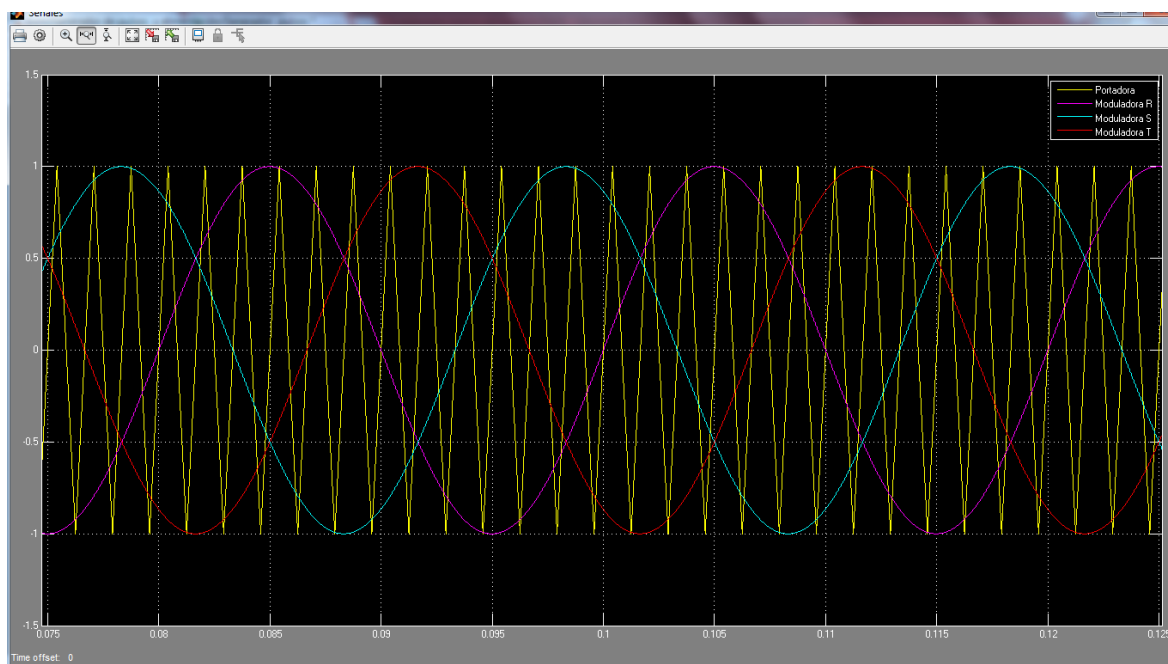


Imagen 7.

A continuación vamos a comparar la señal portadora con una moduladora, por ejemplo, la correspondiente a la fase R, que en este caso, es la de color morado.

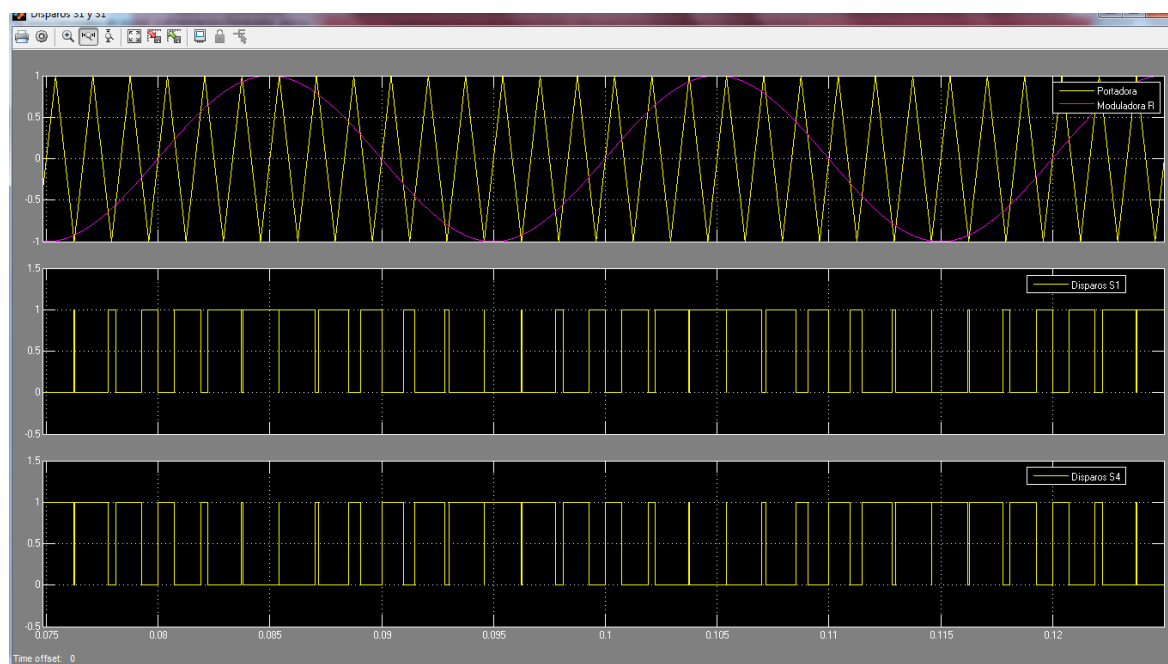


Imagen 8.

En la imagen nº 8 se observan 3 partes diferentes, las cuales corresponden a las 3 entradas que le hemos puesto al osciloscopio. En la primera entrada se representan conjuntamente la señal portadora y la señal moduladora de la fase R, en la segunda entrada se representan los tiempos de disparos del interruptor estático S1, siendo 1 ON y 0 OFF, y

en la tercera entrada se representan los tiempos de disparos del interruptor estático S4 (S1 y S4 son los interruptores estáticos que controlan la fase R). Viendo la imagen se aprecia que los tiempos de disparos de ambos interruptores estáticos corresponden a los puntos en los que se cruzan la señal portadora y la moduladora; en este caso, cuando la moduladora es mayor que la portadora, se dispara S1 (permaneciendo S4 apagado), y cuando la moduladora es menor que la portadora se dispara S4 (permaneciendo S1 apagado).

En este caso la amplitud de la moduladora es igual que la amplitud de la portadora, por lo que la tensión eficaz aplicada a la carga será mayor que con frecuencias inferiores, ya que esta tensión está aplicada a la carga durante un tiempo mayor. Si reducimos la amplitud de la moduladora a $M = 0.5$ la tensión de salida de la fuente de alimentación estará durante menos tiempo aplicada a la carga, por lo que la tensión eficaz aplicada a esta será menor; como se observa en la imagen nº 9, los tiempos de disparos de los interruptores estáticos son menores y más equitativos en anchura entre unos y otros.

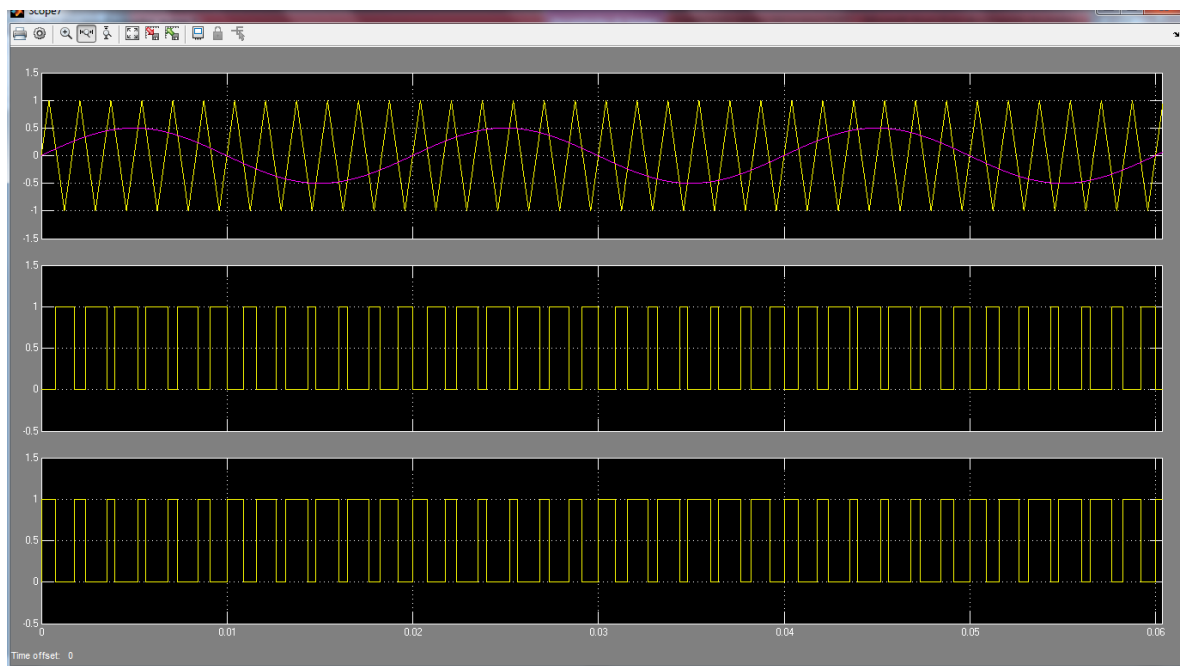


Imagen 9.

Con un índice de amplitud superior a $M = 1$, es decir, con frecuencias superiores a 50 Hz los tiempos de disparo de los interruptores estáticos serán mayores y menos numerosos a medida que se aumenta la frecuencia y con ella el índice M . En la imagen nº 10 se observa este efecto, teniendo la moduladora una frecuencia de 60 Hz y siendo $M = 1.2$.

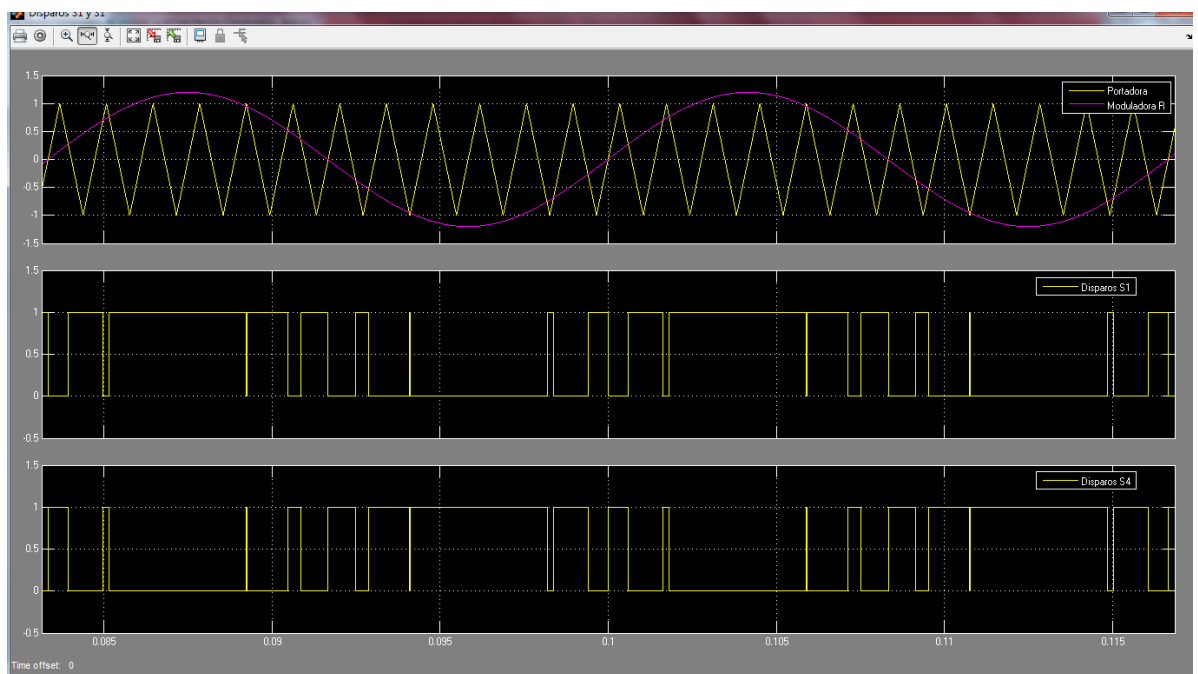


Imagen 10.

Hemos comparado la señal moduladora de la fase R con la portadora, y hemos visto los tiempos de disparo de los interruptores estáticos que controlan la fase R, es decir, S1 y S4; para la fase S y la fase T, el comportamiento de las señales y los tiempos de disparos de los interruptores estáticos que controlan estas fases (S3 y S6 para la fase S, y S5 y S2 para la fase T) son exactamente iguales a la fase R, pero desfasados $\pm 120^\circ$ con respecto a esta, como se ven en las siguientes imágenes.

Fase S:

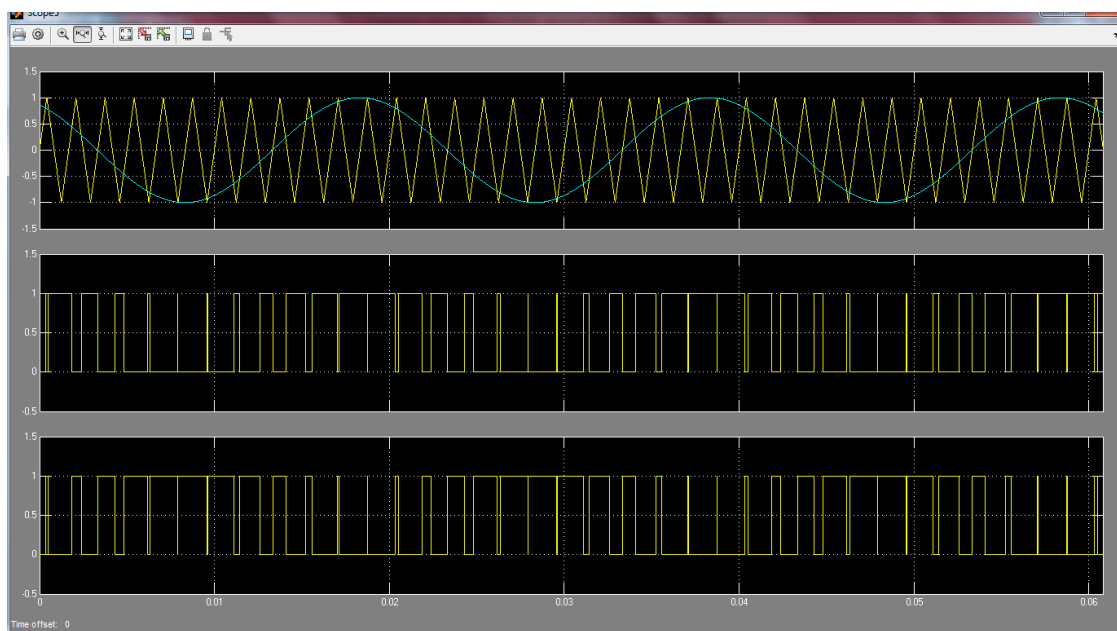


Imagen 11.

Fase T:

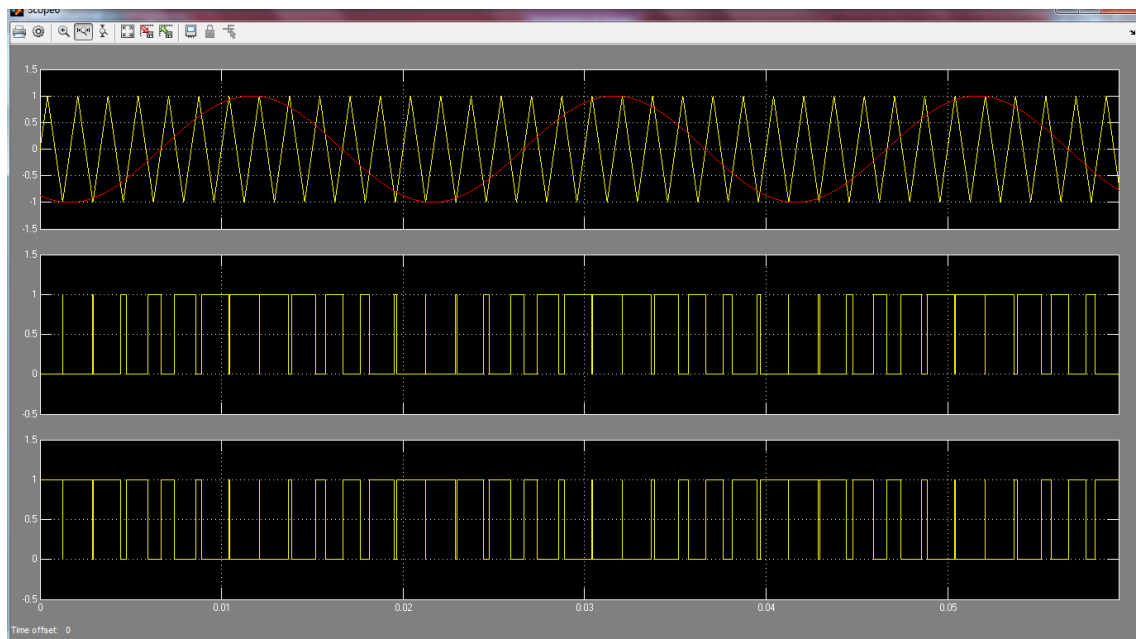


Imagen 12.

5.1.2. Fuente de alimentación

La fuente de alimentación aporta la tensión necesaria para alimentar al inversor. Como el objetivo de nuestro proyecto es alimentar un motor trifásico, no podemos alimentarlo directamente desde la batería ya que esta no posee la tensión necesaria, para poder hacerlo necesitamos elevar la tensión a valores admisibles y para ello necesitamos convertir la tensión continua de la batería en una tensión alterna para el transformador. Por todo ello, nuestra fuente de alimentación sigue los siguientes pasos: convierte la tensión continua de la batería en una tensión alterna mediante un inversor monofásico, eleva la tensión desde los 100V de la batería a 850V mediante un transformador de alta frecuencia, convierte la tensión alterna en una tensión pulsante mediante un puente rectificador, y por último filtra la tensión pulsante para tener una tensión constante a la salida; su esquema se observa en la imagen nº 13.

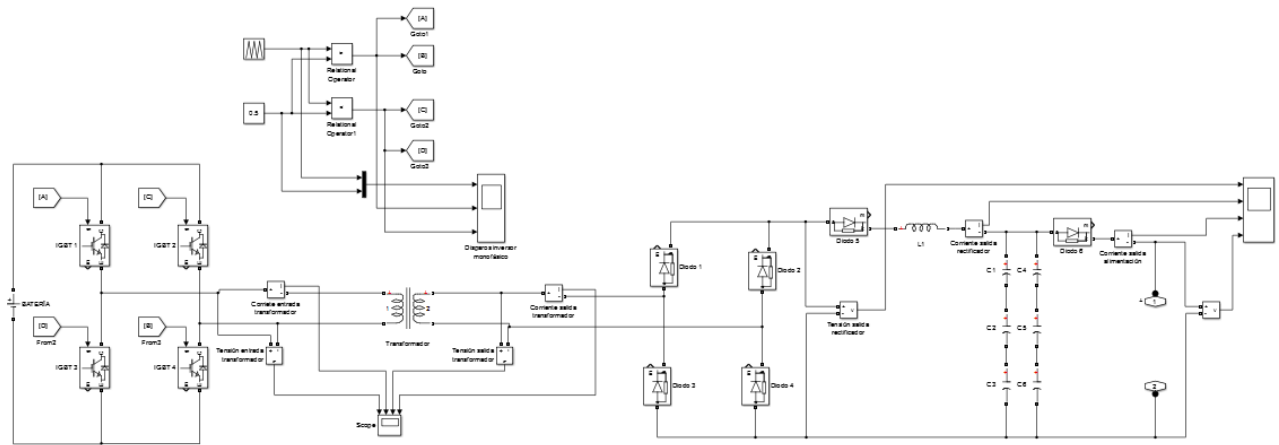


Imagen 13.

A continuación se explicará más detalladamente todas las partes que componen la fuente de alimentación, añadiendo capturas de pantalla de los osciloscopios encargados de las mediciones de las señales en cada una de las partes.

5.1.2.1. Inversor monofásico

Esta parte se encarga de convertir la señal de tensión continua de la batería, que sería la batería real del coche, en una señal de tensión alterna con la misma tensión que la batería; la batería utilizada es de 100 V.

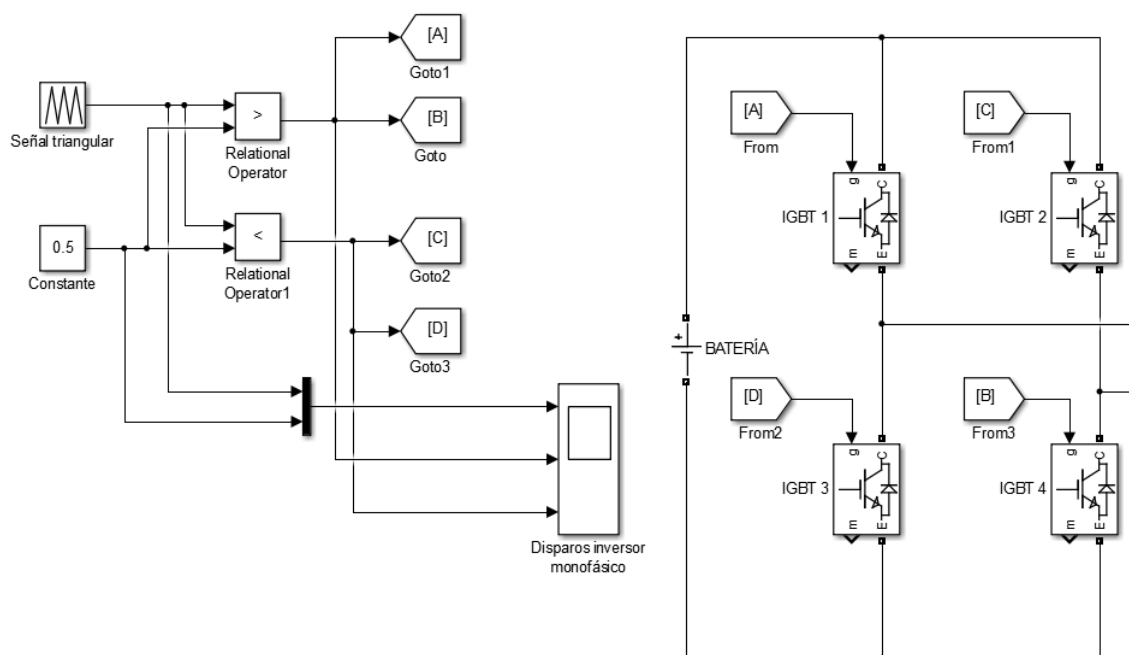


Imagen 14.

Esta conversión se realiza mediante los disparos alternativos de los interruptores estáticos del puente inversor. Cuando se disparan simultáneamente A y B, permaneciendo C y D apagados, la tensión aplicada sería la tensión de la batería, es decir, +100 V. Cuando

se disparan simultáneamente C y D, permaneciendo A y B apagados, la tensión quedaría aplicada en sentido contrario, es decir, -100 V. Las señales a la entrada y a la salida del puente inversor serían las que aparecen en la siguiente imagen.

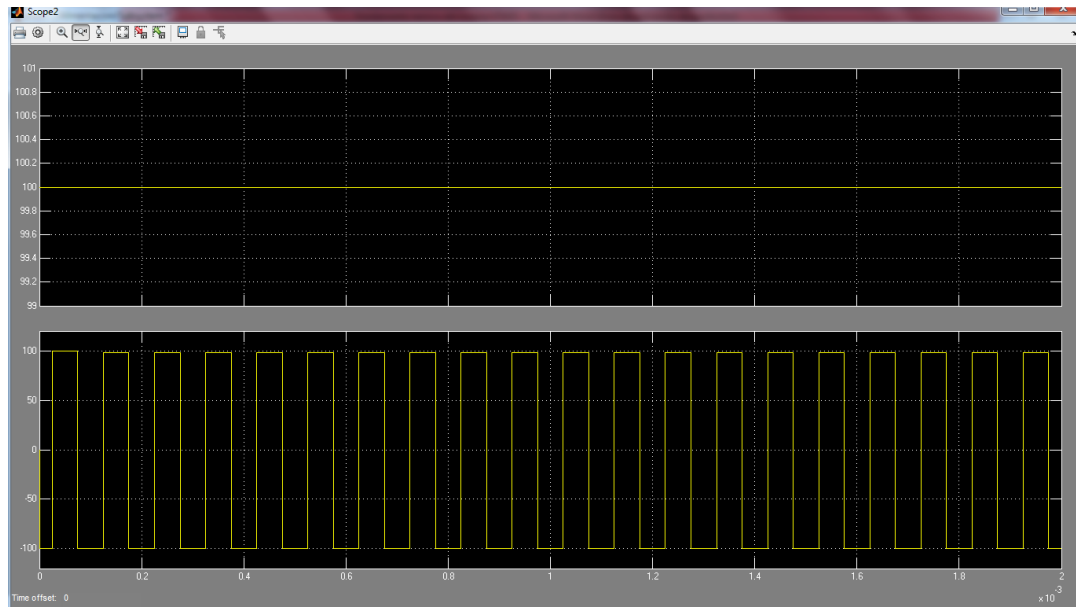


Imagen 15.

Se observa como la señal de entrada (arriba) es una señal continua de 100V, y la señal de salida (abajo) es una señal cuadrada que oscila entre $\pm 100\text{V}$. Aunque la tensión de salida sea una señal cuadrada, la señal de corriente estará amortiguada debido a la inducción de los transformadores.

Los disparos de los interruptores estáticos se realizan mediante comparación. Para los disparos de la parte principal de este proyecto, que es el inversor que alimenta a la carga, se comparó una señal triangular con tres señales sinusoidales; el uso de señales sinusoidales responde a la necesidad de modelar la señal de salida como una senoide, es decir, dar los disparos en función esta para que a la salida obtengamos una señal sinusoidal.

Como en esta parte no se pretende modelar la señal de salida, sino simplemente dar los tiempos de disparos de los interruptores estáticos, se va a comparar una señal triangular con una constante; como anteriormente, los puntos de cruce de la señal triangular con la constante dan los tiempos de disparo de los interruptores estáticos.

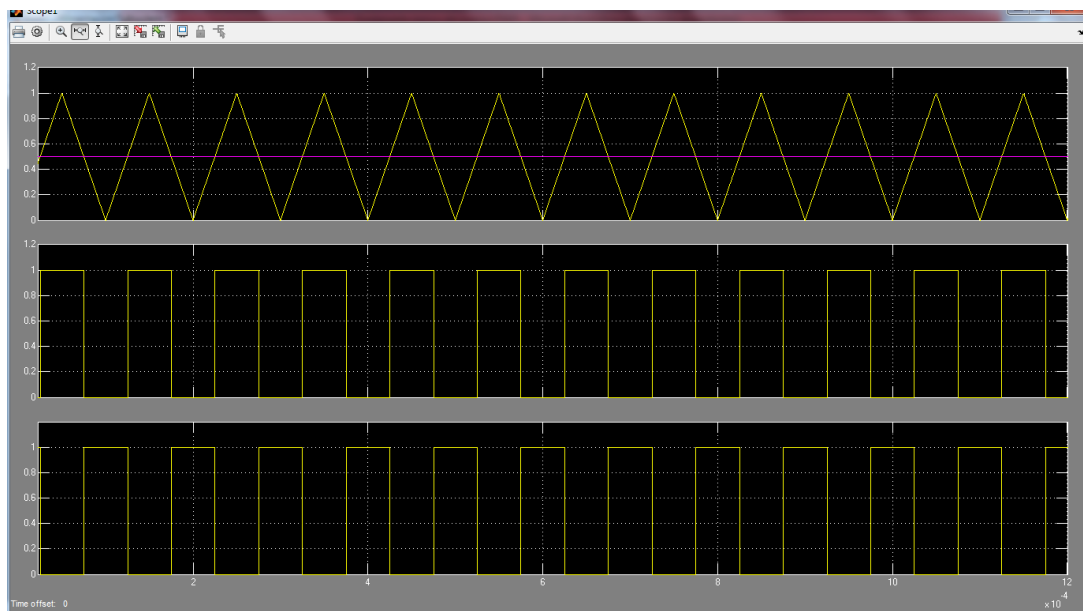


Imagen 16.

En la imagen nº 16 se observan 3 entradas. En la primera entrada se observan las dos señales comentadas anteriormente, la triangular y la constante; en la segunda entrada se observan los tiempos de disparo de los interruptores estáticos A y B, los cuales se activan simultáneamente cuando la señal triangular es mayor que la constante (permaneciendo C y D apagados), y en la tercera entrada se observan los tiempos de disparo de C y D, los cuales se activan cuando la señal triangular es menor que la constante (permaneciendo A y B apagados).

Cabe señalar que estos disparos se podrían generar también con dos generadores de pulsos, pero necesitaríamos desfasarlos 180° , mediante esta comparación se generan los disparos alternativos automáticamente.

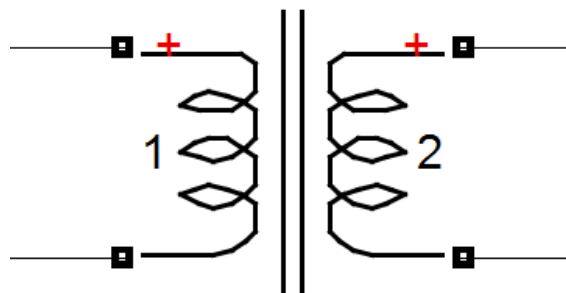
5.1.2.2. Transformador

El transformador se encarga de elevar la tensión alterna que sale del inversor monofásico a valores admisibles para poder alimentar el motor trifásico. Esta elevación de tensión se realiza en una sola etapa, desde los 100 V de la batería hasta los 850 V de salida del transformador; aunque el motor no se alimentará con esos 850V, es necesario obtener una tensión tan elevada debido a que de esta tensión continua se alimentarán las tres fases del motor, lo que quiere decir que mientras alimenta a una de ellas con 400 V, también debe alimentar a las otras dos fases con la tensión correspondiente a cada fase en dicho instante. Por ejemplo, en el instante en que la fase R esté en el punto más alto de la onda de tensión habrá 400V, en la fase S habrá alrededor de unos -120 V, y en la fase T sobre unos +250 V, y todos ellos deben de salir de los 850 V en continua de la alimentación; además se ha subido un poco el valor de la tensión para tener en cuenta las pérdidas del circuito, y tener así 800 V a la entrada del inversor.

El transformador que nos ocupa es un transformador de alta frecuencia, esto significa que para una misma potencia, se reduce el tamaño del transformador, el bobinado, sección de los conductores.... Según la ecuación de Planck:

$$E = h * f \quad (\text{Ec. 4})$$

Donde E es la energía, h es la constante de Planck y f es la frecuencia, la energía depende directamente de la frecuencia; estos transformadores se basan en esa teoría. Los transformadores de alta frecuencia poseen una reactancia muy baja, del orden de microhenrios, sin embargo entregan gran cantidad de energía debido a la alta frecuencia a la que conmutan, del orden de millares de hercios; en nuestro caso hemos puesto una frecuencia de 10 kHz.



Transformador

Imagen 17.

Los valores del transformador son los siguientes:

- Potencia nominal = 168 VA
- Frecuencia = 10 kHz
- Arrollamiento primario:
 - $V1 = 100 \text{ V}$
 - $R1 = 0.1 \Omega$
 - $L1 = 4.5856\text{e-}7 \text{ H}$
- Arrollamiento secundario:
 - $V2 = 850 \text{ V}$

- $R_2 = 0.1 \, \Omega$
- $L_2 = 8.4225e-7 \, H$.

Para concretar estos valores apenas se han hechos cálculos. Las tensiones de ambos devanados eran conocidas, las resistencias se han puesto iguales y de un valor reducido ya que el cobre apenas presenta resistencia y al tratarse de un transformador de alta frecuencia en el que el devanado es más pequeño, presenta menos resistencia aún. Para las inductancias se ha ido probando con varios valores, partiendo de la idea de que un transformador de alta frecuencia presenta inductancias del orden de microhenrios, hasta llegar a dichos valores que no tienen por qué ser los únicos válidos.

Los únicos cálculos que se han realizado son ínfimos, y se han realizado para calcular de forma aproximada la potencia del transformador. Partiendo de los valores nominales del motor, los cuales se pueden ver en el apartado de la carga trifásica, se ha obtenido dicha potencia.

Estando la carga conectada en estrella, como veremos dicho apartado, la tensión nominal es 400 V y la corriente nominal es de 0.42 A; por lo tanto la potencia de nuestro circuito es:

$$S = V * I = 400 * 0.42 = 168 \, VA \quad (\text{Ec. 5})$$

En este caso no es necesario introducir el factor $\sqrt{3}$ ya que el sistema trifásico está al final de nuestro circuito, a la salida del transformador es un sistema monofásico.

En la imagen nº18 se observan las tensiones e intensidades de este proceso.



Imagen 18.

En la primera entrada se observa la tensión de salida del inversor monofásico, una señal cuadrada de ± 100 V (tensión de la batería) que es la tensión de entrada al transformador. En la segunda entrada vemos la corriente que circula por el arrollamiento primario, la cual no es del todo una señal pulsante recta debido a que la inductancia del arrollamiento amortigua la corriente. En la tercera entrada vemos la tensión de salida del transformador, la cual tiene aproximadamente ± 800 V, y es la tensión de entrada al rectificador. Esta tensión tampoco es del todo cuadrada, al contrario que la tensión del primario, al depender de la corriente que circula por el primario y no ser esta una señal cuadrada. En la última entrada se observa la corriente de salida del transformador, la cual posee la misma forma de onda que la corriente del primario al estar amortiguada por la inductancia del arrollamiento secundario. La tensión de salida no será exactamente ± 850 V debido a las pérdidas que hay en el circuito, y las corrientes salen elevadas debido a que la resistencia que se le ha puesto al transformador es de 0.1Ω en ambos devanados; en la realidad no se daría este caso ya que las resistencias son algo mayores. Se observa un instante inicial en el que la tensión del secundario es cero y aumenta hasta llegar a aproximadamente los ± 800 V, como hemos dicho antes, y esto provoca que las corrientes en ambos devanados sean inicialmente muy altas al no haber en dicho instante una fuerza contra electromotriz (f.c.e.m) que se oponga a la fuerza electromotriz (f.e.m) del primario y limite la corriente; a medida que se llega al régimen estable, la f.c.e.m. aumenta, reduciéndose así la corriente hasta llegar esta y la tensión a sus valores estacionarios.

Se observa tanto en las tensiones como intensidades que se cumple la relación de transformación, teniendo una tensión baja y corriente elevada en el primario, y una tensión alta y corriente baja en el secundario; la tensión se multiplica aproximadamente por 8,

dividiéndose la corriente por este mismo factor desde el primario al secundario. En la imagen nº19 se ven más claramente el ciclo de tensiones e intensidades que intervienen en el proceso en su régimen estable.

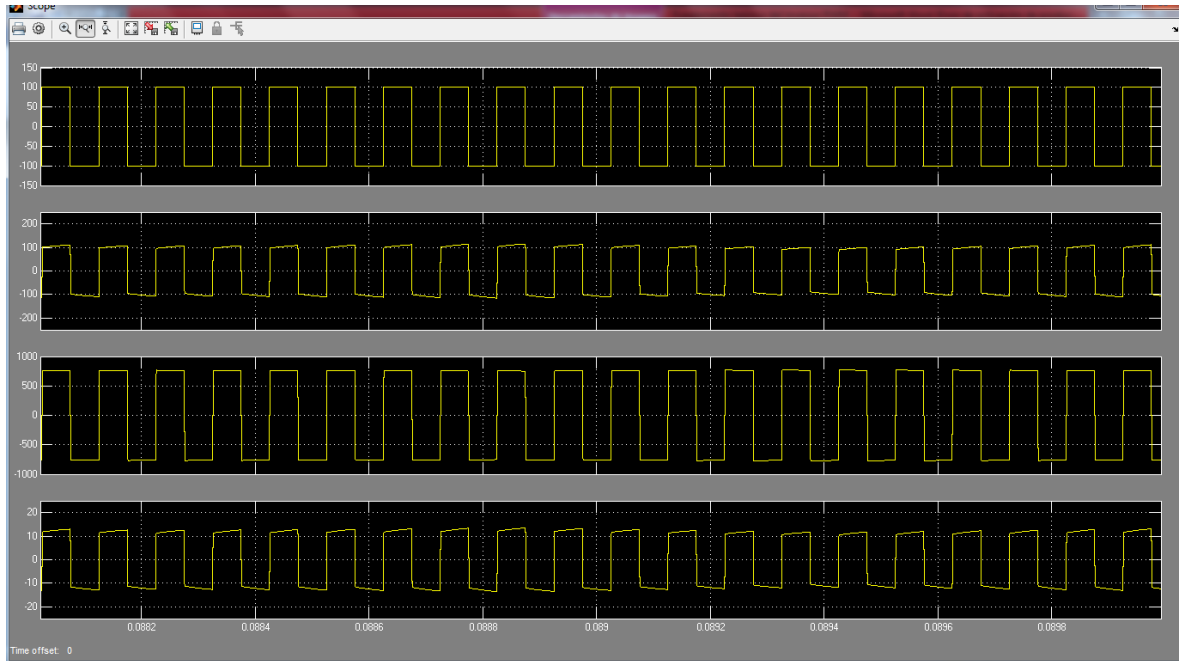


Imagen 19.

5.1.2.3. *Puente rectificador*

El puente rectificador de onda completa consiste en un grupo de 4 diodos dispuesto de tal forma que su tensión de salida sea siempre positiva y alterna. Conducen alternativamente por parejas, es decir, conducen los diodos 1 y 2 durante los semiciclos positivos de la señal de entrada, y los diodos 3 y 4 durante los semiciclos negativos. Si la tensión de entrada es positiva, la corriente circula por el diodo 1 y retorna por el diodo 2, y si la tensión de entrada es negativa, la corriente circula por el diodo 3 y retorna por el diodo 4, entregando siempre a la salida una señal positiva. El puente se dispone como se observa en la figura nº 20.

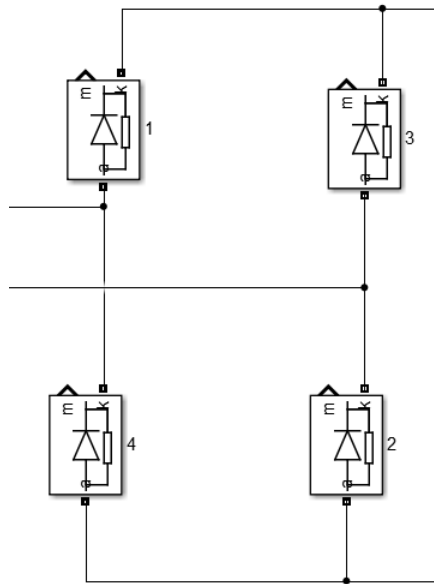


Imagen 20.

De modo que a la entrada tenemos una tensión alterna de aproximadamente ± 800 V, y a la salida tenemos una tensión pulsante positiva (alterna pero siempre positiva) de aproximadamente $+800$ V.

En la imagen n° 21 se observan ambas tensiones, siendo la tensión de entrada la señal de arriba, y la señal de salida del rectificador la señal de abajo de la imagen. Se aprecia que las tensiones no son de 800V exactos, esto es debido a que a la salida del transformador no hay 800 V, sino un poco menos de tensión; cabe señalar que esta pequeña diferencia de tensión no es importante ya que, como se dijo anteriormente, se elevó la tensión a estos niveles para tener en cuenta las pérdidas del circuito antes de alimentar a nuestro motor; además hay que tener en cuenta la pequeña caída de tensión que habrá en el rectificador debido a las resistencias internas de los diodos.



Imagen 21.

Al igual que en el transformador, hay un tiempo inicial en el que la tensión comienza en cero y sube hasta alcanzar su tensión final.

En la imagen nº 22 se observan con más detalle ambas tensiones reduciendo el tiempo de visualización. Se puede ver como ambas ondas tienen alguna pequeña oscilación debida a que la tensión de entrada al rectificador, que es la tensión de salida del transformador, no era una señal cuadrada perfecta debido a la inductancia de los arrollamientos que amortiguaban la corriente.

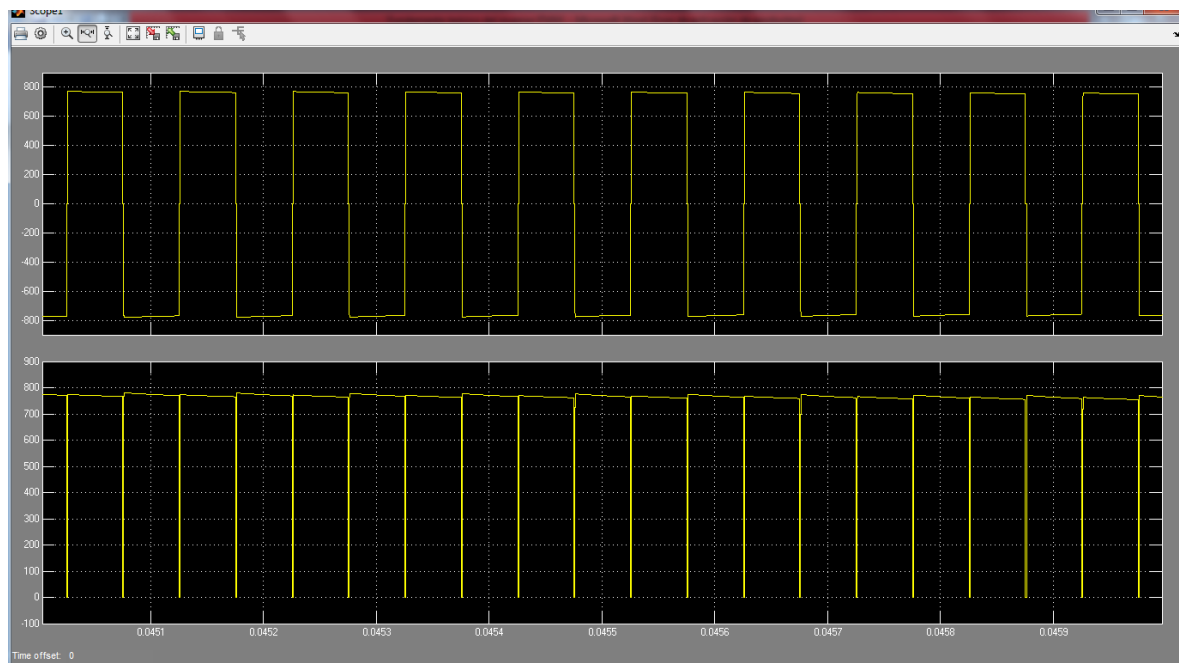


Imagen 22.

5.1.2.4. Filtro

La misión del filtro es establecer la tensión de salida de la fuente de alimentación, ya que a la salida de esta necesitamos una tensión continua. La salida del inversor se hace a través de los conectores 1 y 2, que son los que llevan la señal de salida del bloque de alimentación al inversor trifásico.

La bobina se encarga de amortiguar la corriente de entrada a los condensadores, y estos se encargan de almacenar energía y establecer la tensión para poder alimentar al inversor trifásico.

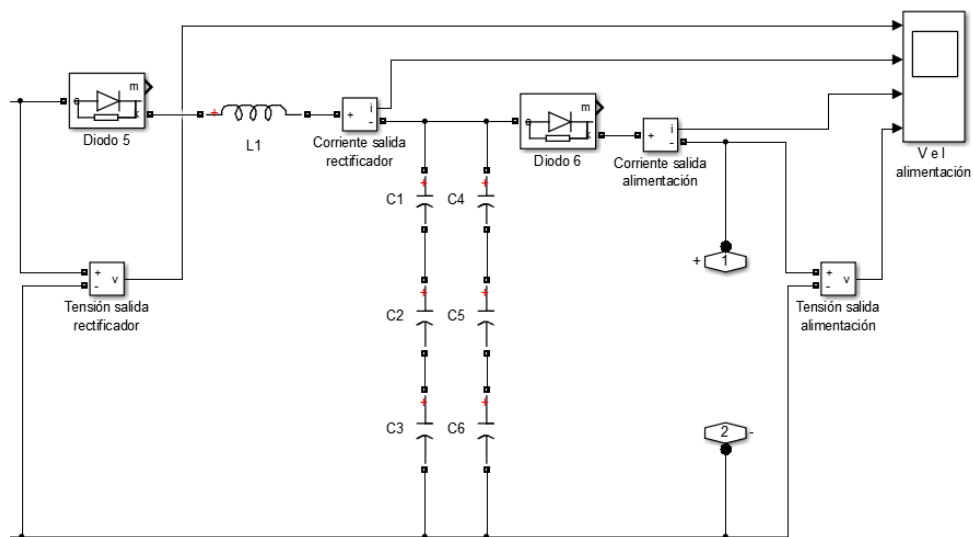


Imagen 23.

Para este bloque se ha utilizado una bobina de 470 μH y seis condensadores divididos en dos ramas en paralelo, cada una de las cuales tiene tres condensadores conectados en serie de 400 V y 330 μF cada uno, que hacen una capacidad total en cada rama de 110 μF al estar en serie, y una capacidad total de 220 μF entre las dos ramas de condensadores, ajustándonos así a valores comerciales tanto de tensión, capacidad e inductancia de los diferentes elementos.

En la imagen nº 24 se ven las tensiones e intensidades que se establecen en este bloque de filtrado.

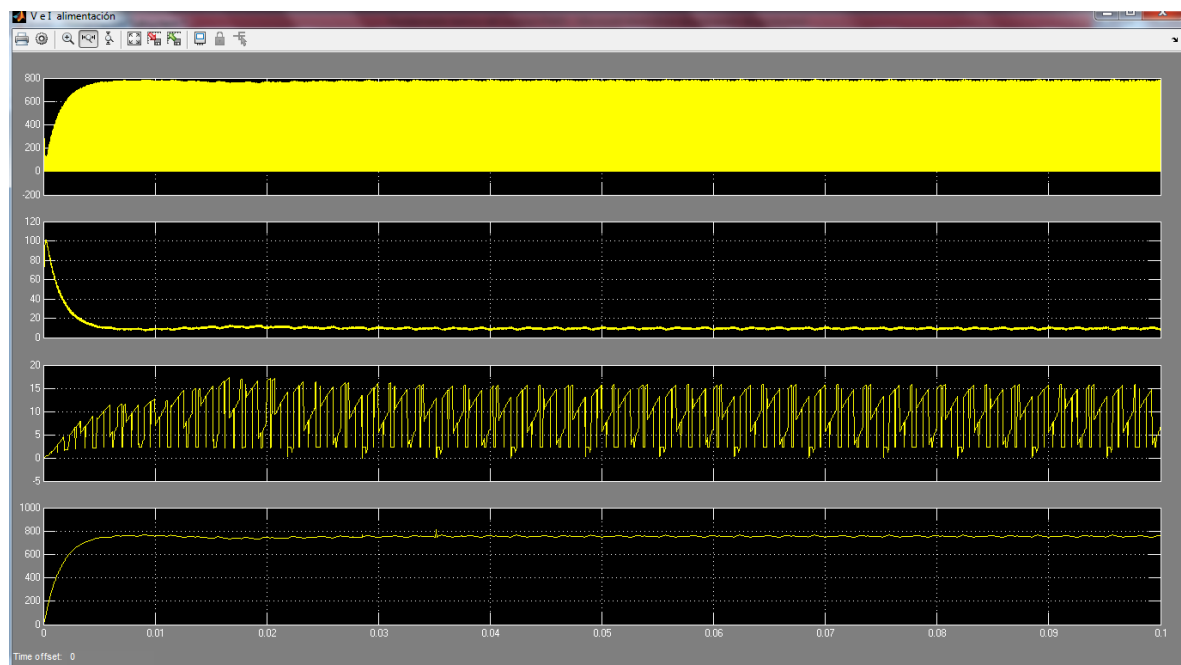


Imagen 24.

En la primera entrada se observa la tensión de entrada al filtro, que es la tensión de salida del puente rectificador. Como ya mencionamos anteriormente, en el instante inicial es nula, y a medida que pasa el tiempo va alcanzando su valor nominal.

En la segunda entrada vemos la señal de la corriente de salida del puente rectificador. Inicialmente esta corriente es muy elevada debido a que en el instante inicial el condensador está descargado, lo que supone un cortocircuito en corriente alterna; a medida que el condensador se va cargando, la corriente va disminuyendo hasta llegar a su régimen final. Esta corriente no es continua, sino que como se observa en la imagen nº 25 tiene un pequeño rizado coincidente con los pulsos positivos de la señal de salida del puente rectificador; empezando a aumentar cuando el pulso positivo empieza, y disminuyendo rápidamente cuando este acaba.

En la tercera entrada se observa la corriente de salida del condensador, es decir, la corriente de entrada al inversor trifásico. Vemos como a medida que el condensador se va cargando, esta corriente va aumentando debido a que el condensador dispone de más energía para entregarle al inversor. La señal tiene esa forma de pulsos instantáneos debido a que la demanda de energía por parte del inversor trifásico no es constante, sino que es instantánea debido a los disparos de los IGBT.

En la cuarta entrada se observa la tensión que hay en bornes del condensador, es decir, la tensión de alimentación del inversor trifásico de unos 750 V aproximadamente. Esta tensión en teoría debería ser continua, pero debido al efecto de la carga y descarga del condensador al no ser la demanda de energía por parte del inversor constante, hace que la tensión tenga un pequeño rizado, aunque este rizado sea insignificante y se pueda considerar una tensión continua.

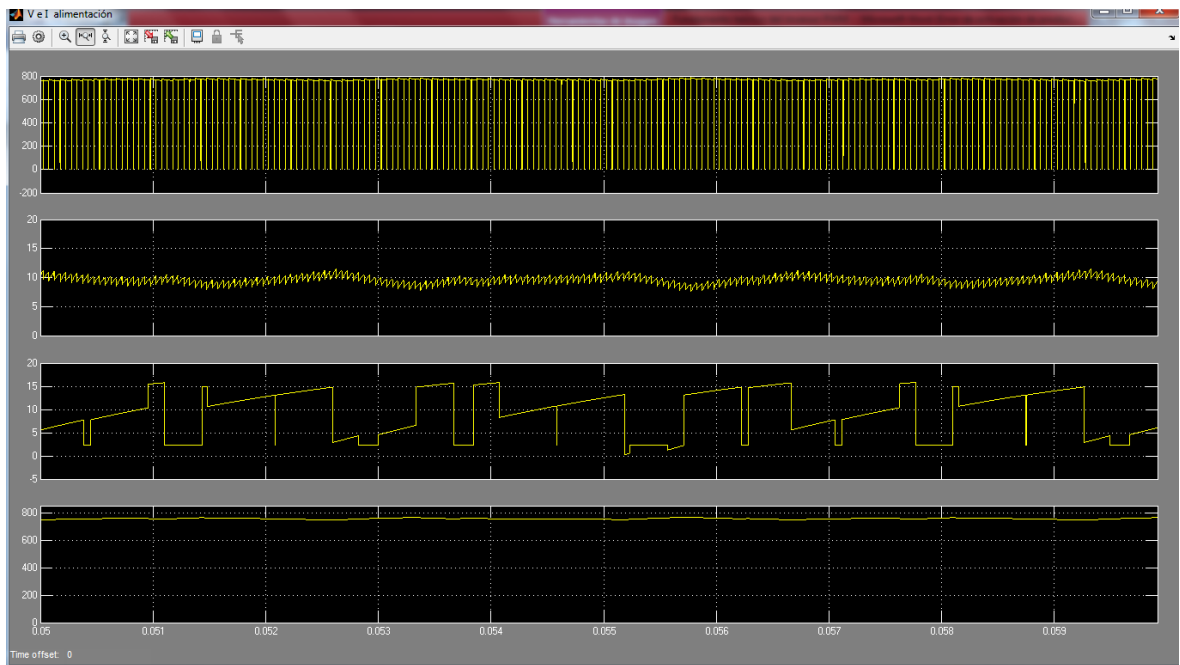


Imagen 25.

5.2. Inversor trifásico

El segundo bloque que nos encontramos en la imagen nº 3 contiene el inversor trifásico propiamente dicho. Como hemos dicho anteriormente, esta parte contiene los interruptores estáticos que convierten la tensión de salida del bloque de alimentación en una tensión alterna trifásica con una forma de onda cuadrada cuyo ancho de pulso varía con el tiempo. En cuanto a la corriente, tendrá una forma de onda que se asemeja a una senoide, estando muy lejos de una forma de onda aceptable, pues tendrá un alto contenido en armónicos como veremos a continuación que será lo que ensucie la onda.

Para explicar el funcionamiento de este bloque se considerará la tensión de alimentación del inversor trifásico continua, y para ahorrar tiempo denominaremos en este apartado a esta tensión V_i . La disposición de los interruptores está representada en la imagen nº 26.

Los interruptores estáticos están numerados del 1 al 6 (S1, S2, S3, S4, S5, S6) por orden de disparo. Para poder distinguirlos en la imagen, los interruptores estáticos son de izquierda a derecha, y de arriba abajo: 1, 3, 5, 4, 6, 2.

Como se puede observar, la fase R está controlada por los interruptores S1 y S4, la fase S está controlada por los interruptores S3 y S6, y la fase T está controlada por los interruptores S5 y S2.

- Cuando se disparan los interruptores S1 y S6, la tensión R-S es $+V_i$.
- Cuando se disparan los interruptores S3 y S4, la tensión R-S es $-V_i$, es decir, la tensión es negativa tomando como referencia la fase R.
- Cuando se disparan los interruptores S3 y S2, la tensión S-T es $+V_i$.

- Cuando se disparan los interruptores S5 y S6, la tensión S-T es $-V_i$, es decir, la tensión es negativa tomando como referencia la fase S.
- Cuando se disparan los interruptores S5 y S4, la tensión T-R es $+V_i$.
- Cuando se disparan los interruptores S1 y S2, la tensión T-R es $-V_i$, es decir, la tensión es negativa tomando como referencia la fase T.

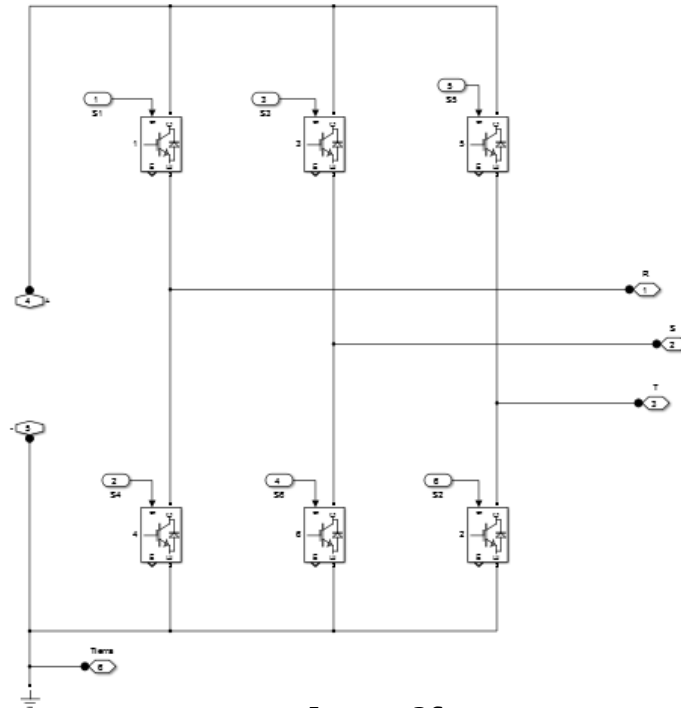


Imagen 26.

Las salidas R, S y T son las salidas que van a la carga trifásica, la cual explicaremos posteriormente.

En la imagen nº 27 podemos ver las diferentes tensiones del bloque inversor. En la entrada 1 tenemos la tensión de alimentación del inversor trifásico, que anteriormente denominamos V_i . En la segunda entrada vemos la tensión de línea entre las fases R-S de salida del inversor, en la tercera entrada vemos la tensión de línea entre las fases S-T de salida, y en la cuarta entrada vemos la tensión entre las fases T-R de salida.

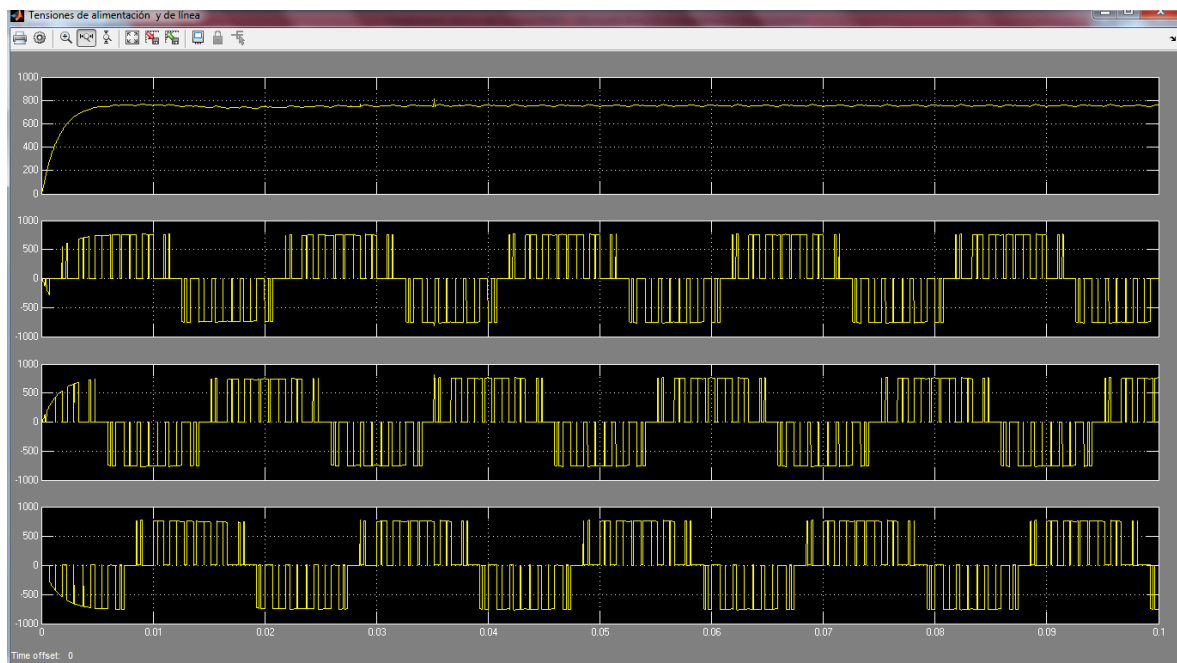


Imagen 27.

En la imagen nº 28 vemos las mismas tensiones con más detalle. Las tres tensiones de línea de salida del inversor, R-S, S-T y T-R, son una sucesión de pulsos rectangulares cuyo ancho de pulso varía con el tiempo. La forma de onda de estas tensiones se asemeja a las formas de onda de disparo de los interruptores estáticos, las cuales se explicaron en el bloque de generador de pulsos; poseen un pequeño rizado debido a que la tensión a partir de la cual se generan no es continua, sino que tiene un pequeño rizado, aunque nosotros la hayamos considerado continua.

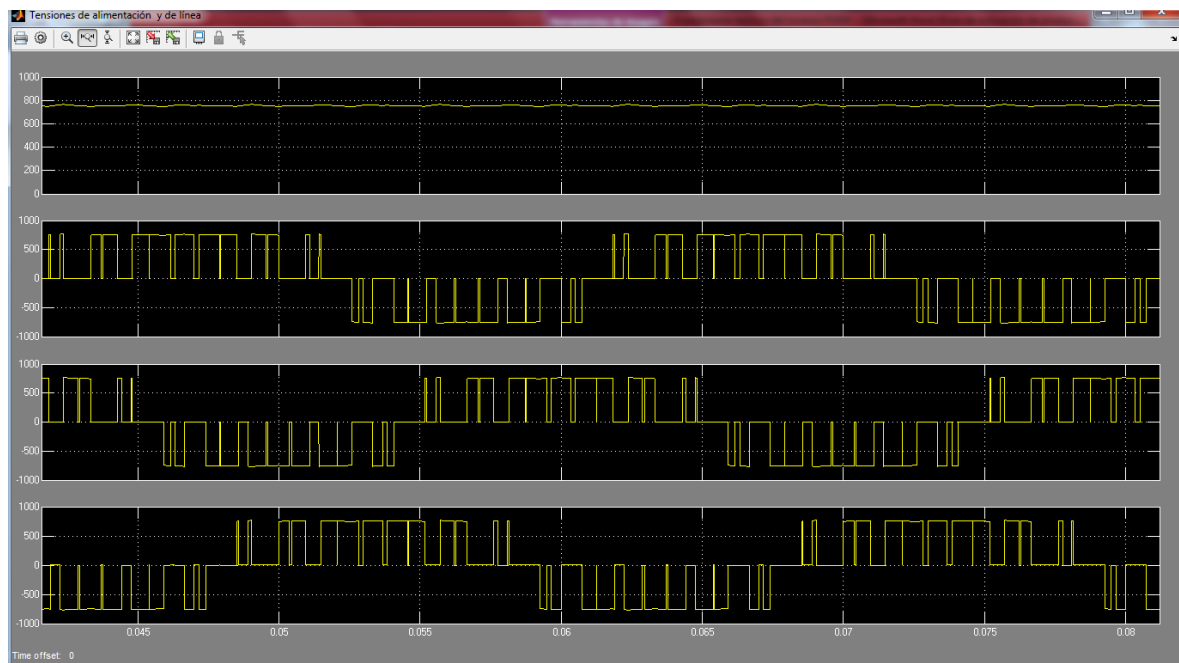


Imagen 28.

Las tres formas de onda de tensiones están desfasadas 120° al igual que sus respectivas señales de orden de disparo.

En la imagen 29 se representan las corrientes de línea de salida del inversor; al estar conectado en estrella, las corrientes de línea son iguales que las corrientes de fase.

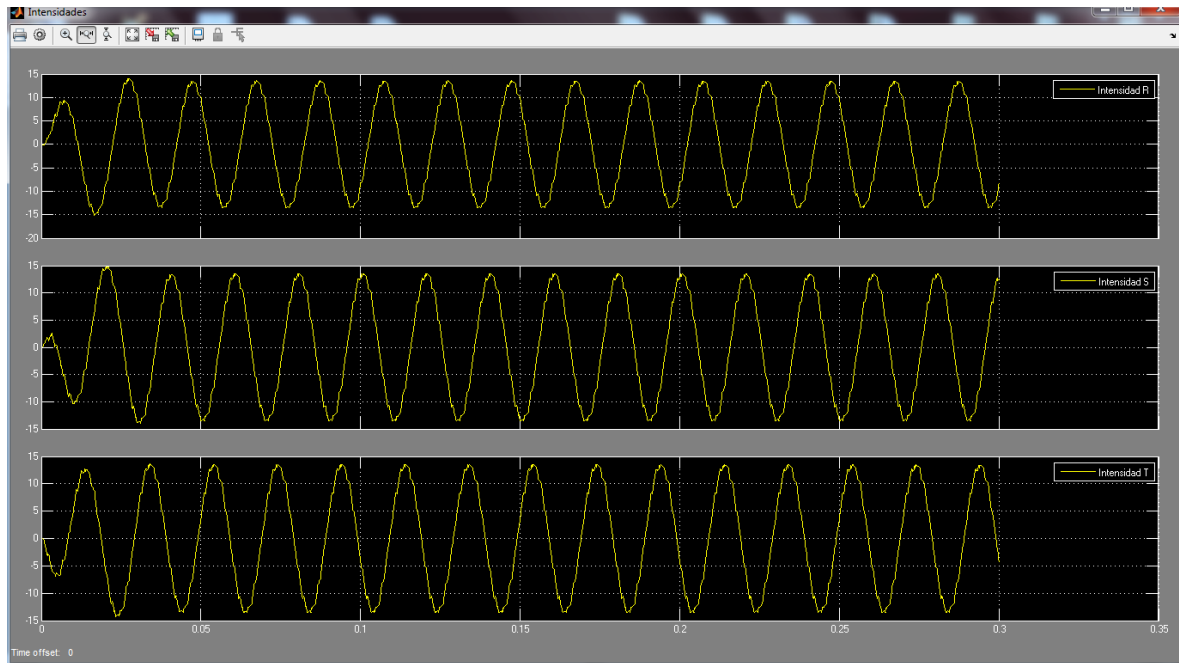


Imagen 29.

Se observa que al principio hay un pequeño transitorio el cual se estabiliza tras una centésima de segundo aproximadamente; este transitorio se debe a que el circuito se encuentra descargado y al empezar a funcionar e ir cargándose la corriente va aumentando.

Como ya se comentó, la forma de onda se asemeja a una senoide pero está algo deformada por causa de los armónicos; estos también causan un aumento de la corriente al circular por el circuito. En el punto siguiente veremos lo referente a los armónicos y como se van a eliminar estos. En la imagen nº 30 se observan con más detalle dichas corrientes.

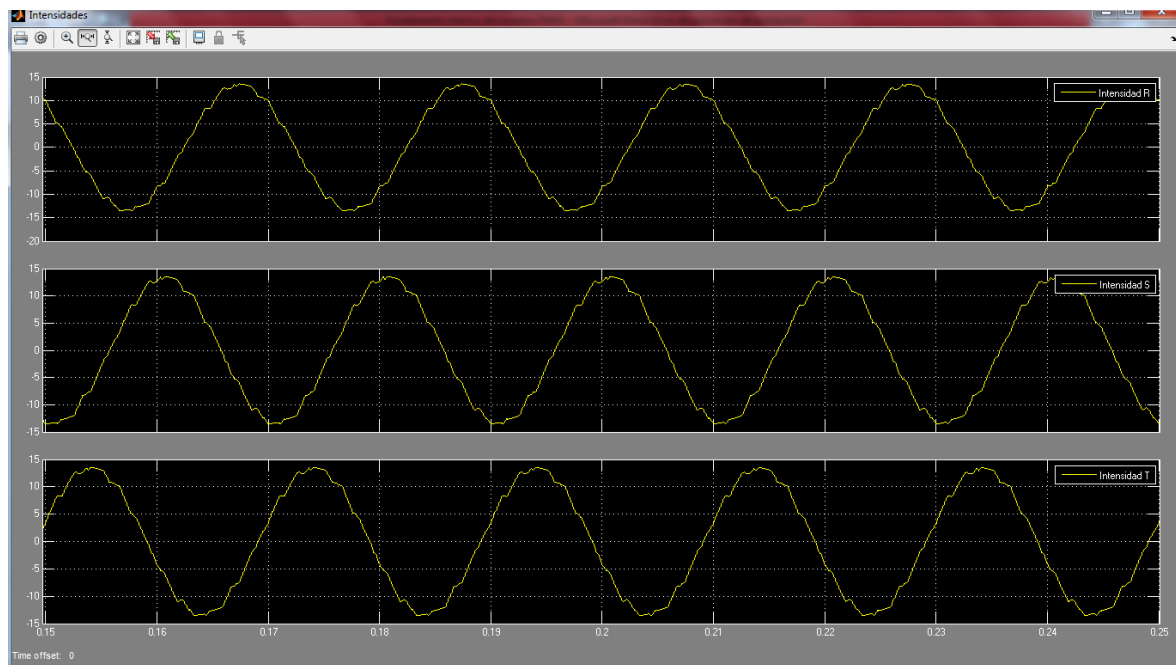


Imagen 30.

5.3. Filtro

El tercer bloque de la imagen nº3 es un filtro, el cual alisa la señal de salida del bloque inversor para que la señal de corriente que llega a la carga que hace las veces de motor trifásico sea lo más sinusoidal y esté lo más limpia de armónicos posible, es decir, teniendo un THD reducido.

El THD es el contenido en armónicos que posee una señal (total harmonic distortion). El valor máximo de THD que puede poseer una señal depende de la utilidad de esta señal, es decir, si es una corriente de una red pública de alimentación en baja tensión, cuyo THD máximo es 8%, o es una corriente de una red industrial, cuyo THD máximo puede ser 5, 8 o 10 % dependiendo de la clase de la red, etc. También existe un límite para el contenido de un armónico de un orden concreto; este límite depende del orden del armónico, siendo los más perjudiciales los de orden 3, 5 y 7. En nuestro caso, para un inversor trifásico, el nivel máximo aproximado de THD que puede poseer su señal es de un 5 %.

En la imagen nº 31 se puede la construcción del filtro. Consiste en un filtro paso bajo, es decir, deja pasar las frecuencias más bajas. Dicho de otra forma, cuanto mayor es la frecuencia de la señal que entra al filtro, menor es la resistencia que opone este para que esta señal circule a través de los condensadores eliminándose así del circuito principal; eliminándose así mejor los armónicos de orden superior.

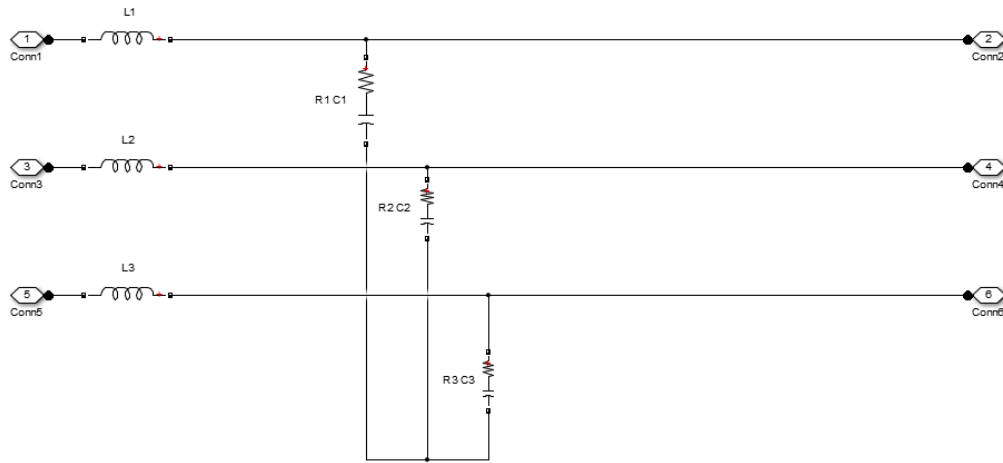


Imagen 31.

El filtro se ha construido en una sola etapa debido a que nuestro circuito no necesita mucho filtrado de la señal y persiguiendo el objetivo del abaratamiento de los costes.

El objetivo de nuestro inversor es la variación de la frecuencia de un motor trifásico, por lo que el filtro deberá funcionar a diferentes frecuencias dando un resultado aceptable en todas ellas; siempre teniendo en cuenta que a unas frecuencias trabajará mejor que a otras. Como el motor escogido trabaja a una frecuencia nominal de 50 Hz, lo cual se verá en el apartado siguiente, se ha escogido una frecuencia más o menos intermedia entre 50 y 0 Hz en el diseño de nuestro filtro para tener margen de aumentar y reducir la frecuencia; dicho de otra forma, se coge una frecuencia más o menos central en el rango de frecuencias del motor en la que el filtro tiene un rendimiento óptimo, y cuando se modifique la frecuencia para aumentarla o reducirla el filtro saldrá de su rendimiento óptimo pero seguirá dando un rendimiento aceptable debido a que estas frecuencias están más o menos próximas a la frecuencia central escogida.

El diseño del filtro no es más que establecer los valores de las bobinas y los condensadores para que las corrientes producidas por los armónicos circulen a través del filtro eliminándose así del circuito principal; esto se consigue a través de la frecuencia de resonancia.

La frecuencia de resonancia es la frecuencia a la cual el circuito presenta la menor impedancia posible al paso de la corriente, es decir, que la reactancia inductiva y la capacitiva se anulan entre sí provocando un cortocircuito si no se ponen resistencias en el circuito. La frecuencia de resonancia escogida es 32 Hz aproximadamente, y las bobinas y los condensadores del circuito se calculan de la siguiente forma:

$$2 * \pi * f = \frac{1}{\sqrt{L * C}} \quad (\text{Ec. 6})$$

$$(2 * \pi * f)^2 = \frac{1}{L * C} \quad (\text{Ec. 7})$$

$$(2 * \pi * f)^2 * C = \frac{1}{L} \quad (\text{Ec. 8})$$

$$\frac{1}{(2 * \pi * f)^2 * C} = L \quad (\text{Ec. 9})$$

$$\frac{1}{(2 * \pi * 40)^2 * 250^{-6}} = 0.1 \text{ H} \quad (\text{Ec. 10})$$

Estando π en radianes, f en hercios, C en faradios y L en henrios.

Aquí se ha escogido un condensador de 250 μF , con lo cual habrá que poner una bobina de 0.1 H según los cálculos anteriores. Estos valores se pueden modificar mientras se siga cumpliendo la ecuación 6 pero hay que tener en cuenta que a medida que se aumenta la capacidad del condensador se reducirá la inductancia de la bobina, esto se traduce en una corriente más elevada en el circuito. Para evitar corrientes demasiado elevadas en el circuito que pueden provocar sobretensiones en la bobina, rotura de los elementos o daño en el circuito, se colocan las resistencias R1, R2 y R3, las cuales limitan la corriente de carga y descarga de los condensadores a valores más admisibles. Hay que tener cuidado a la hora de colocar las resistencias ya que si estas son demasiado elevadas se anularía prácticamente la corriente, impidiendo el correcto funcionamiento del filtro, de modo que los condensadores apenas se cargarían y los picos de tensión que producen las bobinas estropearían en exceso la señal de tensión que llega a la carga.

A continuación vamos a ver las señales tanto de entrada como de salida del filtro, de tensión y corriente. Asimismo analizaremos también el contenido en armónicos de las corrientes de entrada y salida del filtro, viendo así como trabaja nuestro filtro.

En la imagen nº 32 podemos ver las tensiones de entrada al filtro, que son las mismas que ya observamos en la imagen nº 27 a la salida del bloque inversor. Como ya comentamos, tienen un pequeño rizado debido a la alimentación aunque esta se haya considerado continua.

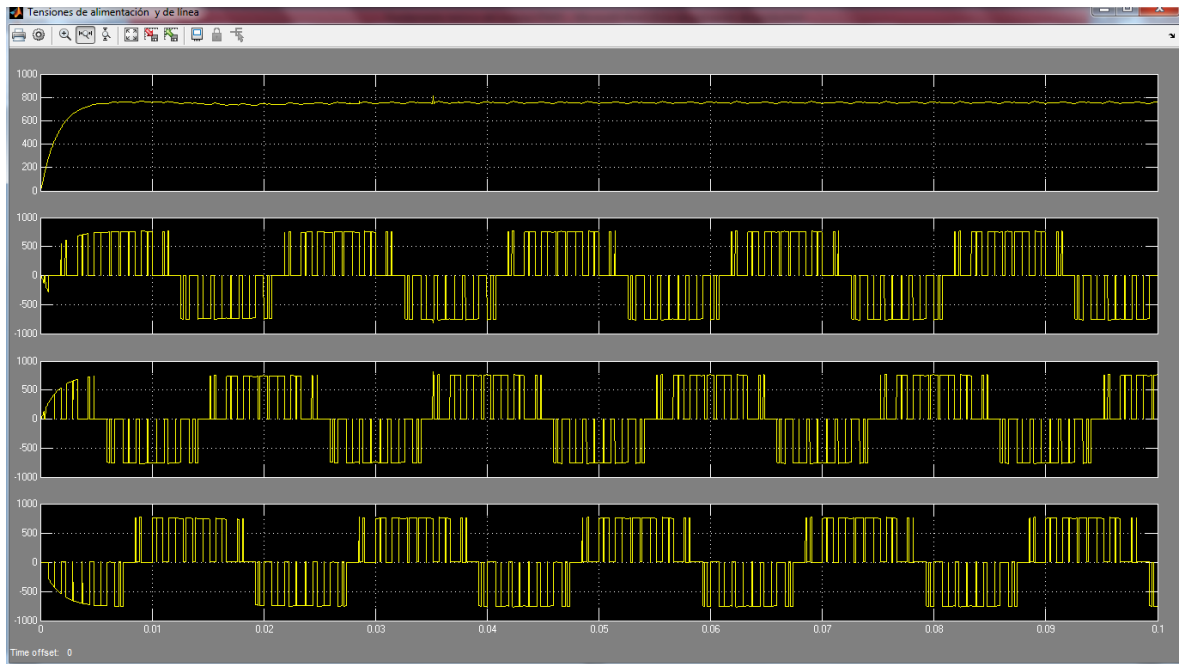


Imagen 32.

En la imagen nº 33 vemos las corrientes de entrada al filtro, que ya dijimos que tenían una forma de onda que se asemeja a una senoide, aun siendo mejorable y algo elevada debido a los armónicos.

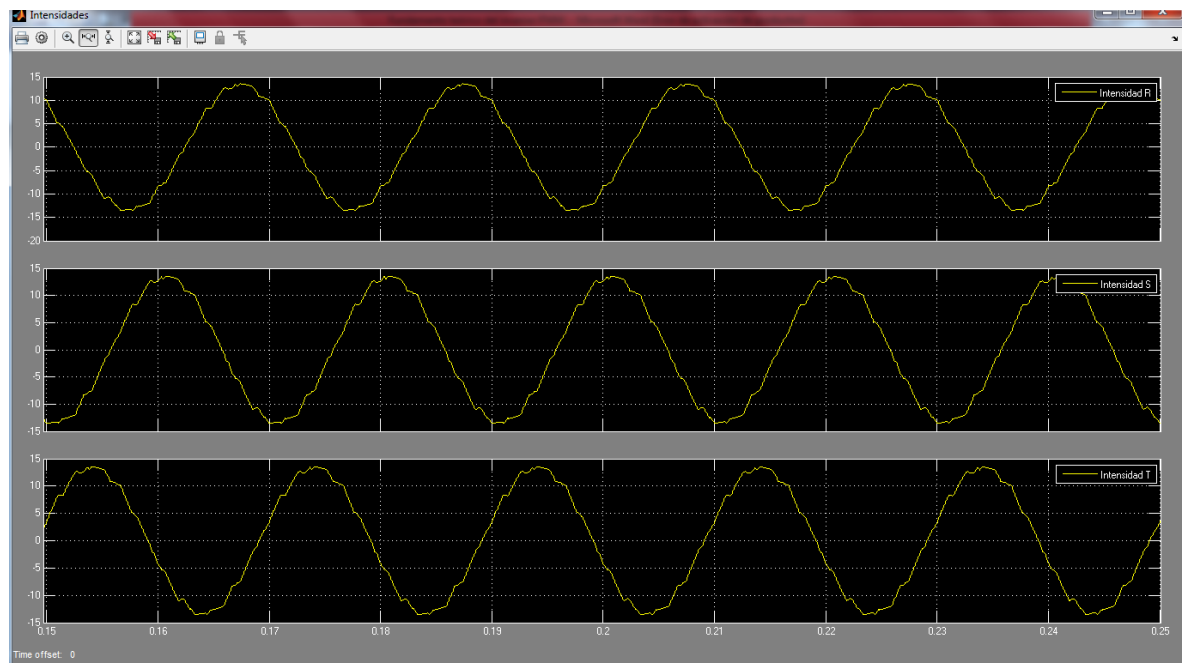


Imagen 33.

A continuación vamos a ver el contenido de armónicos que poseen estas corrientes, y veremos que aunque no es demasiado elevado, posee un valor cercano al THD máximo para un inversor, por lo que se realizará un filtrado para reducirlo lo más posible. Para ello utilizaremos la herramienta de matlab que realiza el análisis en series de Fourier para analizar el contenido de armónicos.

Las imágenes nº 34, 35 y 36 corresponden al contenido en armónicos a la entrada del flitro de la fase R, S y T sucesivamente.

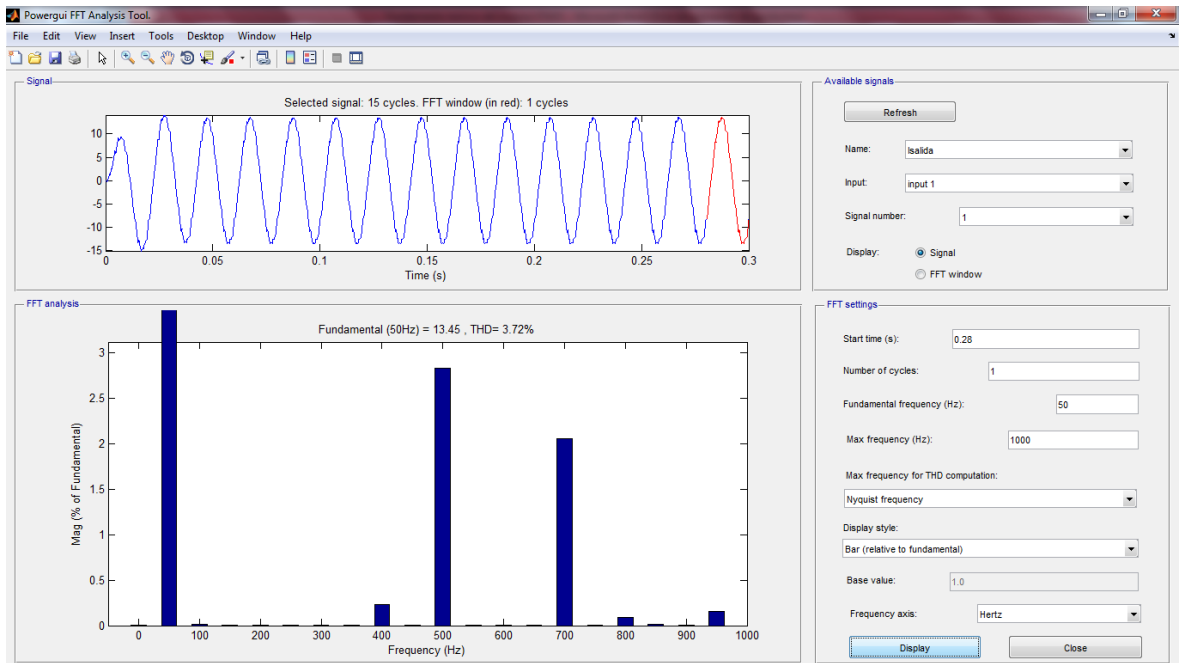


Imagen 34.

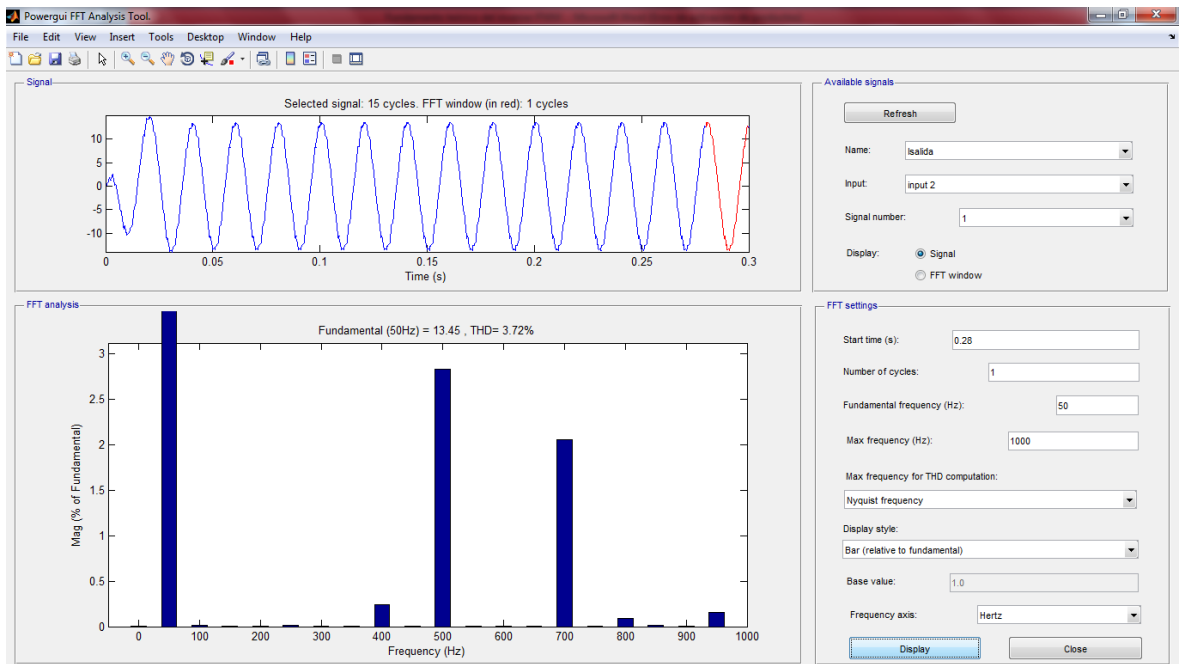


Imagen 35.

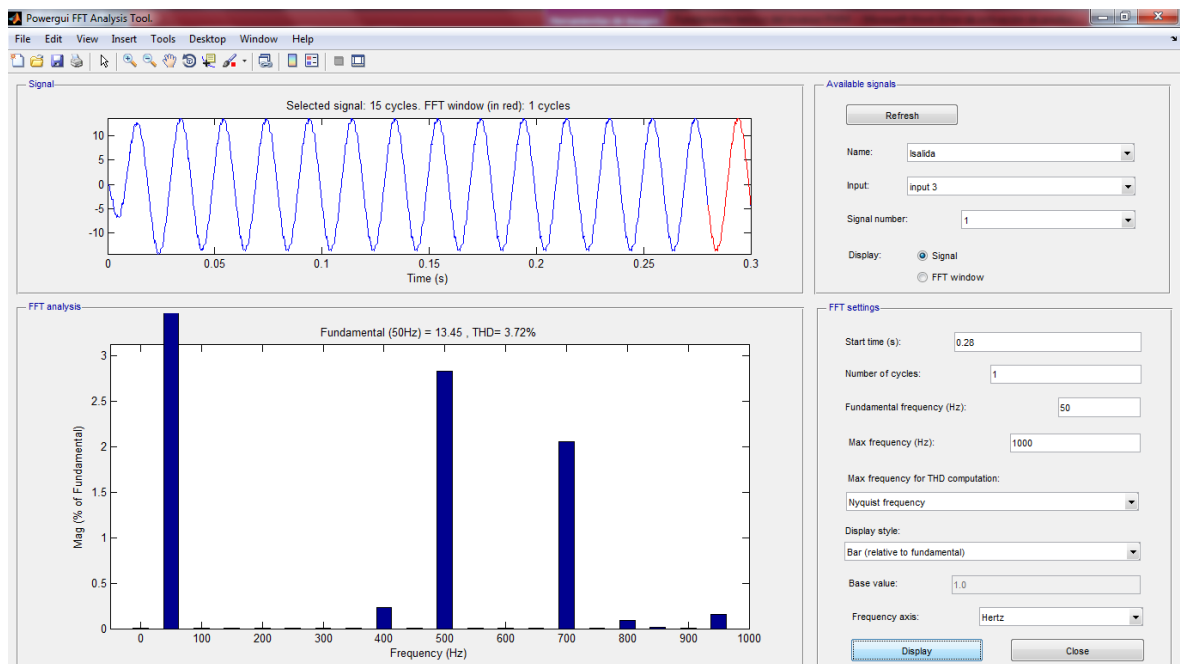


Imagen 36.

Como se observa en el análisis, el contenido en armónicos de las tres señales es el mismo y posee un valor de 3.72% de la onda fundamental, es decir, estarían por debajo del valor máximo admisible de THD para un inversor. También se observa los armónicos de orden 8, 10 y 14 son los que más afectan a nuestras señales, los cuales llegan a tener un valor de un 0.24, 2.83 y 2.05 % respectivamente de la onda fundamental. Al tener las 3 fases el mismo contenido en armónicos se puede deducir que el circuito está totalmente compensado en sus tres fases.

Hemos visto tanto las tensiones de línea como las corrientes a la entrada del filtro, así como su contenido en armónicos, a continuación veremos las tensiones de línea y las corrientes a la salida del inversor incluyendo su contenido en armónicos.

En la imagen nº 37 podemos observar las tensiones de línea a la salida del inversor.

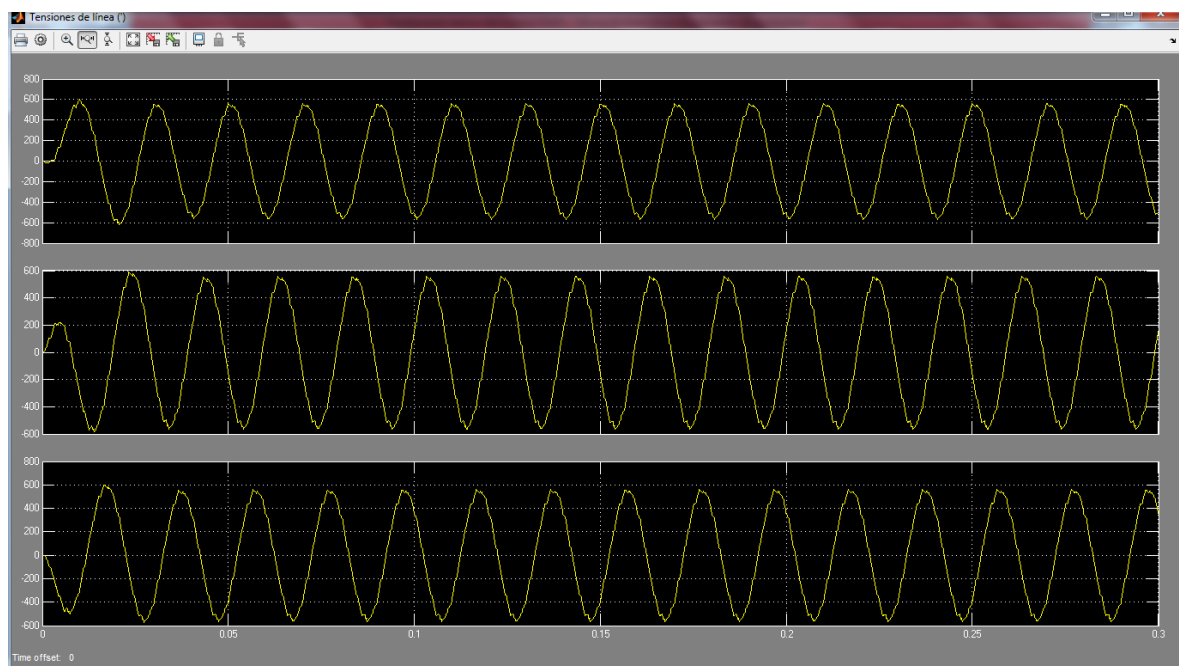


Imagen 37.

Se observa cómo van aumentando hasta llegar a los 600 V prácticamente en el primer ciclo, después se estabiliza la señal alcanzando los 560 V aproximadamente. Esto se debe a que el circuito necesita un pequeño tiempo de estabilización para que las corrientes y tensiones se normalicen; este periodo se denomina régimen transitorio. La señal obtenida se asemeja bastante a una senoide aunque presenta algunas perturbaciones debido a las bobinas de la carga y del filtro, se necesitaría una corriente más elevada para que las bobinas la amortiguasen correctamente obteniendo así una señal de tensión lisa.

En la imagen nº 38 se observa el régimen estable de la tensión con más detalle.

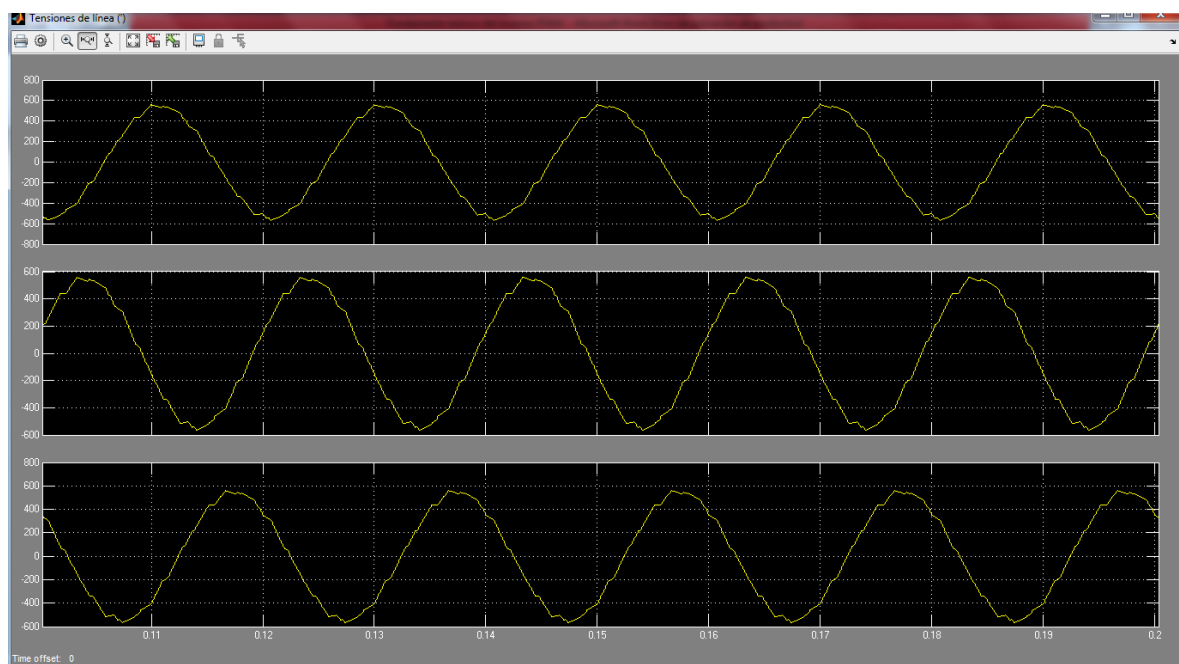


Imagen 38.

En la imagen nº 39 vemos la señal de corriente de salida del filtro, la cual tiene un periodo en el que alcanza un valor máximo de 0.45 A aproximadamente en el primer cuarto de ciclo. Posteriormente se reduce hasta llegar a 0.38, aproximadamente el valor de corriente nominal del motor, que son los 0.42 A. Hay que tener en cuenta que el filtro se ha diseñado para una frecuencia de resonancia de 32 Hz aproximadamente y estos resultados se obtienen con una frecuencia de 50 Hz; el filtro trabajará de forma diferente con diferentes frecuencias.

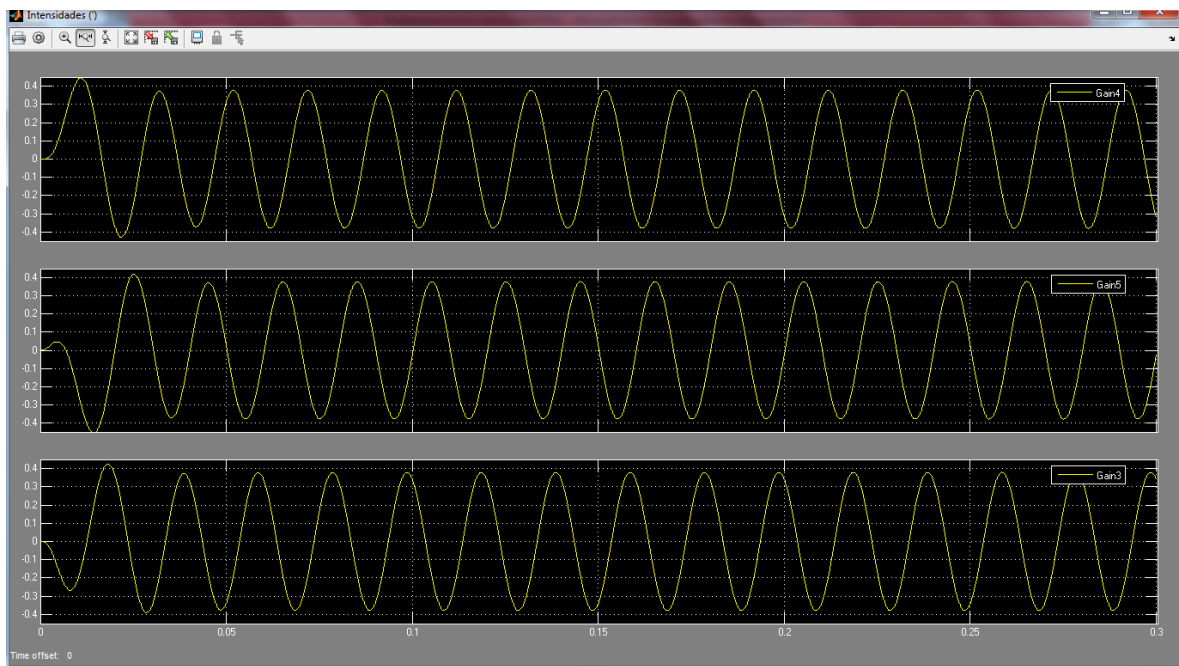


Imagen 39.

En la imagen nº 40 vemos dichas corriente con más detalle en el régimen estable. Se observa como la corriente se ha reducido bastante en parte gracias a la eliminación de armónicos, asimismo la señal de corriente es una señal mucho más lisa que la señal de entrada al filtro.

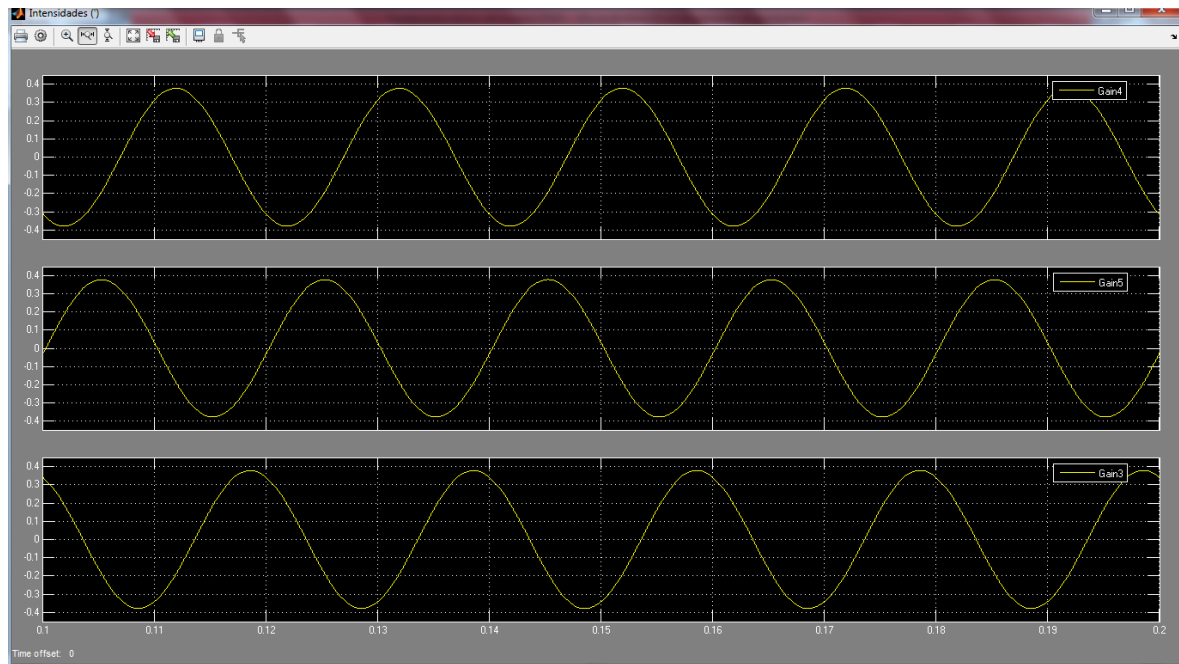


Imagen 40.

A continuación veremos las gráficas del contenido en armónicos de las tres corrientes y veremos cómo se ha reducido el contenido en armónicos.

Las imágenes nº 41, 42 y 43 corresponden a las gráficas del contenido en armónicos de las corrientes de las fases R, S y T respectivamente.

Fase R.

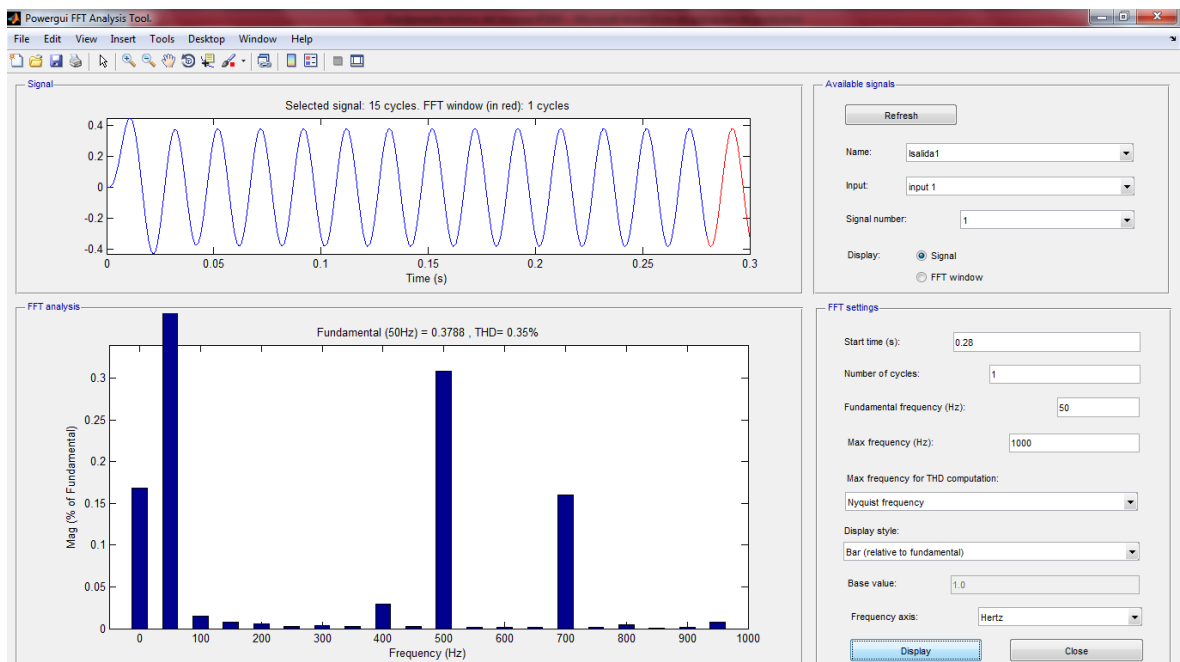


Imagen 41.

Fase S.

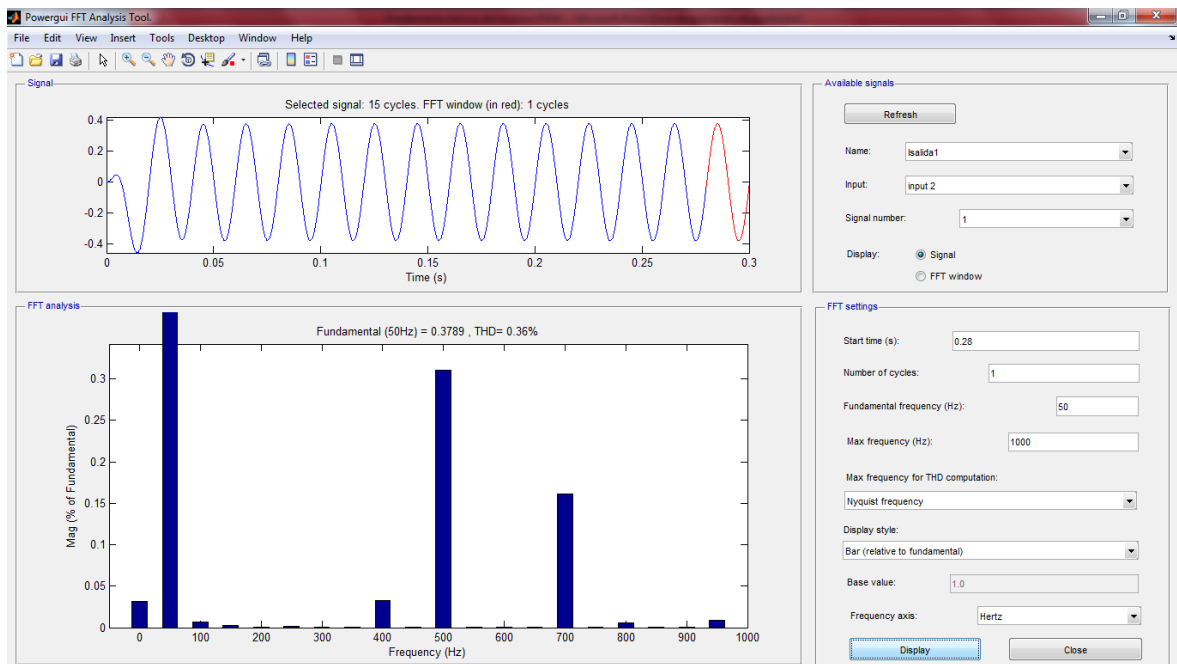


Imagen 42.

Fase T.

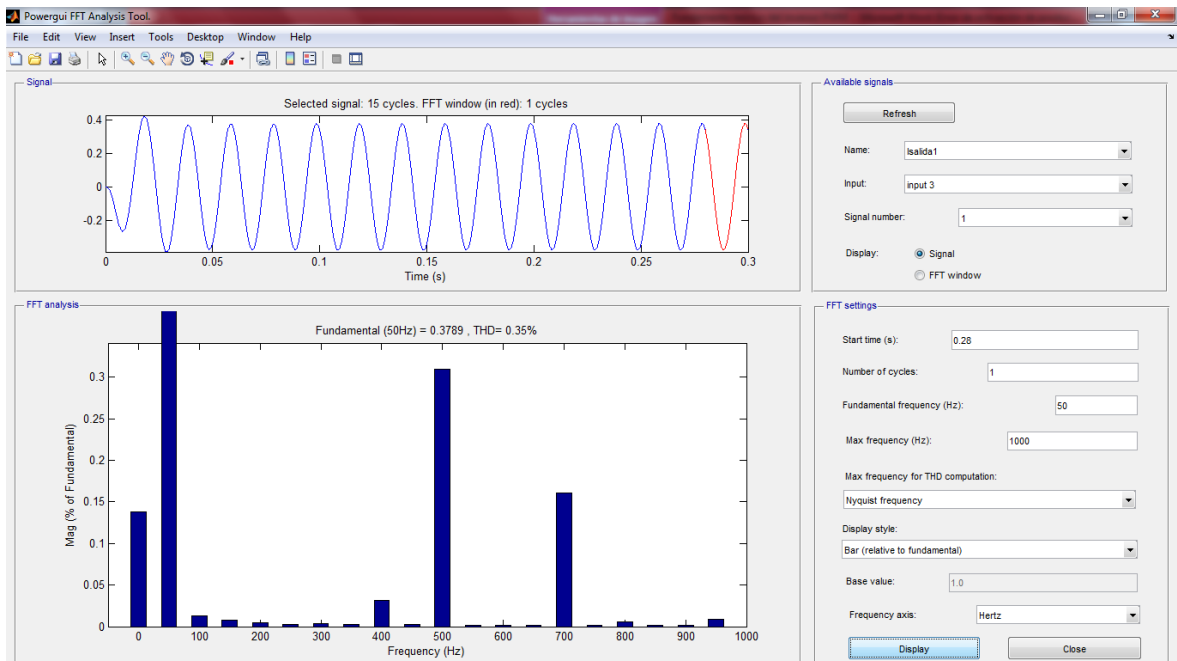


Imagen 43.

Como se puede ver en las gráficas, el contenido en armónicos se ha reducido drásticamente hasta llegar casi al punto de tener una señal limpia; cosa que sería prácticamente imposible, y en caso de ser posible, sería demasiado caro y no sería práctico llegar hasta tal punto.

El THD de las fases R, S y T antes del bloque de filtrado era de 3.72 % de la onda fundamental respectivamente. Los armónicos de frecuencia 400, 500 y 700 eran los que más afectaba a nuestras señales y llegaba a tener un valor en torno al 2.83 % de la onda fundamental el armónico de frecuencia 500.

Después del bloque de filtrado el THD residual es del 0.36 % de la onda fundamental. Los armónicos de frecuencias 400, 500 y 700 siguen siendo los armónicos que más afectan pero ahora representan apenas un 0.3 % aproximadamente de la onda fundamental el más elevado de ellos. Hay que señalar que la relación entre estos armónicos y la componente de continua ha cambiado bastante. Antes del filtrado la componente de continua apenas existía y después del filtrado supone un 0.17% de la onda fundamental lo que significa que ha crecido; esto puede ser debido al comportamiento del filtro a esta frecuencia, los condensadores, los interruptores estáticos, etc. Aun así la componente de continua posee un valor muy bajo y totalmente admisible.

Sería correcto dar por hecho por tanto que nuestro filtro funciona bastante bien viendo los resultados, más aun teniendo en cuenta los límites de THD para un inversor como este. En vista a una futura construcción real del circuito, sería totalmente realizable ya que se han utilizado valores de mercado en los condensadores y resistencias, los valores de las bobinas también son totalmente verosímiles ya que en el caso de no encontrar esos valores en el mercado, se puede bobinar manualmente con un valor a convenir.

5.3.1 *Funcionamiento a diferentes frecuencias.*

Como ya se ha mencionado anteriormente el objetivo de nuestro inversor es regular la velocidad de un motor eléctrico modificando la frecuencia; esto significa que nuestro circuito deberá funcionar a diferentes frecuencias y dar un resultado aceptable en todas ellas.

Todas las imágenes anteriores se han obtenido a una frecuencia de 50 Hz, que es la frecuencia nominal del motor escogido, pero como hay que modificar la frecuencia se mostrarán a continuación los resultados obtenidos a las frecuencias de 40 y 25 Hz para asegurarnos de que cubrimos un gran rango de frecuencias y que nuestro circuito da buenos resultados en todas ellas.

Para no volver a mostrar todas las imágenes solo se mostrarán las imágenes correspondientes a los disparos de los interruptores estáticos, la salida de la alimentación y

las señales de tensión y corriente a la entrada y a la salida del filtro, es decir, la tensión y corriente que llega a la carga para ver como varían estas con la frecuencia ya que al variar esta última se modificaba automáticamente la tensión, así como su contenido en armónicos.

5.3.1.1 Funcionamiento a 40 Hz.

En la imagen nº 44 podemos ver la comparación de las señales portadora y moduladora cuando esta última tiene una frecuencia de 40 Hz. Esta imagen pertenece a la secuencia de disparos de la fase R.

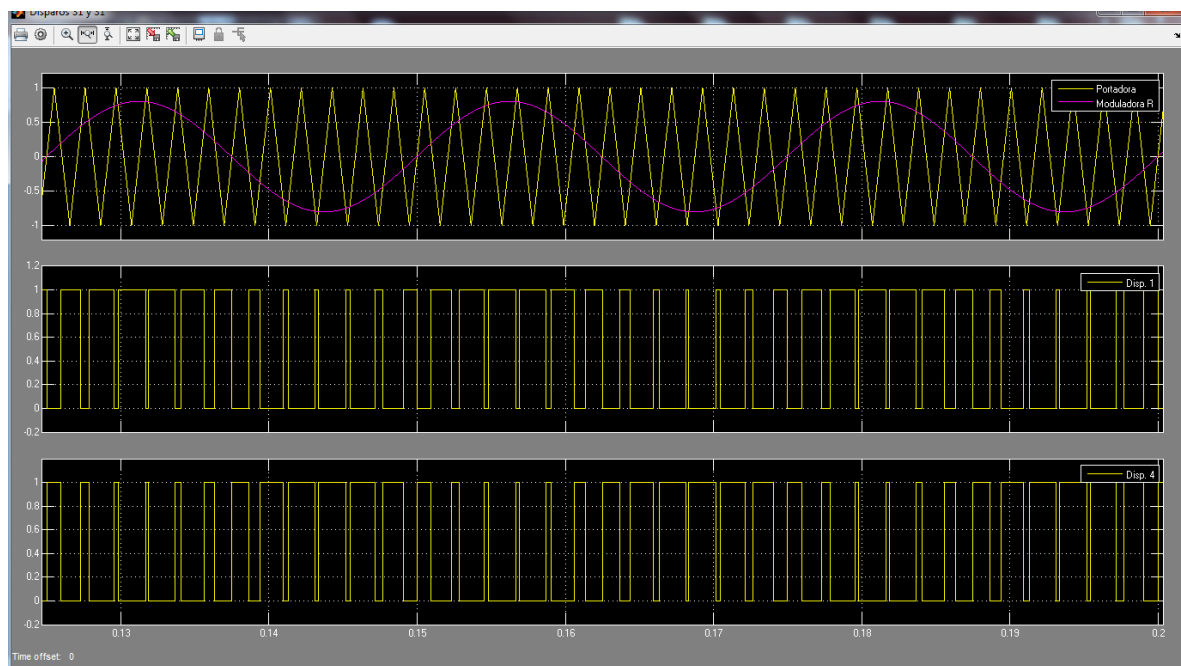


Imagen 44.

Como se observa en la imagen la onda moduladora ha ajustado automáticamente su amplitud para modificar también la tensión de salida según la ecuación nº 3, por lo que a 40 Hz tiene un valor pico de 0.8. La secuencia de disparos de los interruptores estáticos 1 y 4 siguen siendo alternativa y la anchura de los pulsos es algo más estrecha que a 50 Hz. La diferencia de anchura de los pulso entre 50 y 40 Hz no será muy elevada debido a que la amplitud de la moduladora no se ha reducido lo suficiente como para que se note claramente esta diferencia.

En las imágenes nº 45 y 46 se observan las secuencias de disparos de las fases S y T respectivamente, que son iguales que las de la fase R pero desfasadas $\pm 120^\circ$.

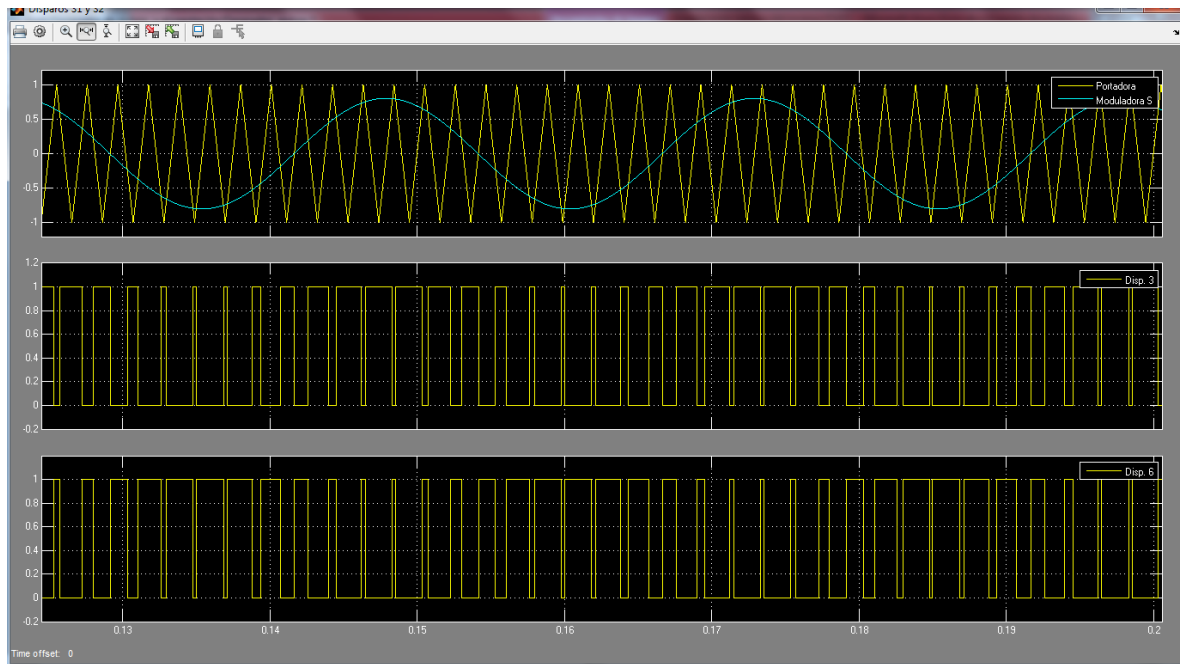


Imagen 45.

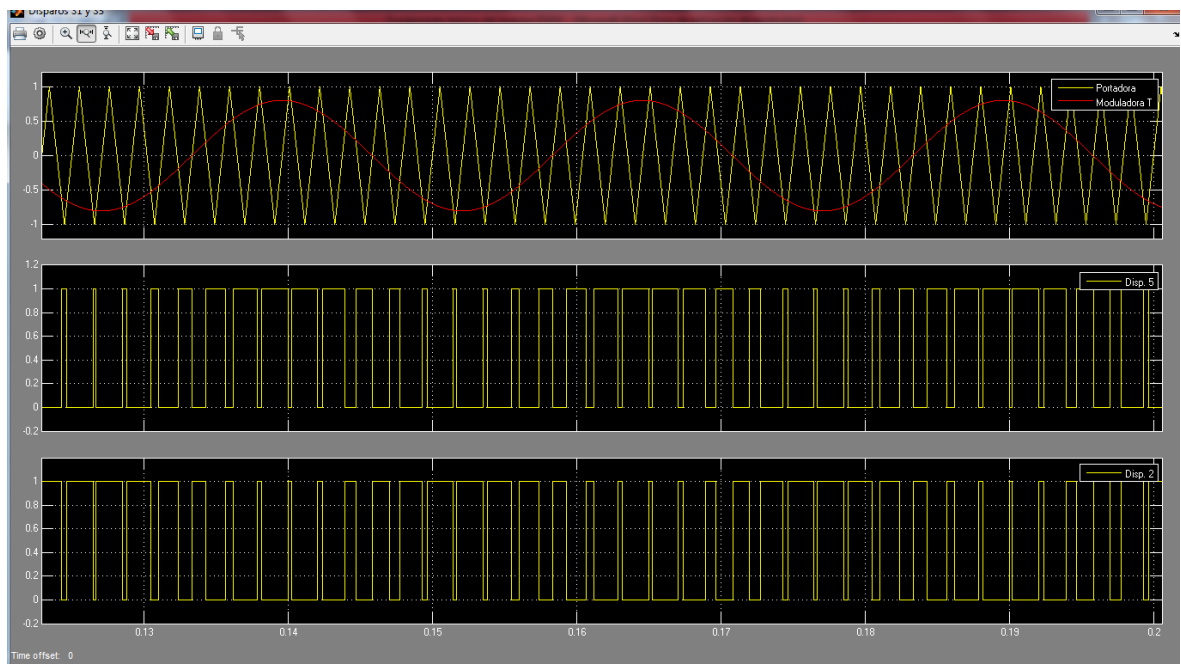


Imagen 46.

En la imagen nº 47 podemos ver la salida de la alimentación. Se observa como hay un pequeño aumento de tensión tanto a la salida del puente rectificador como a la salida hacia el inversor trifásico debido a la menor demanda de energía por parte de este, esto provoca que esta energía sobrante se almacene en los condensadores. En cuanto a las corrientes, la que entra al filtro de la alimentación sigue teniendo un rizado aunque se ha reducido mínimamente; en la señal de la corriente que sale hacia el inversor trifásico (tercera entrada) se observa que los pulsos de demanda son menos numerosos que a 50 Hz,

lo que es de esperar, y su valor pico no se ha reducido prácticamente nada ya que la disminución de frecuencia no es muy grande.

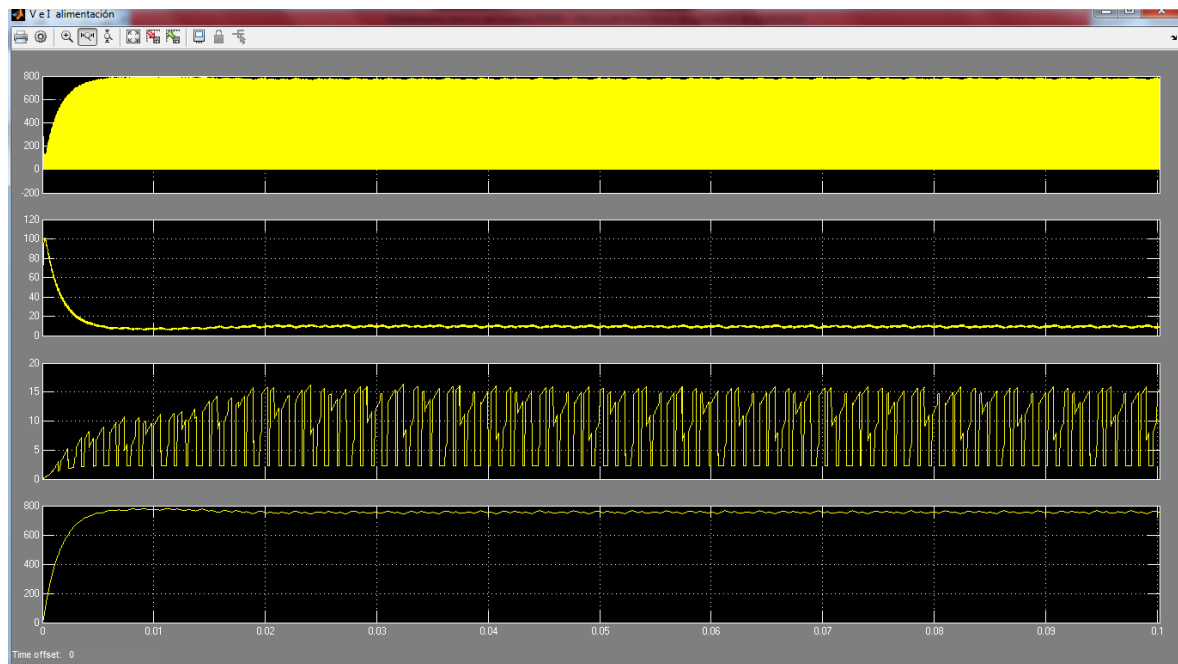


Imagen 47.

A continuación veremos las tensiones e intensidades que llegan al filtro y a la carga, así como el contenido de armónicos de la señal de corriente. Como el contenido en armónicos es el mismo en las 3 fases, como veremos a continuación, solo se pondrán imágenes correspondientes a la fase R con el objetivo de no sobrecargar el presente texto. En las imágenes nº 48 y 49 podemos ver las tensiones e intensidades que llegan al filtro.

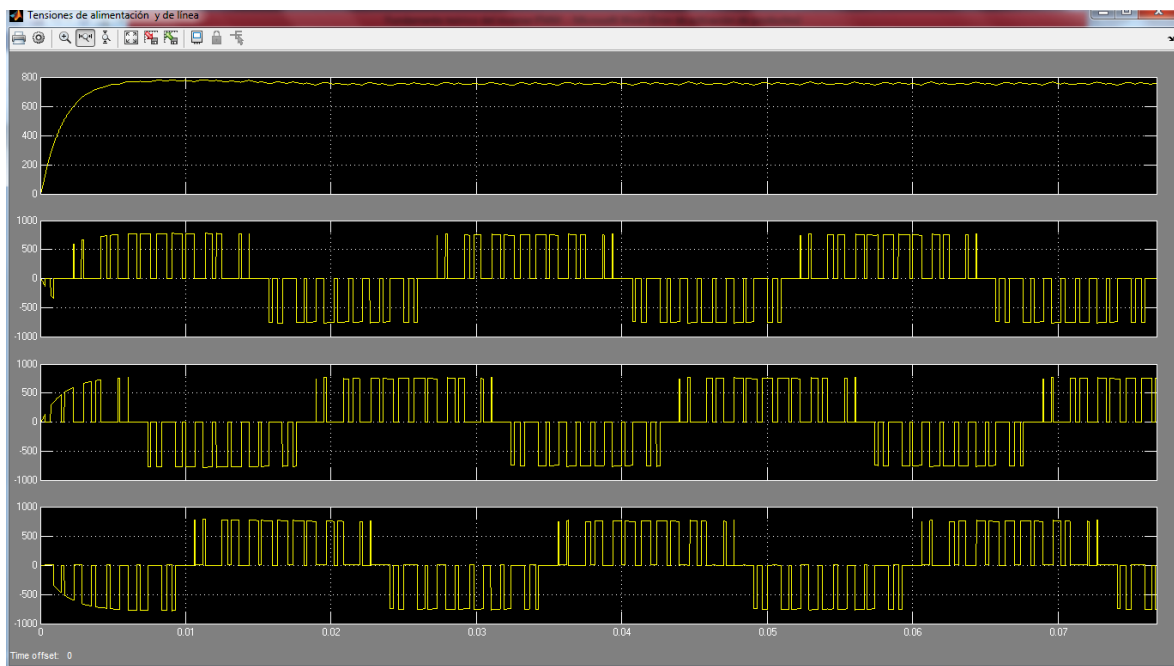


Imagen 48.

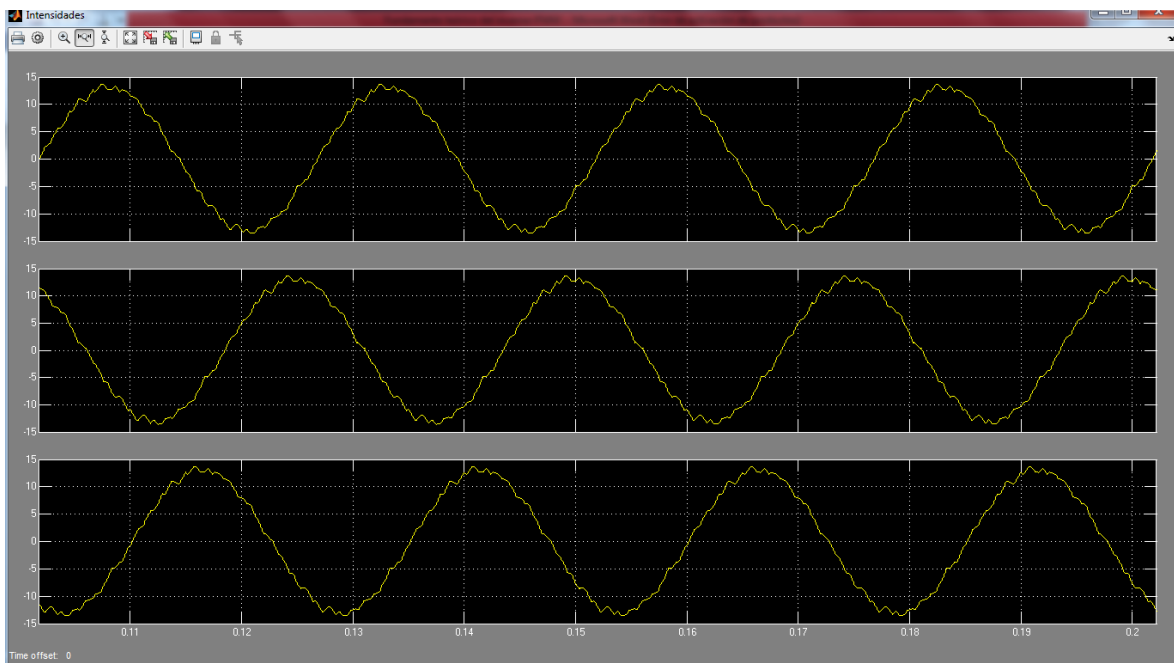


Imagen 49.

Como se observa en las imágenes la amplitud de la tensión de alimentación no ha variado, la modificación que se produce en la señal de tensión es en la anchura de los pulsos de la señal de disparos de los interruptores estáticos, que al ser algo más pequeña la tensión eficaz que llega a la carga es más pequeña; la corriente prácticamente es igual que a 50 Hz ya que la frecuencia se ha reducido muy poco.

En las imágenes n° 50 y 51 podemos ver las tensiones e intensidades que llegan a la carga.

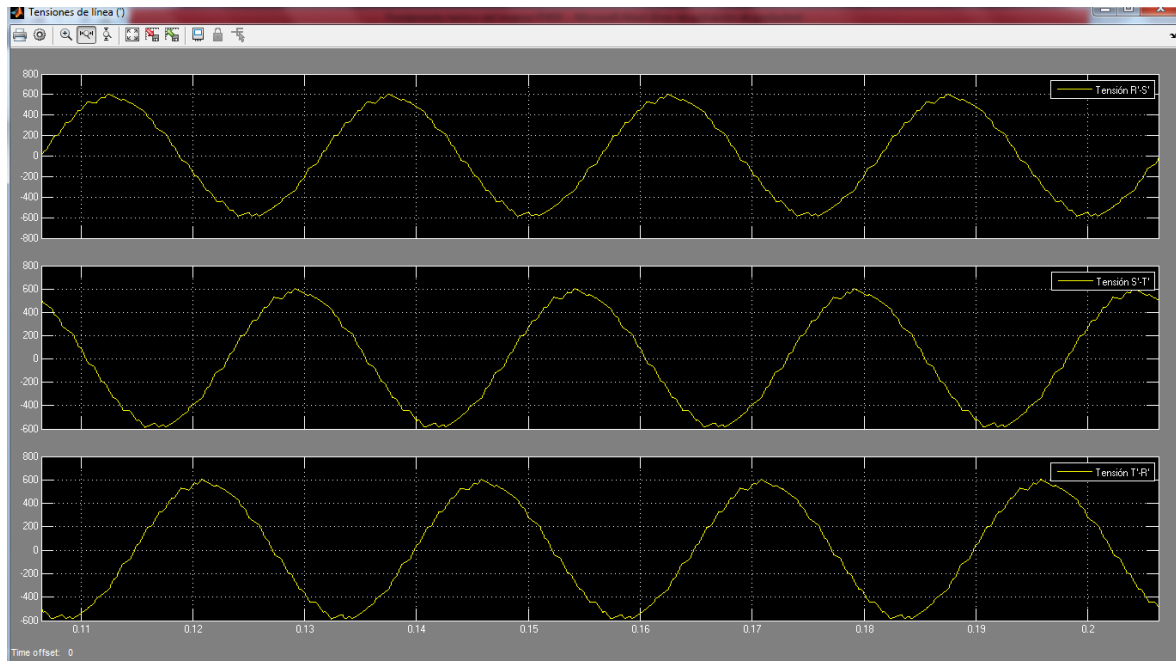


Imagen 50.

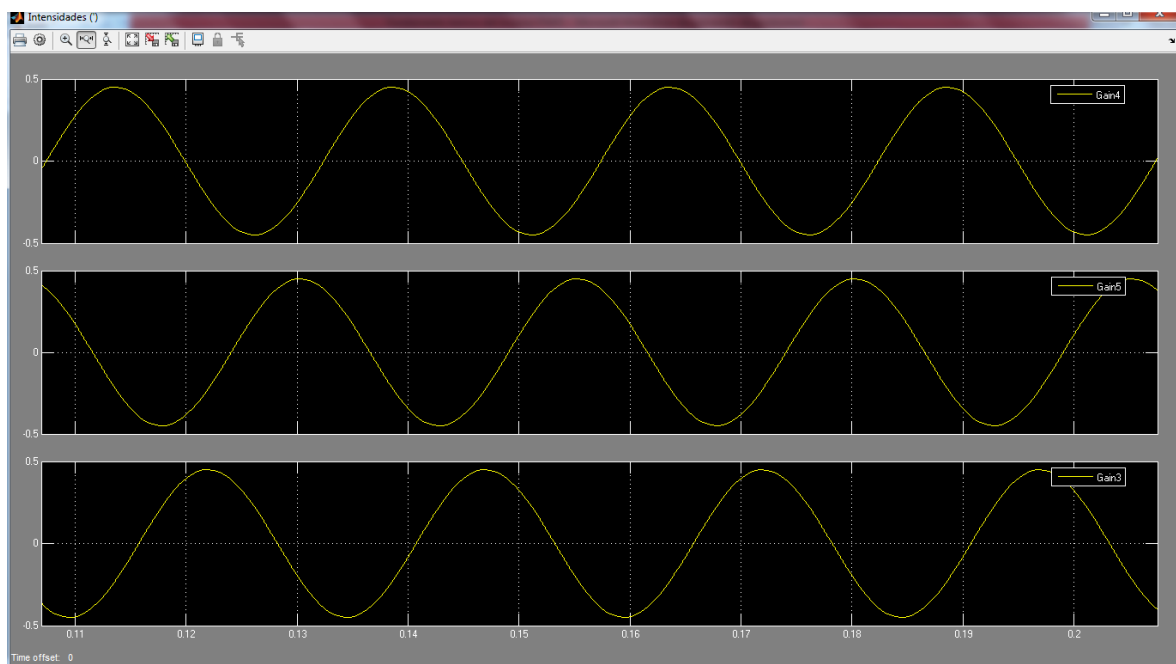


Imagen 51.

En las imágenes se observa como la tensión y la intensidad a la salida del filtro son algo mayores que con una frecuencia de 50 Hz, aunque este aumento es muy pequeño; esto es debido a que a medida que bajamos frecuencia nos acercamos a la frecuencia de

resonancia a la que se diseñó el filtro de 32 Hz aproximadamente, por lo que la resistencia que oponga el filtro será menor al paso de la corriente, y al aumentar esta aumenta la tensión en la carga, además de que en el filtro hay menos caída de tensión debido a la reducción de frecuencia. En las imágenes nº 52 y 53 se puede ver el contenido en armónicos de las corrientes de entrada y salida del filtro respectivamente.

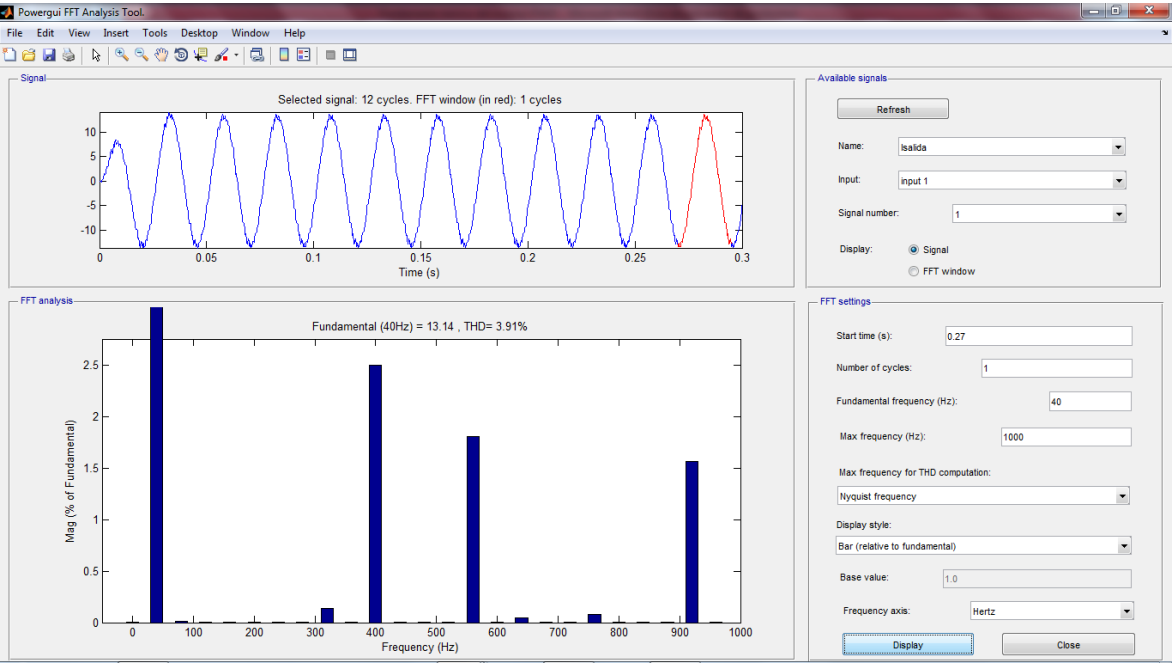


Imagen 52.

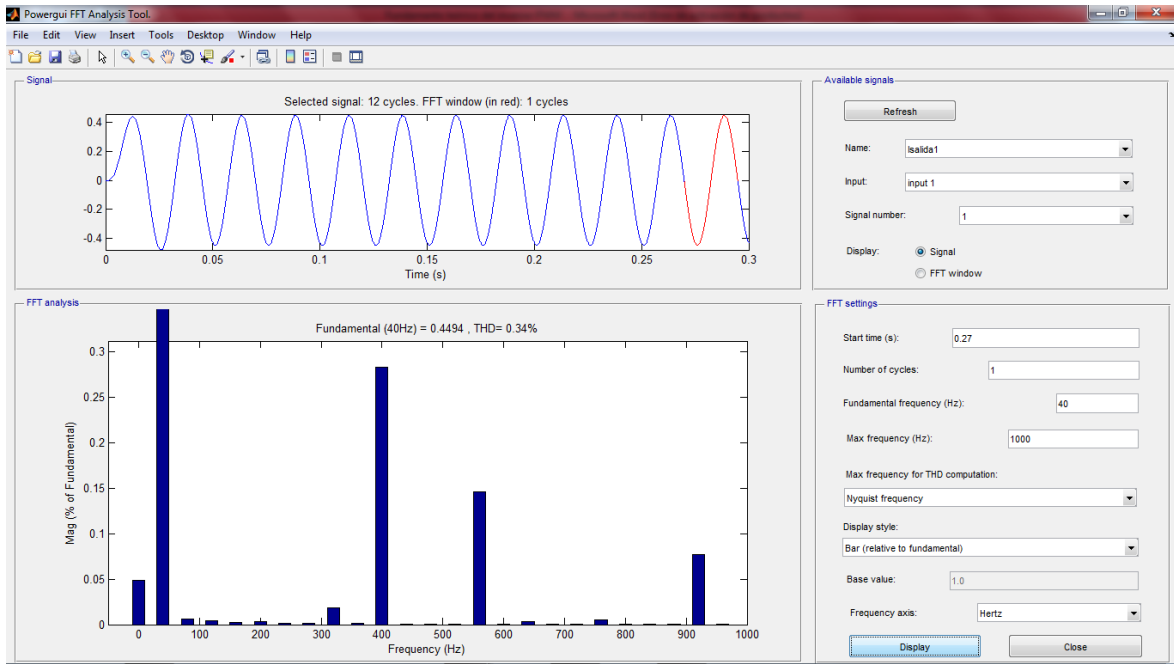


Imagen 53.

En primer lugar hay que destacar que el funcionamiento del filtro no ha cambiado en exceso con respecto a la frecuencia de 50 Hz. A 50 Hz los armónicos que más afectaban a nuestro circuito eran los de orden 10 y 14 siendo estos los correspondientes a las frecuencias 500 y 700 Hz; a 40 Hz los que más afectan son los de orden 10 y 14 también pero son los correspondientes a las frecuencias de 400 y 560 Hz. El nivel de THD a la entrada del filtro ha aumentado con respecto a 50 Hz de 3.72% a 3.91%, sin embargo se ha reducido a la salida del filtro de 0.36% a 0.34%; estos pequeños aumentos y reducciones se deben que la frecuencia no se ha variado lo suficiente como para verse con claridad, como se comentó anteriormente. También se observa que a medida que nos acercamos a la frecuencia de resonancia el filtro ofrece un mejor resultado como era de esperar.

5.3.1.2 Funcionamiento a 25 Hz.

En el apartado anterior vimos como trabajaba nuestro circuito a una frecuencia de 40 Hz, una frecuencia por encima de la frecuencia de resonancia a la que se diseñó el filtro, ahora vamos a ver cómo trabaja a una frecuencia por debajo de la frecuencia de resonancia. Esta frecuencia será de 25 Hz.

En las imágenes nº 54, 55 y 56 vemos la generación de los pulsos que activan los interruptores estáticos de las fases R, S y T respectivamente.

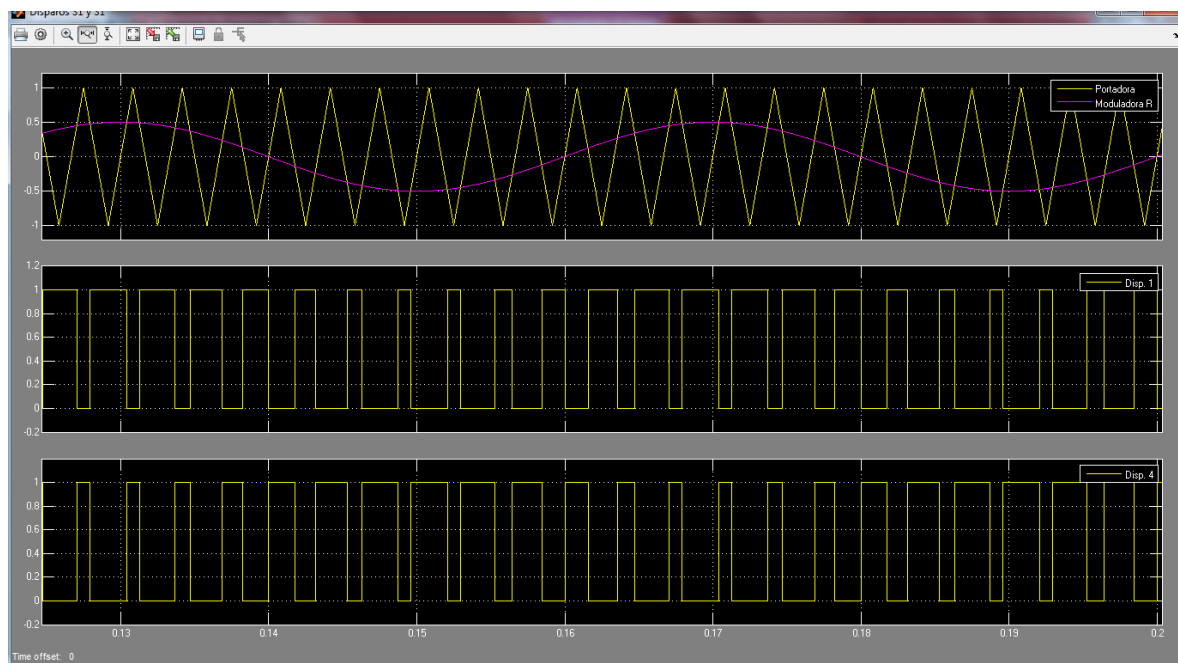


Imagen 54.

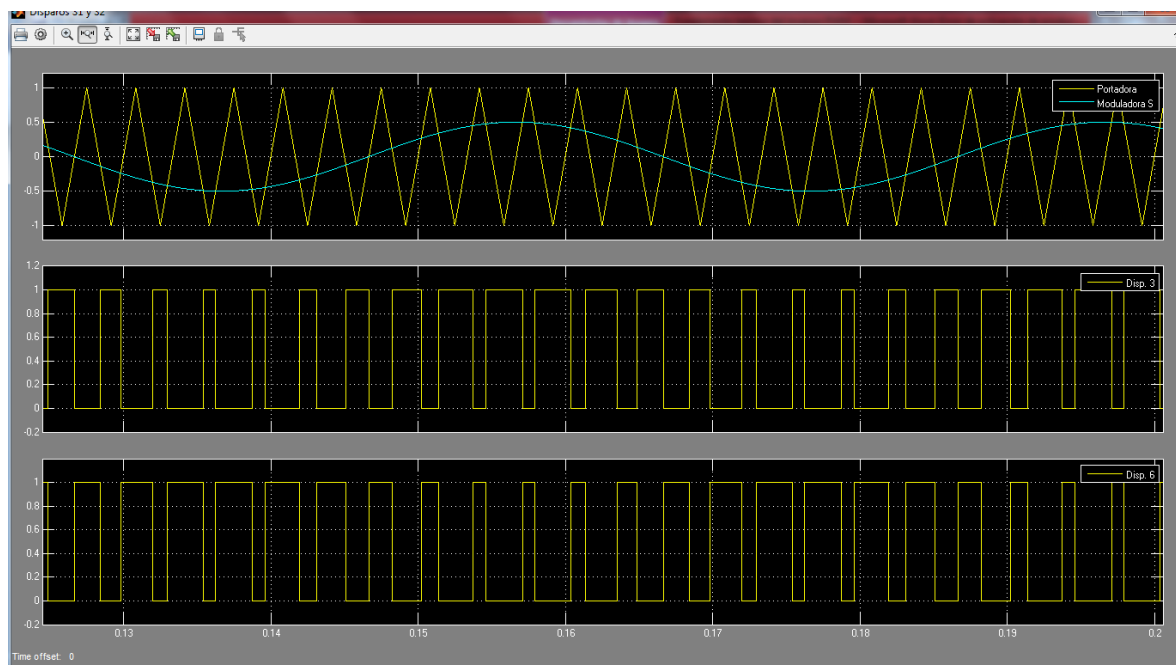


Imagen 55.

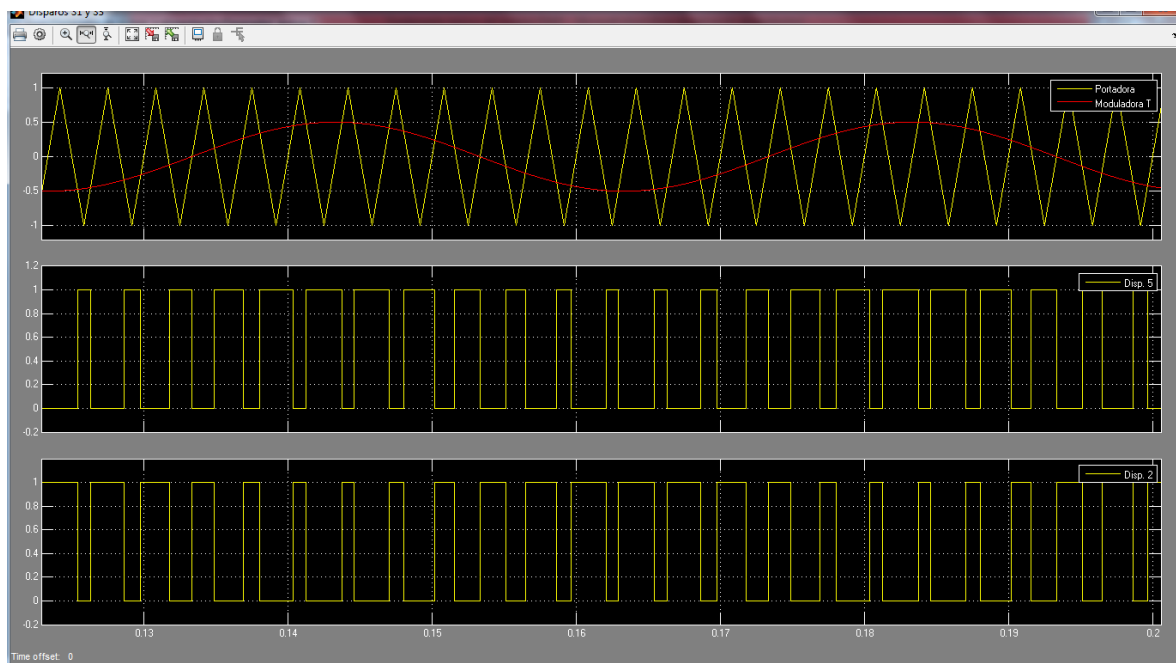


Imagen 56.

Se observa como el valor pico de la moduladora se ha reducido hasta alcanzar un valor de 0.5 y los disparos que se producen son bastante más estrechos y equitativos entre ellos que a las frecuencias de 40 y 50 Hz, lo que significa que la tensión eficaz que llega a la carga se reducirá aún más.

En la imagen nº 57 se aprecia como la tensión de alimentación se ha modificado notablemente.

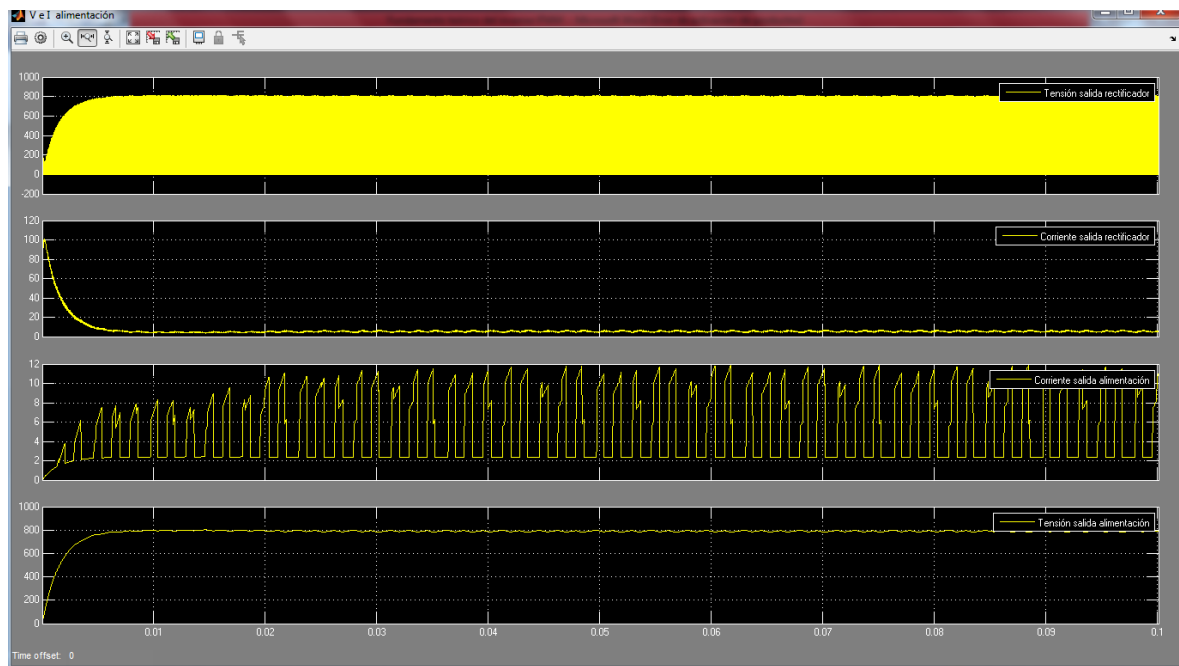


Imagen 57.

Aunque la tensión de salida del puente rectificado no haya modificado su valor excesivamente, se aprecia un pequeño aumento. La corriente de entrada al filtro de la alimentación se ha reducido con respecto a frecuencias mayores aunque sigue teniendo un pequeño rizado como comentamos anteriormente. La corriente de salida del filtro ha reducido su valor eficaz debido a que los pulsos de la señal, es decir, los instantes durante los cuales el inversor trifásico demanda corriente son de menor duración y menos numerosos; esto provoca que el condensador de salida no necesite aportar tanta energía y pueda almacenar más en su interior, lo que se traduce en un pequeño aumento de tensión en sus bornes como se ve en la imagen (de 760 V a 800 V aproximadamente).

En las imágenes nº 58 y 59 se ven las tensiones y corrientes de entrada al filtro respectivamente.

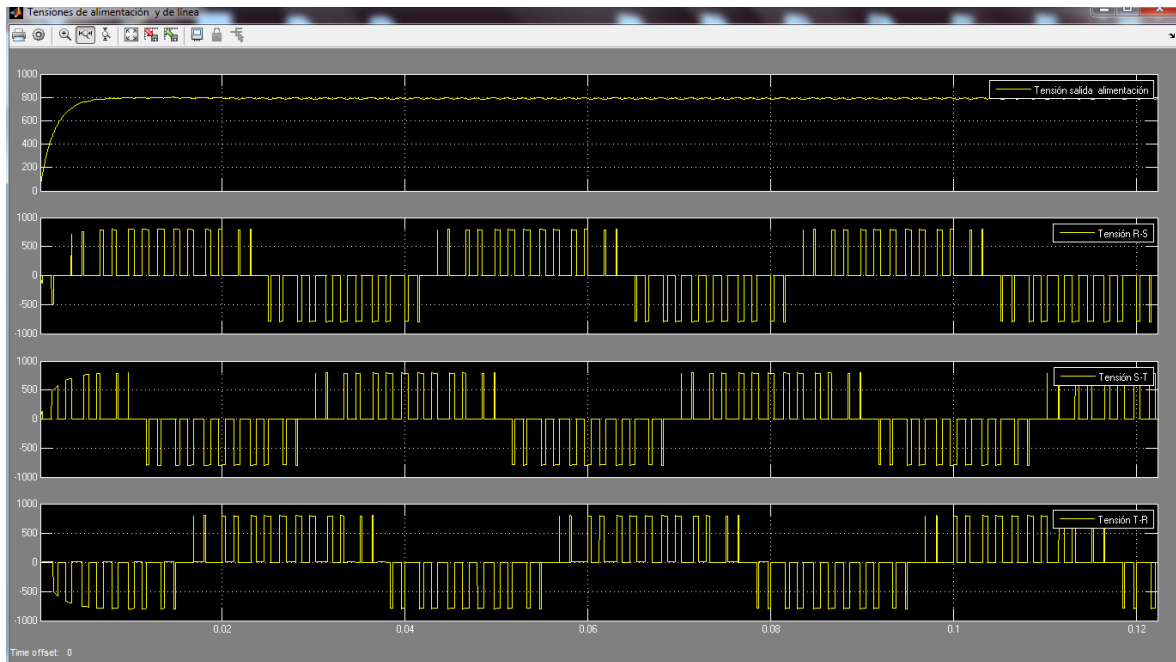


Imagen 58.

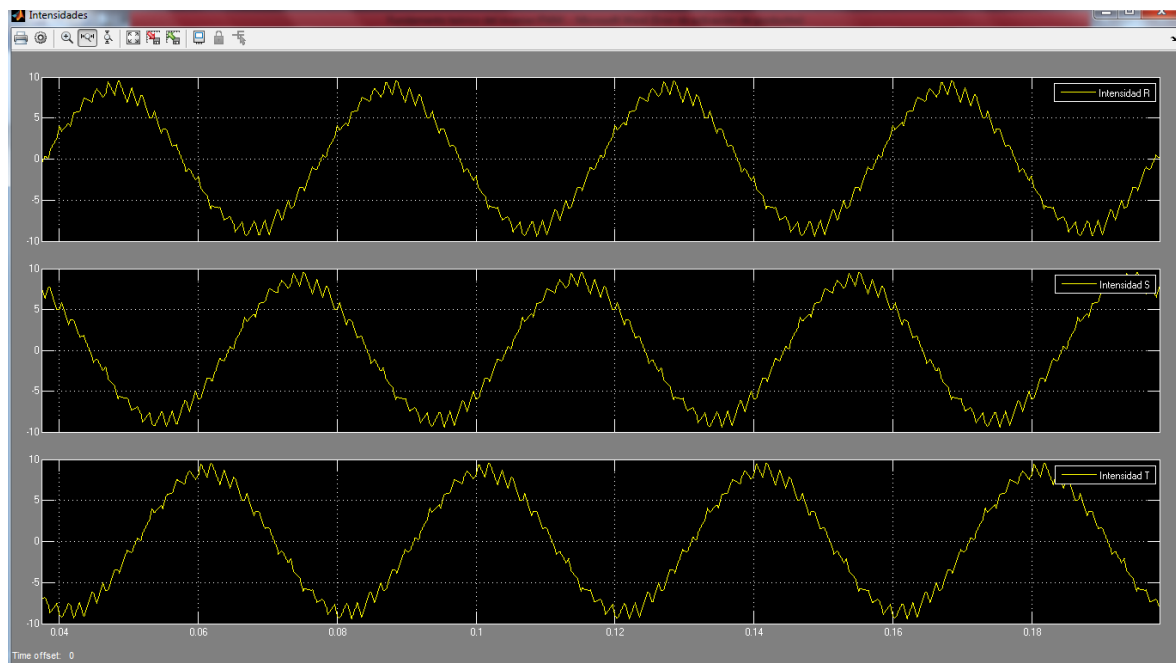


Imagen 59.

Vemos que la tensión de entrada al filtro ha aumentado un poco al aumentar la tensión de salida de la alimentación como se mencionó anteriormente, aunque la tensión eficaz que llegará a la carga será menor debido que el ancho de pulso se ha reducido y se distingue con más claridad la separación que hay entre los pulsos. Con respecto a la corriente se puede apreciar que se ha reducido desde unos 15 A a unos 9 A aproximadamente, esto es debido a que la tensión eficaz se ha reducido; sin embargo el rizado ha aumentado lo que nos indica que el contenido en armónicos será aún mayor que a 40 Hz.

Las imágenes nº 60 y 61 nos muestran las señales de tensión y corriente que llegan a la carga, es decir, a la salida del filtro.

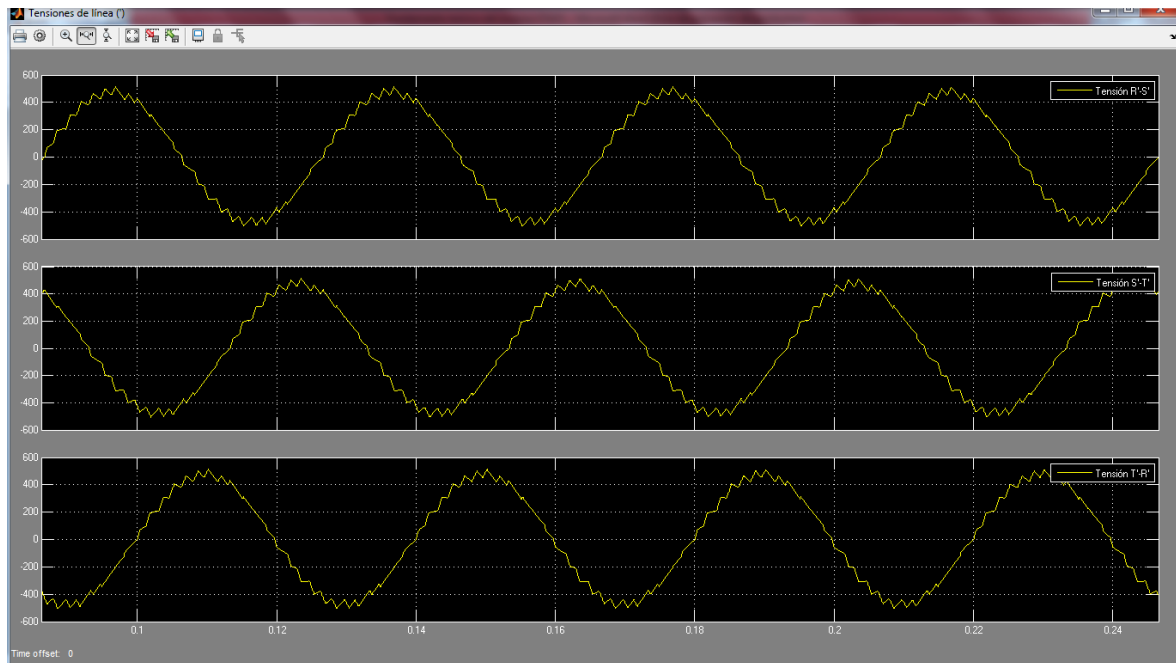


Imagen 60.

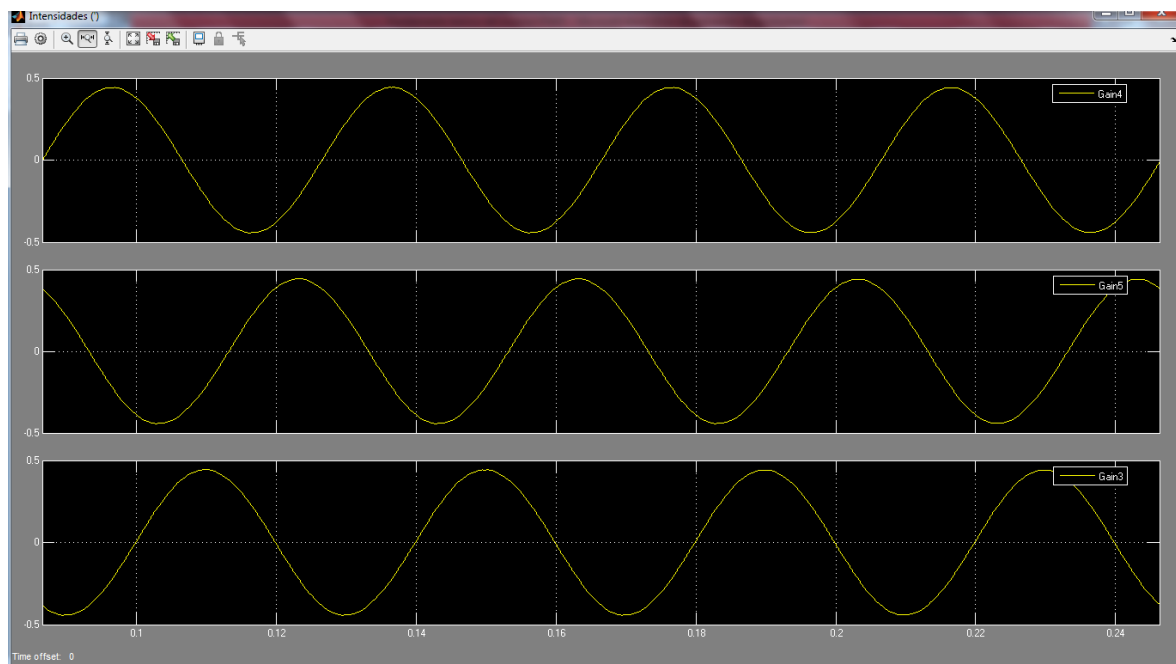


Imagen 61.

Se aprecia como la tensión se ha reducido y presenta una distorsión más acentuada que a 40 y 50 Hz, esto se debe a que al reducirse la corriente la bobina no la amortigua como debería y se producen picos de tensión; de ahí a que la distorsión se acentúe a

medida que la corriente pasa por el punto más alto de la señal. La intensidad no se ha reducido apenas pero hay que tener en cuenta que lo que vemos son valores máximos, no eficaces; además el filtro no funciona igual con todas las frecuencias. El aspecto a considerar es el nivel de THD que contiene, los cuales se ven en las siguientes imágenes.

En las imágenes nº 62 y 63 se observa el análisis del THD de las corrientes de entrada y salida del filtro respectivamente.

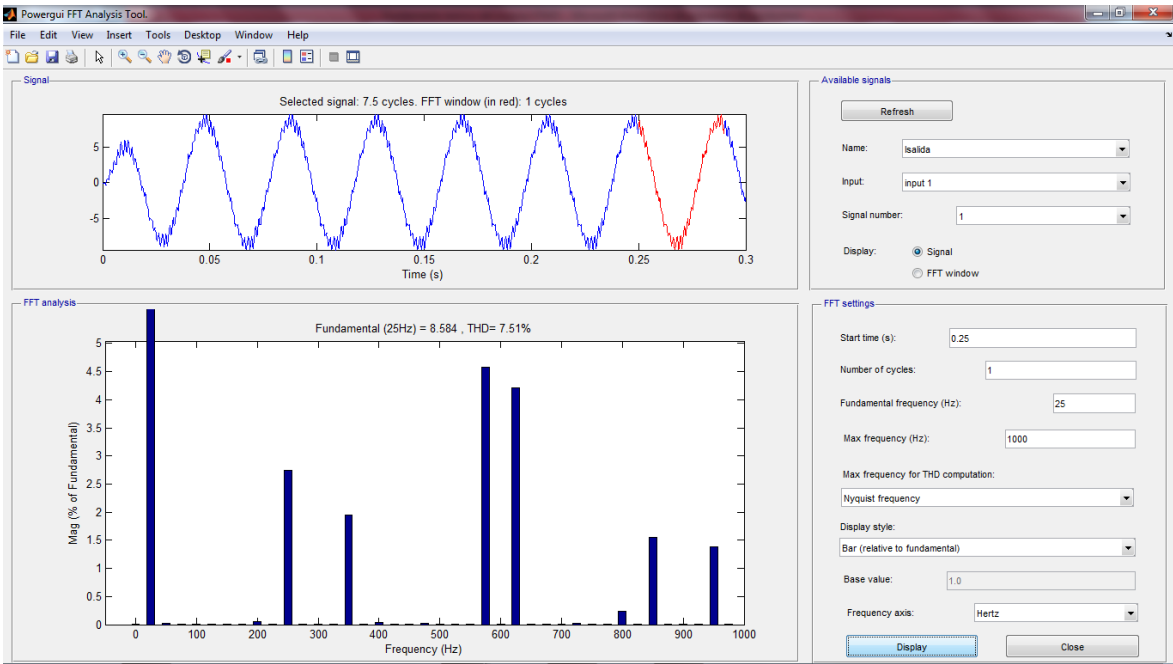


Imagen 62.

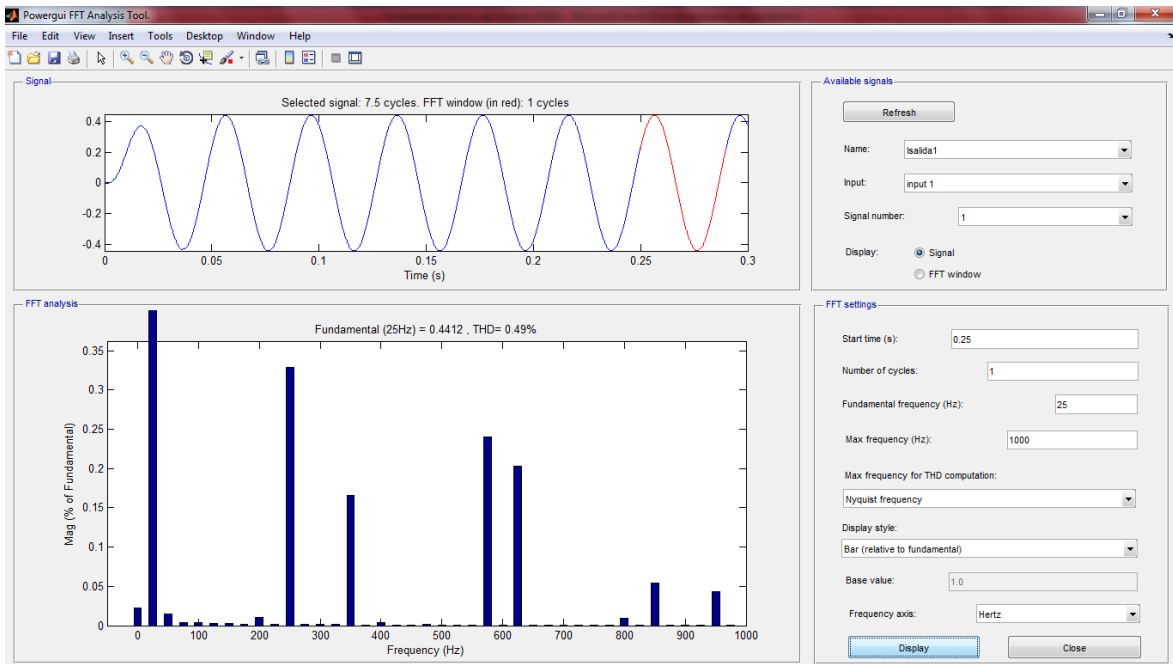


Imagen 63.

Vemos como a la entrada del filtro el nivel de THD ha aumentado alcanzando un valor de 7.51 %, lo cual continua con la tendencia que se apreció a la frecuencia de 40 Hz que nos indicó que a medida que reducimos la frecuencia el nivel de THD a la entrada del filtro aumenta. Como en las frecuencias anteriores, los armónicos que más afectan a nuestro circuito son los de orden 10 y 14 que corresponden a las frecuencias de 250 y 350 Hz, sin embargo a 25 Hz han surgido otros armónicos que afectan a nuestro circuito incluso más que estos dos últimos, como son los armónicos de orden 23 y 25 que corresponden a los armónicos de frecuencias 575 y 625 Hz. A la salida del filtro vemos como los armónicos que más afectan al circuito son los mismos que a la entrada, naturalmente mucho más reducidos y que el nivel de THD es de 0.49 %.

Al contrario que a la entrada, a la salida del filtro el THD ha aumentado con respecto a la frecuencia de 40 Hz, desde 0.34 a 0.49%, lo que en un principio no debería ocurrir. Al ser un filtro paso bajo el nivel de THD debería disminuir al reducir la frecuencia, ya que un filtro paso bajo tiende a eliminar las frecuencias más altas y dejar pasar las más bajas; sin embargo hay que tener en cuenta que el valor de THD que existe es muy pequeño, que el filtro modifica su comportamiento con la frecuencia y la cantidad de elementos que intervienen en el circuito. En el caso de que el nivel de THD aumentase una cantidad considerable si sería un aspecto a revisar en nuestro filtro. En general, se puede considerar que nuestro filtro funciona bastante bien en un rango de frecuencias aceptable, teniendo en cuenta los niveles de THD que tenemos a la salida del mismo en las frecuencias vistas y que el nivel máximo de THD en un inversor es aproximadamente el 5%.

5.4. Carga trifásica

La carga trifásica consiste en una resistencia y una bobina en serie por cada fase, que están conectadas en estrella, las cuales simulan las resistencias e inductancias de las bobinas del motor, tal y como se puede ver en la imagen nº 64.

Para que la simulación fuese lo más real posible, tanto la resistencia como la inductancia de cada fase tienen valores reales y se han añadido las resistencias R4, R5 y R6 para tener en cuenta el aumento de la resistencia en los devanados cuando estos se calientan. Se ha escogido un motor cuyos valores nominales se pueden ver en la tabla nº 1.

	Triángulo	Estrella
Potencia	0.12 kW	
Frecuencia	50 Hz	
Tensión nominal	230 V	400 V
Intensidad nominal	0.73 A	0.42 A
Velocidad nominal	1350 rev/min	
Cos ϕ	0.75	

Tabla 1.

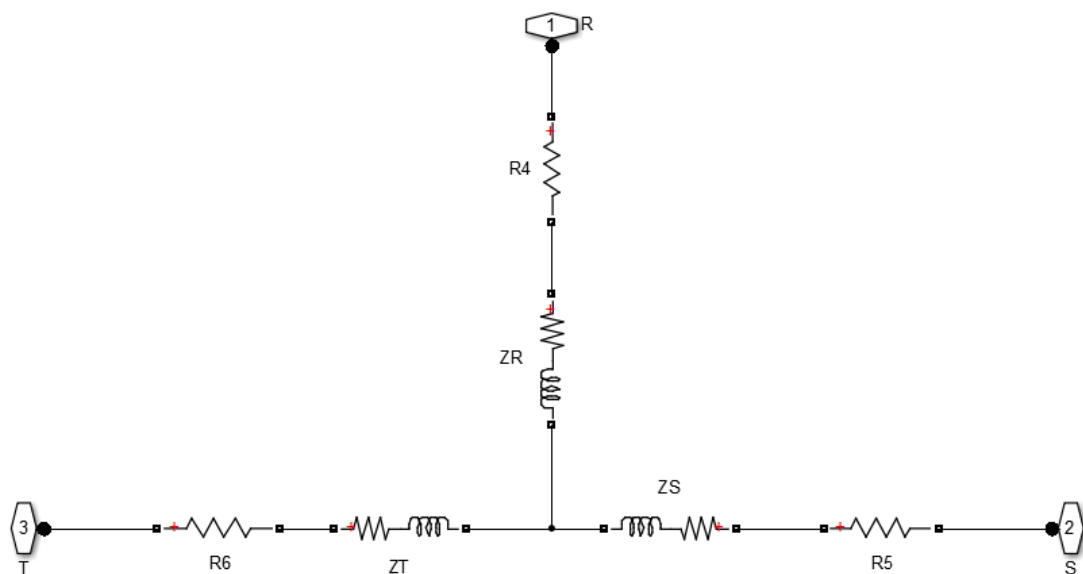


Imagen 64.

Los parámetros de la impedancia de cada fase se han calculado siguiendo los siguientes pasos:

- 1- Se ha medido con un polímetro la resistencia de cada devanado, resultando un valor de 200 Ω .
- 2- A partir de esta medida, y de los parámetros del motor expuestos en la tabla nº1, se ha calculado la reactancia inductiva.

$$P = \sqrt{3} * I^2 * Z * \cos \phi \quad (\text{Ec. 11})$$

$$Z = \frac{P}{\sqrt{3} * I^2 * \cos \phi} = \frac{0.12 * 1000}{\sqrt{3} * 0.42^2 * 0.75} = 523.6737 \, \Omega \quad (\text{Ec. 12})$$

$$Z = \sqrt{R^2 + X_L^2} \quad (\text{Ec. 13})$$

$$X_L = \sqrt{Z^2 - R^2} = \sqrt{523.6737^2 - 200^2} = 483.9774 \, \Omega \quad (\text{Ec. 14})$$

$$X_L = \omega * L = 2 * \pi * 50 * L \quad (\text{Ec. 15})$$

$$L = \frac{X_L}{2 * \pi * 50} = \frac{483.9774}{2 * \pi * 50} = 1.5405 \, H \quad (\text{Ec. 16})$$

Así pues, cada fase tiene una $R = 200 \, \Omega$ y una $L = 1.5405 \, H$.

3- Las resistencias R4, R5 y R6 tienen un valor de $200 \, \Omega$.

Observando las imágenes nº 38 y 40, 50 y 51 ó 60 y 61, la cuales representan las tensiones e intensidades que se dan a la salida del filtro a diferentes frecuencias en el apartado anterior, se puede ver que estas superan los valores necesarios para nuestro motor que son $400 \, V$ y $0.42 \, V$ en régimen nominal, sin embargo hay que tener en cuenta que estos valores son valores máximos que son los valores que los osciloscopios del Matlab representan; nosotros debemos tener en cuenta los valores eficaces por lo tanto hay que dividir esos valores por $\sqrt{2}$ para obtenerlos, obteniendo así los valores que realmente actúan en el motor.

6. REALIZACIÓN PRÁCTICA DEL INVERSOR

Una vez explicado el fundamento de nuestro inversor trifásico mediante la técnica PWM y realizada la simulación, vamos a explicar paso a paso el modo de llevarlo a cabo.

Se ha desarrollado una idea para su construcción basada en módulos para su mejor entendimiento y posible realización; a continuación se explicará en que consiste cada uno de esos módulos. Para que sea más visual y se comprenda mejor la conexión del circuito, se ha realizado un plano en el cual están indicados cada uno de los módulos con un número con el cual se citarán en texto; dicho plano se adjunta al presente texto en el anexo nº 1.

Como todo en la vida, la teoría nunca es igual que la práctica, por eso para realizar nuestro inversor habrá que modificar algunos elementos con respecto a la simulación ya que la idea que se desarrollará a continuación está basada en la disponibilidad de elementos y que resulte práctico. Al igual que en la simulación, se han utilizado valores comerciales

para los elementos de modo que su posible construcción sea lo más real posible, orientado también al abaratamiento de los costes.

Nuestro inversor constará de las siguientes partes:

- Fuente de alimentación.

Este bloque consiste en un rectificador junto con un filtro, y su misión es alimentar a todo nuestro circuito directamente desde la red eléctrica, suprimiendo así la necesidad de la batería y facilitando la conexión de nuestro circuito, ya que se puede conectar en cualquier toma de corriente monofásica.

- Etapa de control y transformación.

Esta etapa, aunque parezca la etapa más sencilla, es la más compleja de nuestro inversor. En ella intervienen el transformador de alta frecuencia y los bloques arduinos; estos últimos controlarán al transformador y al inversor.

- Bloques de control de fase.

Son 5 bloques iguales que controlan todas las fases del montaje, 3 fases para el motor y 2 para el inversor de alimentación del transformador. Cada bloque contiene un driver, el cual se explicará más adelante, y los dos interruptores estáticos que este controla necesarios para cada fase, así como los pines de conexión, condensadores, diodos, etc, necesarios para su funcionamiento.

- Rectificador secundario.

Este bloque consiste en un puente rectificador con filtro como el de la etapa de alimentación, pero con la diferencia de que este maneja la alta tensión de salida del transformador. Este bloque no cambia con respecto a la simulación

- Filtro.

Este último bloque se encarga de alisar la corriente de entrada al motor para hacerla lo más sinusoidal posible, y consiste en un filtro paso bajo. Este bloque tampoco cambia con respecto a la simulación.

6.1. Fuente de alimentación

El bloque de la fuente de alimentación es uno de los dos bloques que se han modificado con respecto a la simulación. Es el bloque nº 1 del plano.

En la simulación partíamos de una fuente de tensión continua, que simulaba la batería de un coche eléctrico, la cual se pasaba por el inversor monofásico para alimentar a

la etapa de transformación; sin embargo, en nuestro circuito partiremos de la red eléctrica al ser la fuente que se tiene más a mano habitualmente y se busca que sea práctico.

Como vamos a partir de la red eléctrica, el primer elemento que nos encontramos es una toma de corriente de 230V y 16A, es decir, un enchufe de los que tenemos en casa. Para la protección de nuestro circuito contra cortocircuitos, y para evitar que un fallo afecte a la instalación, se ha colocado un interruptor magnetotérmico de 10A a la entrada de nuestro circuito, el cual actuará ante cualquier fallo en el circuito antes que los interruptores magnetotérmicos que protegen la instalación, debido a su mayor sensibilidad.

A continuación nos encontramos un puente rectificador, el cual convierte la señal alterna de la red en una señal pulsante (alterna pero siempre positiva). A la salida del puente rectificador nos encontramos dos bobinas en serie de 4.7 mH cada una que hacen una inductancia total de 9.4 mH, estas serán las encargadas de amortiguar la corriente de entrada al condensador. A partir de aquí el circuito se divide en dos ramas. Una rama va directamente al polo positivo de salida del rectificador. La otra rama consiste en dos resistencias de 100 Ω y 5W cada una en paralelo, que hacen una resistencia total de 50 Ω , estas serán las encargadas de limitar la corriente que entra al condensador. En serie con las resistencias se coloca un condensador de 10000 μ F y 400 V, que se encarga de almacenar energía y mantener la tensión a la salida de la fuente de alimentación constante. Del polo positivo del condensador, salen dos diodos conectados en paralelo hasta el polo positivo de salida de la fuente de alimentación, su misión es que el condensador pueda descargar más rápidamente al evitar las resistencias en la descarga. La imagen nº 65 muestra la fuente de alimentación de nuestro diseño.

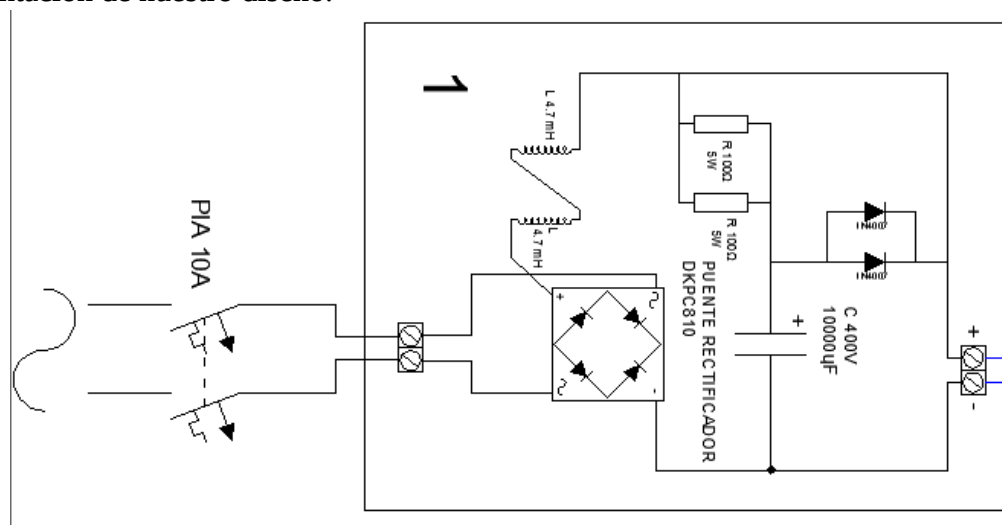


Imagen 65.

6.2. Etapa de control y transformación

En esta etapa nos encontramos dos partes bien diferenciadas, la que controla todo el proceso y la que eleva la tensión a valores admisibles para poder alimentar a nuestro inversor. Los bloques que pertenecen a esta etapa son los bloques numerados con un 2 en el plano.

6.2.1. Control

Una de los objetivos de nuestro inversor es que su coste no resulte muy elevado ni su montaje muy complejo. Es por ello que se han escogido las placas arduino para la etapa de control, ya que con los arduinos, el entorno de desarrollo IDE Arduino y algunas nociones de programación, se puede efectuar fácilmente el control del todo el inversor al no requerir algoritmos complejos.

En nuestro caso vamos a contar con dos placas arduino diferentes ya que se requieren más salidas de las que posee un solo arduino. Hay muchos modelos de arduino en el mercado, para nuestro montaje bastaría con un modelo estándar, como por ejemplo el arduino UNO o el Leonardo; se ha escogido uno de cada.

Los arduinos harán las veces del generador de disparos que hemos explicado anteriormente en la parte de simulación, tanto para el inversor trifásico como para el transformador, ya que es necesario generar la señal alterna que llega a este. Uno de ellos tendrá el objetivo de simular las señales portadoras y moduladoras, compararlas, y dar disparos a los interruptores estáticos de inversor trifásico; el arduino Leonardo en el plano. La función del arduino UNO será generar una señal pulsante a una frecuencia de 10000 Hz que marcará los tiempos de disparo de los interruptores estáticos del inversor monofásico de entrada al transformador, también recibirá la señal del teclado matricial y la enviará al arduino Leonardo, como se explicará más adelante.

El arduino no es más que un circuito programable, por lo que necesitará una alimentación para poder funcionar. Dicha alimentación se realizará con una pila de 9 V o a través del PC, ya que se recomienda que se alimente entre 7 y 12V; todo lo que sea fuera de este rango puede ser perjudicial para el arduino, soportando una tensión máxima de 20 V. En nuestro caso los arduinos se alimentarán con una pila de 9 V, como se puede ver en el plano anexo a este documento.

Cabe señalar que se necesitará modificar tanto la frecuencia de la moduladora que da disparos al inversor trifásico, como la frecuencia de la onda pulsante que da disparos para el inversor monofásico del transformador, ya que nuestro inversor se aplicará a la variación de velocidad de un motor trifásico; esto se debe a que para no saturar el campo magnético

del bobinado del motor se necesita mantener la relación V/f constante, por lo que si se quiere modificar la velocidad, habrá que modificar la frecuencia (modificando la frecuencia de la moduladora) y con ella la tensión(modificando la frecuencia de la señal pulsante del transformador).

En la simulación la variación de tensión se realizaba modificando el índice de amplitud M ; a nivel práctico esto no sería lo suficientemente efectivo, por lo que para modificar la tensión que llega al motor, se modificará la señal pulsante que llega al primario del transformador, limitando así la tensión en el primario.

6.2.1.1. *Control del inversor monofásico*

El funcionamiento de la señal pulsante que genera los tiempos de disparo para los interruptores estáticos del inversor monofásico del transformador es el siguiente:

En la imagen nº 66 se observan el circuito teórico de los cuatro interruptores estáticos, numerados del 1 al 4 según su posición. Los disparos deben generarse de manera que actúen a la vez los interruptores 1 y 4 durante un semiciclo, permaneciendo 2 y 3 apagados; para el siguiente semiciclo actuarán los interruptores 2 y 3, permaneciendo 1 y 4 apagados. Los interruptores inferiores, es decir, 3 y 4, actuarán como interruptores limitantes, esto significa que ambos interruptores estarán menos tiempo conectados durante sus respectivos semiciclos, controlando así el tiempo de conducción. El tiempo de conexión de estos interruptores se modificará mediante la programación, como se explicará más adelante; los interruptores 1 y 2 permanecen siempre el mismo tiempo conectados. Este proceso se repite continuamente para transformar la señal continua de salida del rectificador de red en una señal alterna cuadrada. Es evidente que nunca deben actuar a la vez 1 y 3, ó 2 y 4; en caso de producirse una de estas dos situaciones, se produciría un cortocircuito, provocando el disparo del interruptor magnetotérmico de protección. Esto se evita haciendo que los interruptores no estén activos hasta el final de su semiciclo, es decir, desconectándolos un poco antes para evitar solapamientos.

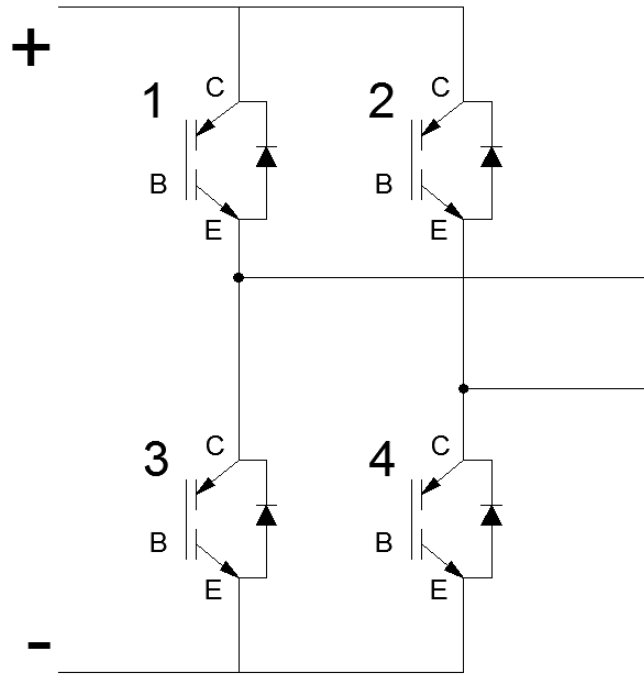


Imagen 66.

Estos interruptores estáticos están localizados en nuestro circuito en dos bloques de control de fase diferentes, los cuales se explicarán más adelante. En el plano están enumerados como 3A y 3B; el bloque 3A contiene los interruptores 1 y 3 de izquierda a derecha, y el bloque 3B contiene los interruptores 2 y 4 de izquierda a derecha. Estos bloques son los que se observan en la imagen nº 67.

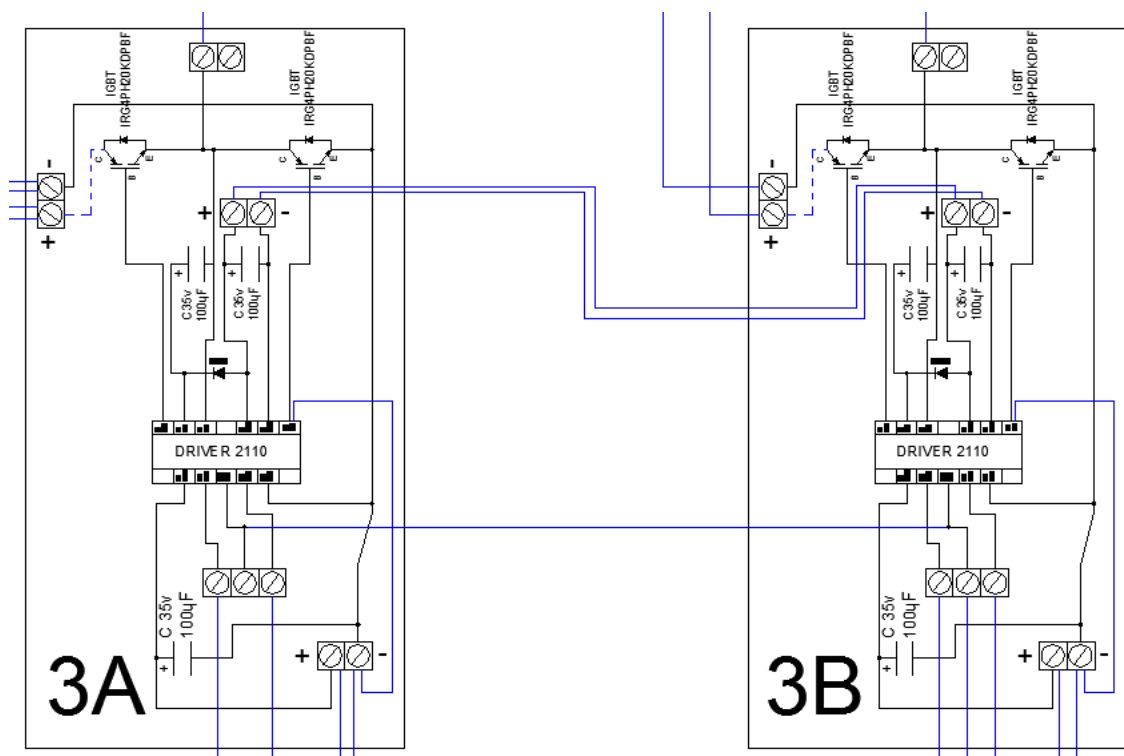


Imagen 67.

En la imagen nº 68 se observan las señales que se aplican a los interruptores estáticos de la imagen anterior. La frecuencia de la onda es de 10kHz, por lo que el periodo será de 100 microsegundos. En el instante cero se conectan los interruptores estáticos 1 y 4, haciendo circular la corriente por el transformador en sentido positivo.

En el instante “periodo” se desconectará el interruptor nº 4, que como hemos dicho anteriormente, es el interruptor limitante durante el semiciclo positivo. En este instante, se produce una sobretensión debido a la oposición de la bobina del transformador al cese de la corriente, la cual se descarga a través del diodo de recuperación de los interruptores estáticos 2 y 3; en la imagen nº 66 se puede apreciar con más claridad. En el instante 47 se desconecta el interruptor 1, quedando así los cuatro interruptores desconectados y siendo la única corriente que circula por el inversor la correspondiente a la de descarga de la bobina del transformador.

En el instante 50 se conectan los interruptores estáticos 2 y 3, haciendo circular la corriente en sentido inverso, tras pasar un tiempo igual al tiempo de desconexión del interruptor 4 “periodo”, se desconecta el interruptor 3 que es el interruptor limitante en el semiciclo negativo, produciéndose la sobretensión de la bobina en sentido inverso, circulando en este caso la corriente de descarga de la bobina por los diodos de recuperación de los interruptores estáticos 1 y 4. En el instante 97 se desconecta el interruptor 2, volviendo a quedar todos los interruptores desconectados y siendo la única corriente de circulación por el inversor la de descarga de la bobina. Pasados los 3 microsegundos de seguridad restantes, se completa el periodo y se vuelve a repetir todo el proceso.

Este orden de conexión y desconexión de interruptores estáticos es necesario para tener una mejor conmutación. En caso de conectar los interruptores 1 y 4 a la vez, desconectarlos a la vez, conectar los interruptores 2 y 3 a la vez, y desconectarlos a la vez, traería consigo elevados picos de tensión debido a la brusquedad de la conexión y desconexión, impidiendo además que estos picos de tensión se puedan descargar a través de los diodos de recuperación.

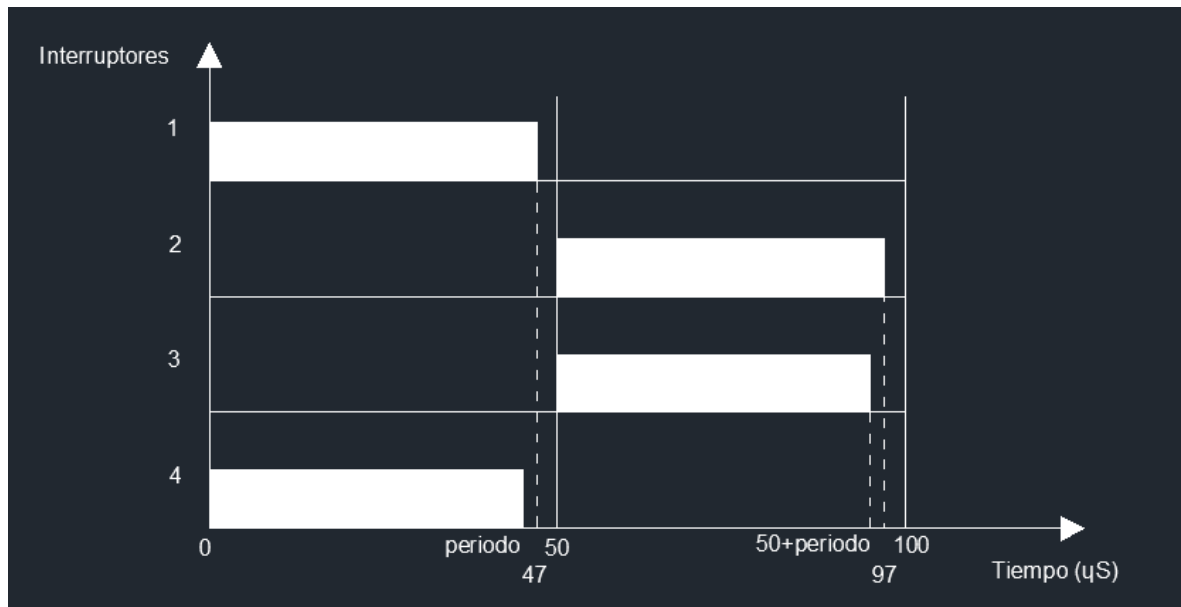


Imagen 68.

Los instantes de desconexión “periodo” de los interruptores estáticos limitantes 3 y 4 vienen dados por el factor $5 \times \text{factor}$, siendo 5 un factor multiplicador y “factor” un factor con el cual controlamos estos instantes. El valor de “factor” se controla mediante el teclado matricial, el cual se explicará más adelante. Los posibles valores que se pueden introducir mediante el teclado son: 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8 y 9; por lo que los posibles instantes de conmutación de los interruptores estáticos limitantes son: 5, 10, 15, 20, 25, 30, 35, 40 y 45 μS .

El código del programa es el siguiente:

```
#include<Wire.h>
#include<Keypad.h>
const byte filas=4;
const byte columnas=3;
byte pinsFilas[filas]={8,7,6,5};
byte pinsColumnas[columnas]={4,3,2};
char teclas[filas][columnas]={
  {'1','2','3'},
  {'4','5','6'},
  {'7','8','9'},
  {'*','0','#'},
};
```

```

Keypad teclado=Keypad(makeKeymap(teclas), pinsFilas, pinsColumnas, filas,
columnas);
char tecla;
int unopin=13;
int dospin=11;
int trespin=12;
int cuatropin=9;
int sdpin=10;
float y;
float t;
float factor;
float numero;
float ciclo;
int factorfrecuencia;
float periodo(){
    ciclo=(float)(5*factor);
    return ciclo;
}
void setup() {
    // put your setup code here, to run once:
    Wire.begin(1);
    Wire.onRequest(peticion);
    Serial.begin(19200);
    pinMode(unopin,OUTPUT);
    pinMode(dospin,OUTPUT);
    pinMode(trespin,OUTPUT);
    pinMode(cuatropin,OUTPUT);
    pinMode(sdpin,OUTPUT);
}

void loop() {
    // put your main code here, to run repeatedly:
    tecla=teclado.getKey();
    if(tecla!=NO_KEY && tecla>47){

```

```

    numero=(tecla-48);
    factor=numero;
}

Serial.println(periodo(),DEC);

digitalWrite(unopin,HIGH);
digitalWrite(cuatropin,HIGH);
delayMicroseconds(periodo());
digitalWrite(cuatropin,LOW);
delayMicroseconds(47-periodo());
digitalWrite(unopin,LOW);
delayMicroseconds(3);
digitalWrite(dospin,HIGH);
digitalWrite(trespin,HIGH);
delayMicroseconds(periodo());
digitalWrite(trespin,LOW);
delayMicroseconds(47-periodo());
digitalWrite(dospin,LOW);
delayMicroseconds(3)
}

void peticion(){
    factorfrecuencia=factor;
    Wire.write(tecla);
}

```

6.2.1.2. *Control del inversor trifásico*

El funcionamiento de la señal moduladora y portadora que generan los tiempos de disparo para los interruptores estáticos del inversor trifásico es similar al de la simulación.

El arduino, en este caso el Leonardo, simula mediante funciones una señal triangular y una señal sinusoidal y mediante la comparación de sus valores genera los tiempos de disparo para los interruptores estáticos del inversor trifásico. Los tiempos de disparos de

los interruptores estáticos que el arduino genera son similares a los tiempos que se observan en las imágenes nº 8, 11 y 12 para las fases R, S y T respectivamente.

La disposición de los interruptores estáticos sería la que se observa en la imagen nº 69. Los interruptores están enumerados en orden de disparo, y cada fase está controlada por dos de ellos.

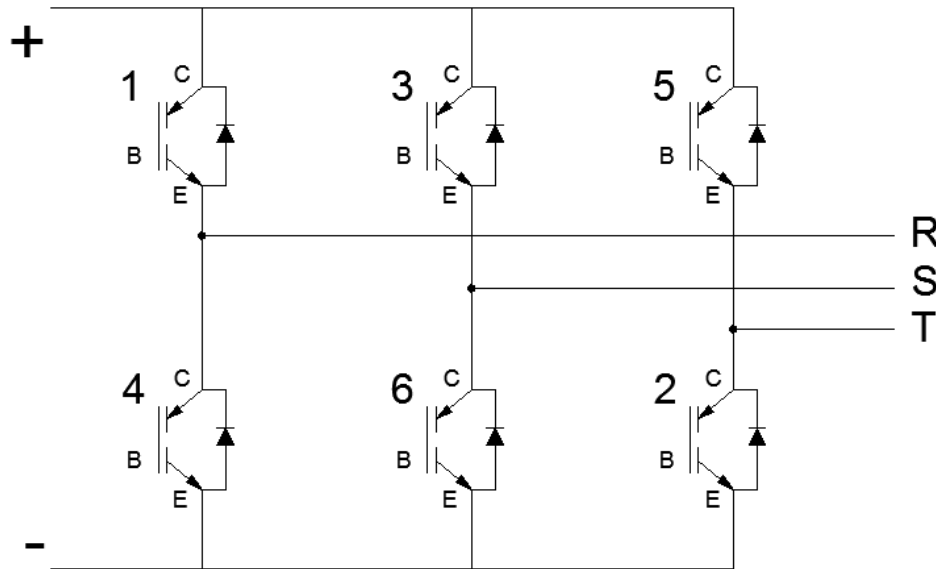


Imagen 69.

En nuestro circuito, estos interruptores están contenidos en los bloques de control de fase 3C, 3D y 3E. El bloque 3C contiene los interruptores 1 y 4 y controla la fase R, el bloque 3D contiene los interruptores 3 y 6 y controla la fase S, y el bloque 3E controla la fase T mediante los interruptores 5 y 2. Los interruptores están enumerados dentro de cada bloque de arriba abajo respectivamente, siendo los interruptores 1, 3 y 5 los situados en la parte superior de cada bloque, y 4, 6 y 2 los situados en la parte inferior de cada bloque. Dichos bloques se pueden ver en la imagen nº 70 rodeados con un círculo rojo.

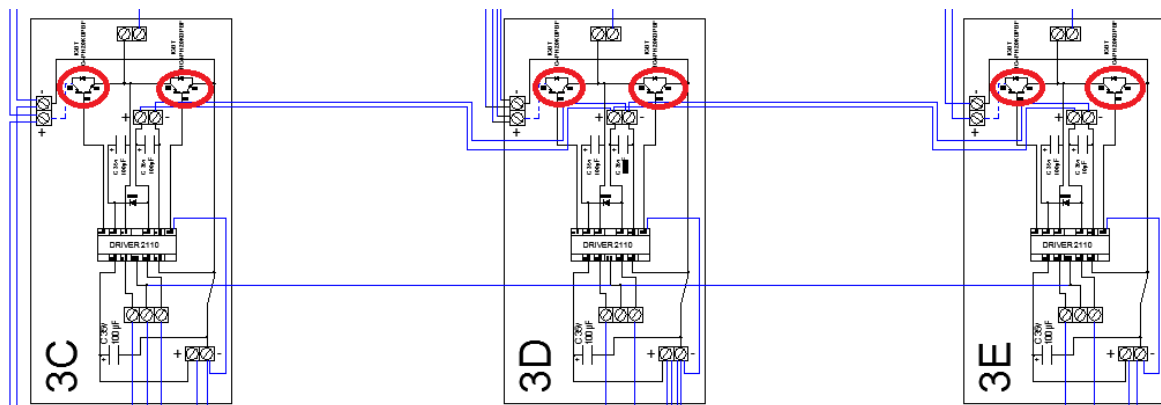


Imagen 70.

El código del programa que genera los disparos para estos interruptores es el siguiente:

```
#include<Wire.h>

int mensaje1;
int apin=13;
int bpin=11;
int cpin=10;
int dpin=9;
int epin=8;
int fpin=7;
int sdpin=12;
float frecuencia=50;
int frecuenciatriangular;
float y;
float sr;
float ss;
float st;
float tt;
float t=0;
int n=1;
int sentido=1;
int factortiempo;
int factor;
float funciontriangular(){
    if(tt<(float)1/(4*frecuenciatriangular)){
        y=(float)1200*tt;
    }
    if(tt>(float)1/(4*frecuenciatriangular) && tt<(float)3/(4*frecuenciatriangular)){
        y=(float)-1200*tt+2;
    }
    if(tt>(float)3/(4*frecuenciatriangular)){
        y=(float)1200*tt-4;
    }
}
```

```

    tt=tt+(float)1/factortiempo;
    if(tt>(float)1/frecuenciatriangular){
        tt=0;
    }
    return y;
}

void setup() {
    // put your setup code here, to run once:
    Wire.begin();
    Serial.begin(19200);
    pinMode(apin, OUTPUT);
    pinMode(bpin, OUTPUT);
    pinMode(cpin, OUTPUT);
    pinMode(dpin, OUTPUT);
    pinMode(epin, OUTPUT);
    pinMode(fpin, OUTPUT);
    pinMode(sdpin,OUTPUT);
    digitalWrite(apin, LOW);
    digitalWrite(bpin, LOW);
    digitalWrite(cpin, LOW);
    digitalWrite(dpin, LOW);
    digitalWrite(epin, LOW);
    digitalWrite(fpin, LOW);
    digitalWrite(sdpin, LOW);
}

void loop() {
    // put your main code here, to run repeatedly:
    Wire.requestFrom(1,1);
    if(Wire.available()){
        mensaje1=Wire.read();
    }
    if(mensaje1>=47){
        n=(mensaje1-48);

```

```

    factor=n;
}
if(mensaje1==35){
    delay(10000);
    sentido=1;
    factor=1;
}
if(mensaje1==42){
    delay(10000);
    sentido=-1;
    factor=1;
}
frecuencia=(float)factor*10;

frecuenciatriangular=12*frecuencia;
factortiempo=frecuencia*200;
sr=sin(2*PI*frecuencia*t);
ss=sin(2*PI*frecuencia*t+(sentido*(2*PI/3)));
st=sin(2*PI*frecuencia*t-(sentido*(2*PI/3)));
if(sr>funciontriangular()){
    digitalWrite(bpin,LOW);
    digitalWrite(apin,HIGH);
}
else{
    digitalWrite(apin,LOW);
    digitalWrite(bpin,HIGH);
}
if(ss>funciontriangular()){
    digitalWrite(dpin,LOW);
    digitalWrite(cpin,HIGH);
}
else{
    digitalWrite(cpin,LOW);
    digitalWrite(dpin,HIGH);
}

```

```

    }
    if(st>funciontriangular()){
        digitalWrite(fpin,LOW);
        digitalWrite(epin,HIGH);
    }
    else{
        digitalWrite(epin,LOW);
        digitalWrite(fpin,HIGH);
    }
    if(apin==HIGH && bpin==HIGH||cpin==HIGH && dpin==HIGH||epin==HIGH
&& fpin==HIGH){
        digitalWrite(sdpin,HIGH);
    }
    t=t+(float)1/factortiempo;
    if(t>(float)1/frecuencia){
        t=0;
    }

    Serial.println(sr,DEC);

}

```

6.2.1.3. Teclado matricial

El control de la frecuencia del inversor trifásico, el control del tiempo de encendido de los interruptores estáticos limitantes del inversor monofásico que alimenta al transformador y el sentido de giro del motor se realizan mediante un teclado de membrana como el que se observa en la imagen nº 71.



Imagen 71.

El funcionamiento del teclado es muy sencillo; está basado en una matriz de 4x4 en la que se cortocircuitan sus salidas.

Tiene 8 salidas que corresponden a sus 4 filas y 4 columnas, de izquierda a derecha respectivamente, representando a través de estas los números del 0 al 9, las letras A, B, C y D, y los símbolos “#” y “*”. Para que el teclado se pueda comunicar con el arduino, hay que instalar la librería “keypad” en el programa de arduino, de no ser así sería imposible la comunicación.

Antes de explicar el funcionamiento hay que entender que el teclado y el arduino se comunican mediante el código ASCII. Este código asigna un número a cada símbolo, número y letra; siendo los números que asigna a los números del 0 al 9 diferentes a estos. En la tabla nº2 se pueden ver los números asignados a los valores, símbolos y letras que posee el teclado matricial.

Símbolo	Nº asignado (Sistema decimal)
0	48
1	49
2	50
3	51
4	52
5	53
6	54
7	55
8	56
9	57
A	65
B	66
C	67
D	68
#	35
*	42

Tabla 2.

En la imagen nº 72 podemos ver el teclado matricial de nuestro plano.

En nuestro caso solo utilizaremos los números, el asterisco y la almohadilla. En el código de ambos arduinos se ha introducido una variable que se controla con este teclado; esta variable introduce un factor multiplicador que modifica tanto la frecuencia de la señal moduladora y portadora en el caso del inversor trifásico, como el tiempo de encendido de los interruptores estáticos limitantes del inversor monofásico. Esta variable se puede ver en ambos programas con el nombre de "factor" y viene dada por el teclado matricial. Para poder realizar el control de ambos arduinos con un mismo teclado, ha sido necesario comunicar ambos arduinos; dicha comunicación se ha realizado mediante la librería "Wire" y el estándar de comunicación I²C.

Se utilizará el mismo estándar de comunicación tanto para la variación de la frecuencia de los inversores como para la inversión de giro del motor.

Como se ha dicho anteriormente, el control de nuestro circuito se basa en controlar los instantes de disparo de los interruptores estáticos para modificar tanto la frecuencia como la tensión, lo que se realizará mediante el uso de los números del 0 al 9, y en controlar el sentido de giro del motor modificando el orden de las fases S y T, lo que realizará mediante el uso de los símbolos “#” y “*”; uno controla el sentido a derechas y otro el sentido a izquierdas. Como se observa en la imagen, aunque el teclado posea 8 salidas, nosotros solo necesitaremos 7 de ellas, estando conectadas estas a las entradas de la 8 a la 2 del arduino UNO, dejando la última salida del teclado libre. Esto se debe que las letras no nos servirán para nuestro control, por lo que la última salida no es necesaria.

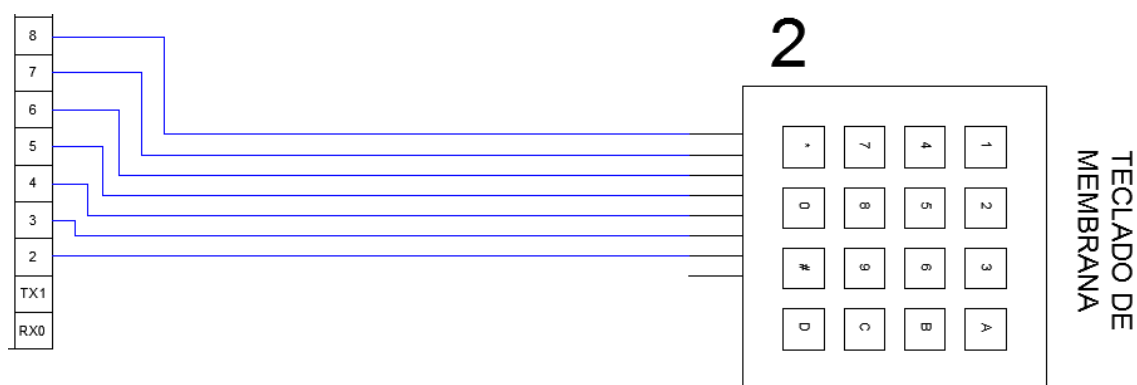


Imagen 72.

Cabe destacar que el valor que el teclado envía al arduino a través de la librería no se puede utilizar como variable ya que está en un código diferente, es decir, hay que adaptar este valor al código del arduino.

Si se pulsa el número 1, se puentean la primera fila y la primera columna, y a través de la librería el arduino interpreta esa señal como un 49. A este valor se le resta 48 y nos da el valor 1, el cual si podremos utilizar para realizar nuestro control. Si se pulsa el número 6, se puentea la segunda fila y la tercera columna, el arduino interpreta esa señal como un 54 y restándole 48 se puede utilizar esta variable. Así se procede con los restantes valores numéricos, pero no para el control del sentido de giro del motor. Para realizar este control se ha introducido en el código del programa una variable denominada “sentido”; esta variable adquiere los valores 1 o -1 dependiendo de la tecla pulsada. Si se pulsa la tecla “#” la variable “sentido” adquiere el valor “1” y el motor gira a derechas, si se pulsa la tecla “*”

la variable “sentido” adquiere el valor “-1” y las fases S y T cambian su valor, cambiando el sentido de giro del motor de derechas a izquierdas.

6.2.2. Transformación.

La etapa de transformación es la que eleva la tensión desde los 200 V aproximadamente que salen del inversor monofásico hasta los 800 V que llegan al rectificador secundario para alimentar al inversor trifásico. Aunque la potencia del transformador no es muy elevada se ha optado por un transformador de alta frecuencia ya que la tensión de salida es alta y estos transfieren mejor la energía, aunque presenten menos inductancia, debido a la alta frecuencia a la que conmutan. A diferencia que en la simulación, en la práctica la variación de tensión no se puede realizar correctamente modificando la amplitud de la moduladora, es decir, variando el coeficiente M; la variación de la tensión se realizará modificando la frecuencia de conmutación como se ha explicado en el apartado anterior. Sin embargo, existirá otro método de modificar o regular la tensión de salida, y será jugando con los puentes realizados en su salida. En la imagen nº 73 se puede ver el transformador de nuestro diseño.

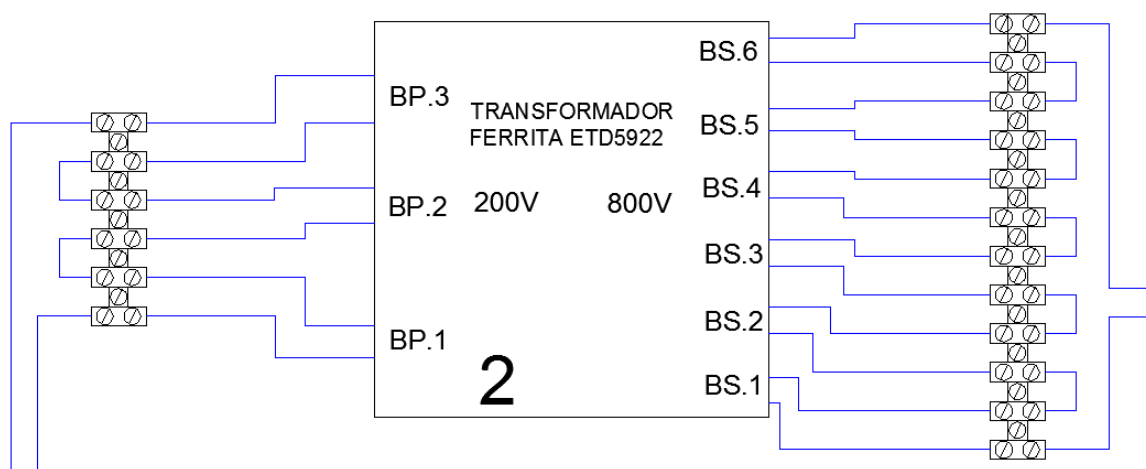


Imagen 73.

Los bobinados están divididos en partes para facilitar su construcción y en caso de rotura de alguno de ellos se puede prescindir del bobinado roto y seguir utilizando los otros puenteando el bobinado en cuestión. El arrollamiento primario está dividido en tres partes (BP.1, BP.2 y BP.3) y el arrollamiento secundario está dividido en 6 partes (BS.1, BS.2, BS.3, BS.4, BS.5 y BS.6); el arrollamiento primario está dividido en 3 partes iguales y el secundario en 6, es decir, los tres bobinados del arrollamiento primario tienen todas las mismas espiras al igual que los del secundario.

Para el dimensionamiento de nuestro transformador se seguirán los siguientes pasos:

- Datos:

- $V_1 = 200 \text{ V}$
- $F = 10000 \text{ Hz}$
- $P = 168 \text{ W}$
- $V_2 = 400 \text{ V}$ eficaces.
- $I_2 = 0.42 \text{ A}$ eficaces.
- $T^\circ \text{ ambiente máxima} = 40^\circ\text{C}$

El número de espiras se va a calcular en función de dos parámetros que se introducen para facilitar el cálculo; las ecuaciones que se utilizarán son las siguientes:

$$k_1 = \frac{2500 * E_1}{f * \sqrt{Lm * Ve}} \quad (\text{Ec. 17})$$

$$k_2 = \frac{2 * \pi * E_p * I_p}{M * f} \quad (\text{Ec. 18})$$

$$Lm = \frac{E_p}{2 * \pi * f * Im} \quad (\text{Ec. 19})$$

$$M = \frac{I_s}{n * Im} \quad (\text{Ec. 20})$$

$$k_1^2 = \frac{B^2}{\mu} \quad (\text{Ec. 21})$$

$$N_p = \frac{E_p * 10^8}{4.44 * f * B * A_e} \quad (\text{Ec. 22})$$

$$N_s = \frac{N_p}{n} * \left[1 + \frac{(1-0.895)}{2} \right] \quad (\text{Ec. 23})$$

En primer lugar se calcula la relación de transformación y la corriente del primario:

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{I_2}{I_1} = \frac{N_1}{N_2} = n \quad (\text{Ec. 24})$$

$$n = \frac{V_1}{V_2} = \frac{200 \text{ V}}{800 \text{ V}} = 0.5 \quad (\text{Ec. 25})$$

$$n = \frac{I_2}{I_1} \quad (\text{Ec. 26})$$

$$I_1 = \frac{I_2}{n} = \frac{0.42}{0.5} = 0.84 \text{ A} \quad (\text{Ec. 27})$$

A raíz de esto, calculamos el factor k_2 .

$$k_2 = \frac{2 \cdot \pi \cdot E_p \cdot I_p}{M \cdot f} = \frac{2 \cdot \pi \cdot 200 \cdot 0.84}{10 \cdot 10000} = 105.56 \cdot 10^{-4} \quad (\text{Ec. 28})$$

Siendo:

- E_p la tensión aplicada al arrollamiento primario, en V.
- I_p la corriente que circula por el primario, en A.
- f la frecuencia de conmutación, en Hz.
- M es un factor que depende de la funcionalidad de nuestro transformador.

Para una mayor optimización del núcleo del cual se quieren reducir el peso, el tamaño y el coste, M debe ser $10 \leq M \leq 20$; para obtener una mejor regulación $2 \leq M \leq 4$, sin embargo para frecuencias elevadas no es necesario que M supere el 5 para una utilización buena del núcleo. En nuestro caso, siguiendo con el objetivo de reducir costes, optaremos por una $M = 10$ para reducir el peso, coste y tamaño como hemos mencionado anteriormente

A raíz de este resultado, elegimos un núcleo envolvente cuyo valor de k_2 sea aproximadamente la mitad del calculado anteriormente ya que la temperatura ambiente no es muy elevada y la frecuencia de conmutación es menor o igual a 10kHz. En la tabla nº 3 podemos ver los tipos de núcleos y sus correspondientes valores de k_2 .

Valores del factor k_2 para núcleos de ferrita

tamaño-grado	k_2	tamaño-grado	k_2
Núcleos envolventes		P30/19 - 3B7	$771 \cdot 10^{-5}$
P9/5-3B7 P9/5-3H1 P9/5-4C6 P9/5-3D3 P11/7-3B7 P11/7-3H1 P11/7-3D3 P11/7-4C6 P14/8-3B7 P14/8-3H1 P14/8-3D3 P14/8-3E1 P14/8-4C6 P18/11-3B7 P18/11-3H1 P18/11-3D3 P18/11-3E1 P18/11-4C6 P22/13-3B7 P22/13-3H1 P22/13-3D3 P22/13-3E1 P22/13-4C6 P26/16-3B7 P26/16-3H1 P26/16-3D3 P26/16-3E1 P26/16-4C6		P30/19-3H1	$508 \cdot 10^{-5}$
	$255 \cdot 10^{-5}$	P30/19 - 3D3	$213 \cdot 10^{-4}$
	$168 \cdot 10^{-5}$	P30/19 - 3E1	$322 \cdot 10^{-5}$
	$258 \cdot 10^{-5}$	P36/22 - 3B7	$131 \cdot 10^{-4}$
	$528 \cdot 10^{-5}$	P36/22 - 3H1	$860 \cdot 10^{-5}$
	$478 \cdot 10^{-5}$	P36/22 - 3D3	$134 \cdot 10^{-4}$
	$314 \cdot 10^{-5}$	P36/22 - 3E1	$800 \cdot 10^{-5}$
	$969 \cdot 10^{-5}$	P42/29 - 3B7	$214 \cdot 10^{-4}$
	$515 \cdot 10^{-5}$	P42/29 - 3H1	$141 \cdot 10^{-4}$
	$875 \cdot 10^{-5}$	P66/56 - 3B7	$164 \cdot 10^{-3}$
	$576 \cdot 10^{-5}$	P66/56 - 3E1	$509 \cdot 10^{-4}$
	$185 \cdot 10^{-5}$		
	$294 \cdot 10^{-5}$	Núcleos EE y EI	
	$101 \cdot 10^{-4}$		
	$158 \cdot 10^{-5}$	EE13/13/3-3H1	$280 \cdot 10^{-5}$
	$104 \cdot 10^{-5}$	EE20/20/5 - 3E1	$725 \cdot 10^{-5}$
	$403 \cdot 10^{-5}$	EE30/30/7 - 3E1	$192 \cdot 10^{-5}$
	$606 \cdot 10^{-5}$	EE42/42/15-3E1	$779 \cdot 10^{-5}$
	$230 \cdot 10^{-4}$	EI42/29/15-3E1	$583 \cdot 10^{-5}$
	$265 \cdot 10^{-5}$	EE55/55/21 -3E1	$188 \cdot 10^{-4}$
	$174 \cdot 10^{-5}$	E65/32/13-3E1	$522 \cdot 10^{-4}$
	$707 \cdot 10^{-5}$		
	$102 \cdot 10^{-5}$	Núcleos UU y VI	
	$410 \cdot 10^{-4}$		
	$456 \cdot 10^{-5}$	UU93/152/30	$218 \cdot 10^{-3}$
	$301 \cdot 10^{-5}$	UI93/104/30	$158 \cdot 10^{-3}$
	$121 \cdot 10^{-4}$	UU100/114/25	$139 \cdot 10^{-3}$
	$137 \cdot 10^{-5}$	U1100/82/25	$111 \cdot 10^{-3}$
	$725 \cdot 10^{-4}$	UU64/59/14	$187 \cdot 10^{-4}$

Tabla 3.

En nuestro caso hay que escoger un núcleo cuyo valor de k_2 sea igual o superior a $5.278 \cdot 10^{-3}$; el núcleo que más se aproxima a nuestros requisitos es el P14/8-3E1, sin embargo para garantizar su correcto dimensionamiento escogeremos uno algo más grande. Finalmente se escoge el P36/22-3B7 cuyo valor de k_2 es $131 \cdot 10^{-4}$; donde la “P” es el tipo de núcleo, 36/22 es el tamaño del núcleo y 3B7 es el material del que está hecho. Los datos de este núcleo se pueden consultar en el anexo nº2 de este documento; para el cálculo necesitaremos los siguientes:

$$- V_e = 10700 \text{ mm}^3 = 10.7 \text{ cm}^3$$

$$- A_e = 202 \text{ mm}^2 = 2.02 \text{ cm}^2$$

Otro dato necesario para el cálculo del transformador es la inductancia del núcleo, la cual depende del material del que está hecho. Como hemos dicho anteriormente, el material es el 3B7 cuyas características se pueden consultar en el anexo nº3 de este documento.

- B = 320 mT a 100°C y 10kHz.

$$M = \frac{I_s}{n * I_m} \quad (\text{Ec. 29})$$

$$I_m = \frac{I_s}{n * M} = \frac{0.42}{0.5 * 10} = 0.084 \quad (\text{Ec. 30})$$

Siendo I_m la corriente magnetizante, es decir, la corriente que atraviesa la inductancia “L” y establece la inducción “B”. En algunos casos se puede despreciar por ser muy pequeña, aunque en nuestro caso se tendrá en cuenta.

$$L_m = \frac{E_p}{2 * \pi * f * I_m} = \frac{200}{2 * \pi * 10000 * 0.084} = 0.0379 \quad (\text{Ec. 31})$$

Siendo L_m la inductancia mínima magnetizante en Henrios.

$$k_1 = \frac{2500 * E_p}{f * \sqrt{L_m * V_e}} = \frac{2500 * 200}{10000 * \sqrt{0.0379 * 10.7}} = 78.52 \quad (\text{Ec. 32})$$

$$k_1^2 = \frac{B^2}{\mu} \quad (\text{Ec. 33})$$

$$\mu = \frac{B^2}{k_1^2} = \frac{\left(\frac{320 \text{ mT} * 10000 \text{ Gauss}}{1000} \cdot \frac{1 \text{ T}}{10000}\right)^2}{78.52^2} = 1660.79 \quad (\text{Ec. 34})$$

Por último calculamos el número de espiras de ambos devanados así como el diámetro del hilo conductor.

$$N_p = \frac{E_p * 10^8}{4.44 * f * B * A_e} = \frac{200 * 10^8}{4.44 * 10000 * 3200 * 2.02} = 69.68 = 70 \text{ espiras} \quad (\text{Ec. 35})$$

$$N_s = \frac{N_p}{n} * \left[1 + \frac{(1-0.895)}{2} \right] = \frac{70}{0.5} * \left[1 + \frac{(1-0.895)}{2} \right] = 147.35 = 147 \text{ espiras} \quad (\text{Ec. 36})$$

Aunque el número de espiras de los arrollamientos sea el calculado anteriormente, se le añadirán algunas espiras extras al devanado secundario para tener una tensión extra en caso de necesitarla y obtener así un mayor nivel de regulación. Teniendo en cuenta que el cálculo de nuestro transformador no es exacto, el diámetro del hilo se calculará para una densidad de corriente de 2.5 A/mm².

- Hilo del primario:

Si le hacemos la inversa a la densidad de corriente obtenemos 0.4mm²/A.

$$0.4 \frac{\text{mm}^2}{\text{A}} * 0.84\text{A} = 0.336 \text{ mm}^2 \quad (\text{Ec. 37})$$

Consultando la tabla de conductores nº 4 vemos que la sección mínima que cumple con nuestros requisitos es la sección de 0.3848 mm², la cual tiene un diámetro de 0.7 mm.

- Hilo del secundario:

$$0.4 \frac{\text{mm}^2}{\text{A}} * 0.42\text{A} = 0.168 \text{ mm}^2 \quad (\text{Ec. 38})$$

De acuerdo con la tabla de conductores la sección mínima que cumple nuestros requisitos es la sección 0.1964 mm^2 , con un diámetro de 0.50 mm.

Tabla de hilos para bobinar

diámetro hilo desnudo (mm)	sección (mm^2)	resistencia por metro (20°C)	no espiras por cm^2 , hilo esmaltado	intensidad para $1,55 \text{ A} / \text{mm}^2$ (amperios)
0,04	0,00125	13,92	338S6	0,00193
0,05	0,00196	8,95	21609	0,00303
0,06	0,00282	6,13	14884	0,00437
0,07	0,00384	4,54	10000	0,00595
0,08	0,00503	3,50	9604	0,00779
0,09	0,00636	2,75	8100	0,00985
0,10	0,00785	2,22	6561	0,01216
0,11	0,00950	1,84	5184	0,01472
0,12	0,01131	1,55	4489	0,01753
0,13	0,01327	1,82	3844	0,02056
0,14	0,01539	1,14	3481	0,02385
0,15	0,01767	0,99	3025	0,02738
0,16	0,02011	0,87	2704	0,03117
0,17	0,02270	0,772	2500	0,03518
0,18	0,02545	0,685	2209	0,03944
0,19	0,02835	0,617	2025	0,04394
0,20	0,03142	0,557	1849	0,04870
0,22	0,03801	0,460	1521	0,05891
0,25	0,04909	0,375	1225	0,07608
0,30	0,07069	0,248	841	0,1095
0,35	0,09621	0,182	645	0,1491
0,40	0,1257	0,139	506	0,1984
0,45	0,1590	0,110	400	0,2464
0,50	0,1964	0,0895	328	0,3044
0,60	0,2827	0,0618	231	0,4381
0,70	0,3848	0,0455	174	0,5964
0,80	0,5027	0,0348	132	0,7791
0,90	0,6362	0,0275	106	0,9861
1,00	0,7854	0,0223	86	1,217
1,10	0,9503	0,0184	71	1,472
1,20	1,1310	0,0155	59	1,753
1,30	1,3273	0,0132	50	2,057
1,40	1,5393	0,0113	44	2,385
1,50	1,7671	0,00992	38	2,739
1,60	2,0106	0,00870	35	3,116
1,70	2,2698	0,00770	30	3,518
1,80	2,5446	0,00687	27	3,944
1,90	2,8352	0,00617	24	4,394
2,00	3,1416	0,00557	22	4,869

Tabla 4.

Por último hay que comprobar si el tamaño de los arrollamientos es inferior al tamaño del núcleo escogido, en caso contrario habrá que escoger otro núcleo más grande y rehacer los cálculos.

En primer lugar hay que saber el diámetro final que tendrán los conductores de los arrollamientos, ya que los diámetros calculados anteriormente según la tabla nº 4 son diámetros de conductores desnudos y nuestros conductores irán esmaltados.

Consultando en la tabla nº 5 obtenemos que los diámetros finales con un grado 1 para los arrollamientos son: 0.762 mm para el arrollamiento primario y 0.544mm para el arrollamiento secundario.

Diámetro nominal del conductor Nominal conductor diameter mm	Tolerancia del conductor Conductor tolerance mm	Incremento mínimo debido al aislante Minimum increase due to the insulation			Diámetro exterior máximo Maximum overall diameter		
		Grado/Grade 1 mm	Grado/Grade 2 mm	Grado/Grade 3 mm	Grado/Grade 1 mm	Grado/Grade 2 mm	Grado/Grade 3 mm
0,300	0,004	0,019	0,035	0,053	0,334	0,352	0,369
0,315	0,004	0,019	0,035	0,053	0,349	0,367	0,384
0,335	0,004	0,020	0,038	0,057	0,372	0,391	0,408
0,355	0,004	0,020	0,038	0,057	0,392	0,411	0,428
0,375	0,005	0,021	0,040	0,060	0,414	0,434	0,453
0,400	0,005	0,021	0,040	0,060	0,439	0,459	0,478
0,425	0,005	0,022	0,042	0,064	0,466	0,488	0,508
0,450	0,005	0,022	0,042	0,064	0,491	0,513	0,533
0,475	0,005	0,024	0,045	0,067	0,519	0,541	0,562
0,500	0,005	0,024	0,045	0,067	0,544	0,566	0,587
0,530	0,006	0,025	0,047	0,071	0,576	0,600	0,623
0,560	0,006	0,025	0,047	0,071	0,606	0,630	0,653
0,600	0,006	0,027	0,050	0,075	0,649	0,674	0,698
0,630	0,006	0,027	0,050	0,075	0,679	0,704	0,728
0,670	0,007	0,028	0,053	0,080	0,722	0,749	0,774
0,710	0,007	0,028	0,053	0,080	0,762	0,789	0,814
0,750	0,008	0,030	0,056	0,085	0,805	0,834	0,861
0,800	0,008	0,030	0,056	0,085	0,855	0,884	0,911
0,850	0,009	0,032	0,060	0,090	0,909	0,939	0,968
0,900	0,009	0,032	0,060	0,090	0,959	0,989	1,018
0,950	0,010	0,034	0,063	0,095	1,012	1,044	1,074
1,000	0,010	0,034	0,063	0,095	1,062	1,094	1,124
1,060	0,011	0,034	0,065	0,098	1,124	1,157	1,188
1,120	0,011	0,034	0,065	0,098	1,184	1,217	1,248
1,180	0,012	0,035	0,067	0,100	1,246	1,279	1,311
1,250	0,013	0,035	0,067	0,100	1,316	1,349	1,381
1,320	0,013	0,036	0,069	0,103	1,388	1,422	1,455
1,400	0,014	0,036	0,069	0,103	1,468	1,502	1,535
1,500	0,015	0,038	0,071	0,107	1,570	1,606	1,640
1,600	0,016	0,038	0,071	0,107	1,670	1,706	1,740
1,700	0,017	0,039	0,073	0,110	1,772	1,809	1,844
1,800	0,018	0,039	0,073	0,110	1,872	1,909	1,944
1,900	0,019	0,040	0,075	0,113	1,974	2,012	2,048
2,000	0,020	0,040	0,075	0,113	2,074	2,112	2,148
2,120	0,021	0,041	0,077	0,116	2,196	2,235	2,272
2,240	0,022	0,041	0,077	0,116	2,316	2,355	2,392
2,360	0,024	0,042	0,079	0,119	2,438	2,478	2,516
2,500	0,025	0,042	0,079	0,119	2,578	2,618	2,656
2,650	0,027	0,043	0,081	0,123	2,730	2,772	2,811
2,800	0,028	0,043	0,081	0,123	2,880	2,922	2,961
3,000	0,030	0,045	0,084	0,127	3,083	3,126	3,166
3,150	0,032	0,045	0,084	0,127	3,233	3,276	3,316
3,350	0,034	0,046	0,086	0,130	3,435	3,479	3,521
3,550	0,036	0,046	0,086	0,130	3,635	3,679	3,721
4,000	0,040	0,047	0,089	0,134	4,088	4,133	4,176
4,250	0,043	0,049	0,092	0,138	4,341	4,387	4,431
4,500	0,045	0,049	0,092	0,138	4,591	4,637	4,681
4,750	0,048	0,050	0,094	0,142	4,843	4,891	4,936
5,000	0,050	0,050	0,094	0,142	5,093	5,141	5,186

DESDE LA LINEA ROJA EN ADELANTE, LOS DIAMETROS SON EQUIVALENTES A LOS DE HILOS DE ALUMINIO ESMALTADO
(Norma CEI 60317-0-3)
BELOW THE RED LINE, DIMENSIONS ARE EQUIVALENT TO ENAMELLED ALUMINIUM WIRES
(Standard IEC 60317-0-3)

Tabla 5.

Con los diámetros totales de los arrollamientos se calculan las capas de hilo conductor que tendrá el transformador. Consultando la hoja de datos del núcleo vemos que la altura disponible para el arrollamiento es de 14.60 mm, teniendo en cuenta que el hilo del primario tiene un diámetro de 0.762 mm, obtenemos un valor de 19.16 espiras, es decir, 19 espiras por cada capa; teniendo en cuenta que en el primario se necesitan 70 espiras, hace un total de 3.65 capas, es decir, 4 capas para el arrollamiento primario, ajustándonos así a la altura H2 de la hoja de características del núcleo. Siguiendo el mismo procedimiento para el arrollamiento secundario, resultan 6 capas de hilo para el secundario. Sumando las capas del primario y del secundario son un total de 10 capas de hilo; suponiendo que cada hilo de conductor está justamente a continuación del otro, resulta el tamaño del bobinado completo de 6.312 mm. La cuenta sería la siguiente:

$$L = 4 * 0.762 + 6 * 0.544 = 6.312 \text{ mm} \quad (\text{Ec. 39})$$

Siendo L la longitud total de los dos devanados juntos.

Consultando de nuevo la hoja de características de nuestro núcleo vemos que la longitud disponible para el bobinado sería equivalente a:

$$L_d = \frac{D_2 - D_3}{2} = \frac{29.90 - 16.20}{2} = 6.85 \text{ mm} \quad (\text{Ec. 40})$$

Como podemos ver $L_d > L$ por lo que el bobinado si cabría en nuestro núcleo aunque muy justo, dejando poco espacio para el aislamiento entre devanados y la refrigeración; sin embargo, para el cálculo no hemos utilizado ningún factor de reducción para el apilamiento de los conductores, los cuales no se dispondrán uno justamente al lado de otro, sino que cada espira se alojará entre las dos espiras colindantes de la capa inferior, reduciendo así el tamaño necesario para el bobinado.

6.3. Bloques de control de fase

Los bloques de esta etapa son los que están numerados con un 3 junto con una letra en el plano. La construcción de cada bloque sería como la que se ve en la imagen nº 74.

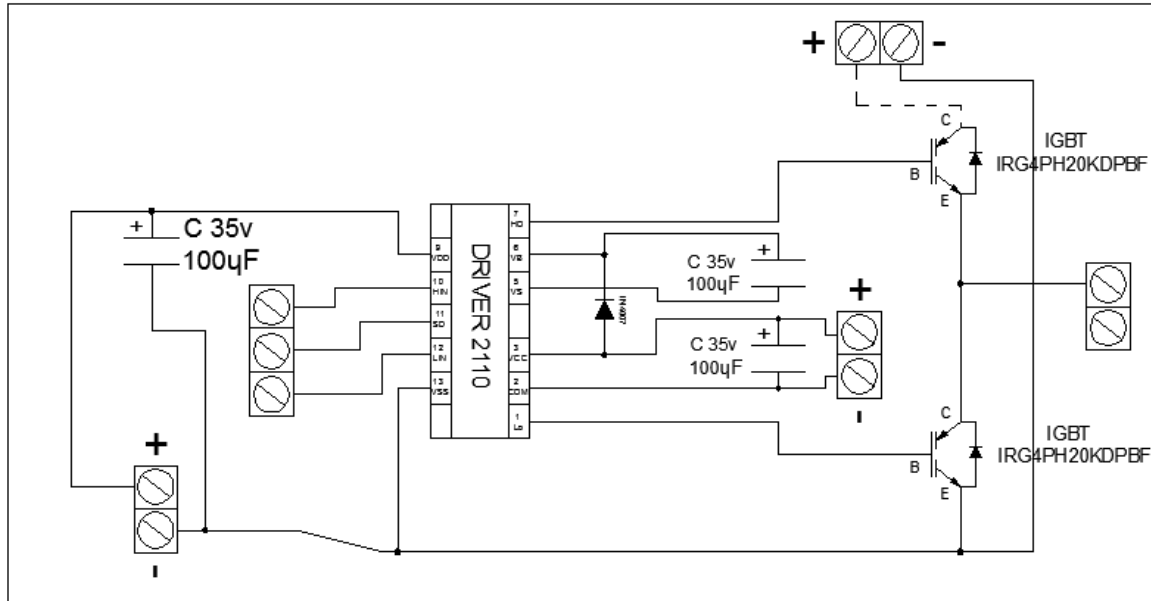


Imagen 74.

Como se observa en la imagen anterior, se han colocado en el circuito varias regletas de varios pines para facilitar la conexión y alimentación de los diferentes componentes. Hay cuatro regletas de dos pines; una para alimentar el lado de las entradas digitales del driver, otro para alimentar el lado de las salidas del driver el cual está alimentado a una tensión diferente que el lado de las entradas, otro para alimentar a los interruptores estáticos con la tensión continua de salida del rectificador secundario, y otra para conectar la señal de salida del bloque de control de fase la cual irá al filtro. Se ha colocado una regleta de 3 pines para conectar las 3 entradas digitales al inversor, una para el IGBT del lado alto, otra para el lado bajo, y otra para la señal de apagado SD.

Los arduinos de la etapa de control generan las señales de disparo de los interruptores estáticos, sin embargo el arduino no posee la suficiente capacidad como para alimentar a dichos interruptores, por lo que habrá que intercalar en ellos un dispositivo capaz de llevar a cabo esta tarea.

6.3.1. Driver

Un driver es un dispositivo que recibe la señal digital que envía el arduino y activa los interruptores estáticos que estén conectados a él. Este dispositivo si posee la capacidad suficiente como para alimentar a los interruptores estáticos ya que posee alimentación propia de más de 9 V, que es lo que necesitan los interruptores estáticos elegidos. Cada driver controla dos interruptores estáticos, por lo tanto habrá 5 drivers, uno por cada fase del inversor trifásico y dos para la señal del transformador. El driver elegido es el IR2110, cuyas características se pueden consultar en su correspondiente hoja de datos adjunta al presente documento, anexo nº 4. Entre las más destacadas están su tiempo de conmutación y su tensión de salida máxima.

La conexión de este dispositivo es la que se muestra en la imagen nº 75.

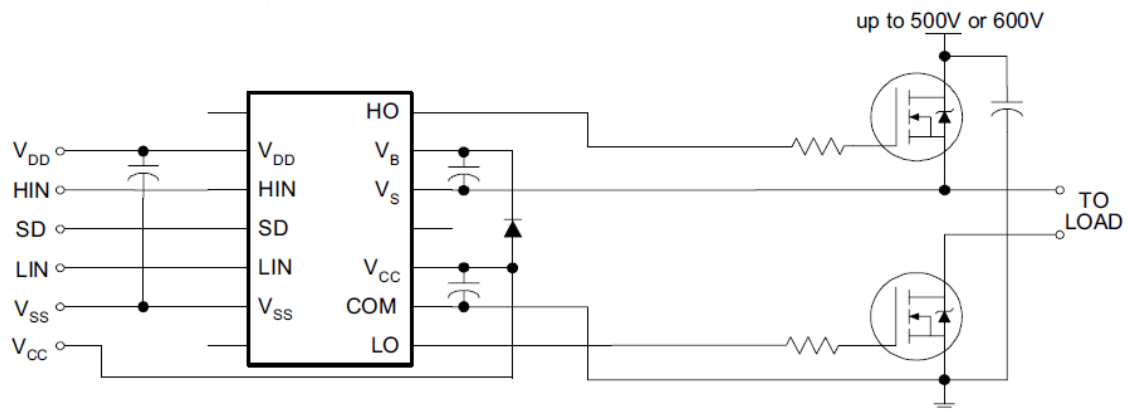


Imagen 75.

El driver se divide en dos partes, el lado alto y el lado bajo; así diferencia los dos interruptores estáticos que es capaz de controlar. Como se pueden imaginar, el lado alto controla el interruptor estático situado por encima, y el lado bajo el que está situado debajo. Cuenta con 14 patillas de conexión, siendo la número uno la patilla situada en la parte inferior derecha (LO), la número siete es la situada en la parte superior derecha (HO), la número 8 es la situada en la parte superior izquierda (-) y la número 14 la situada en la parte inferior izquierda (-).

La nomenclatura de las patillas es la siguiente:

- LO: salida correspondiente al lado bajo.
- COM: es el punto común, es decir, el punto de referencia.
- Vcc: punto de entrada de la alimentación del lado bajo de las salidas.

- Vs: punto de referencia para la salida del interruptor estático del lado alto.
- VB: punto de entrada de la alimentación del lado alto de las salidas.
- HO: salida correspondiente al lado alto.
- VDD: punto de entrada de la alimentación del lado de las entradas digitales.
- HIN: entrada digital del lado alto.
- SD: entrada digital de la señal de apagado (Shutdown).
- LIN: entrada digital del lado bajo.
- VSS: punto de referencia del lado de las entradas digitales.

La imagen n° 76 muestra la construcción interna del driver.

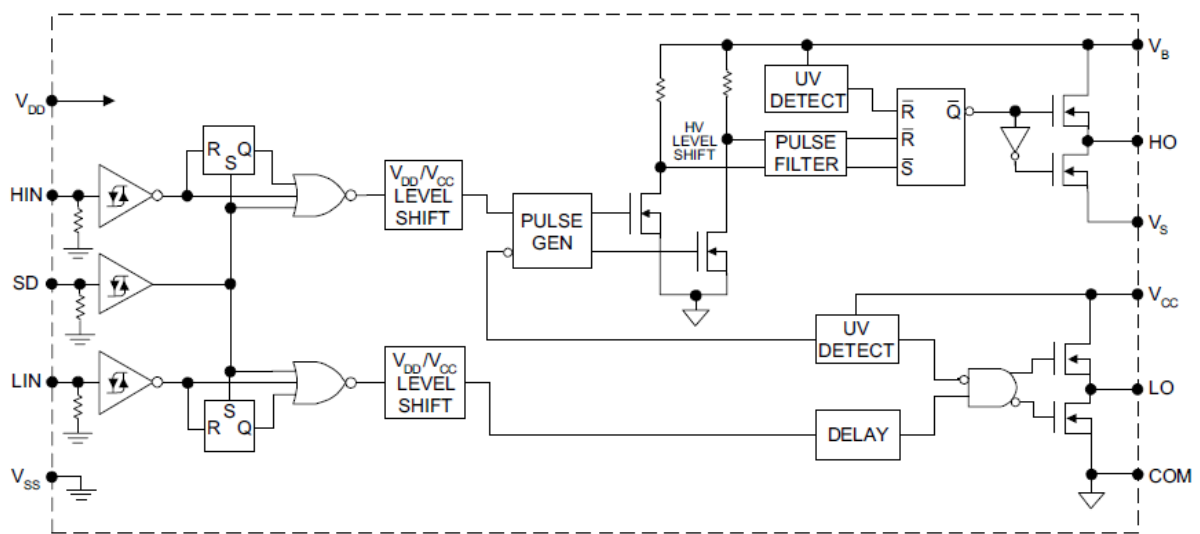


Imagen 76.

Su funcionamiento básico sería el siguiente:

- Se alimenta el lado de entradas digitales con 5V, al ser tecnología TTL, entre VDD y VSS, y el lado de salidas analógicas con la tensión de entrada necesaria para poder alimentar a los interruptores estáticos que conectaremos a estas, la tensión de alimentación de los interruptores se verá más adelante junto con las características de estos. La elección de esta tensión se hará teniendo en cuenta los límites de tensión y/o corriente que soportan tanto el driver como los interruptores estáticos. En nuestro caso, como el lado de salidas del driver soporta unos 25 V máximo, alimentaremos el lado de las salidas con unos 18V, entre VCC y COM, mediante dos pilas de 9 V conectadas en serie. La alimentación del lado de entradas digitales vendrá de una pila de 5V.

- Para que puedan funcionar los driver's es necesario conectar a estos tres condensadores y un diodo. Un condensador se coloca en el lado de las entradas digitales,

entre VCC y VSS para garantizar la tensión de alimentación de 5V, los otros dos condensadores se colocan en el lado de las salidas, uno entre VCC y COM y el otro entre Vb y Vs para garantizar la tensión de alimentación de los interruptores estáticos de 18 V. También se coloca un diodo con el positivo en VCC y el negativo en Vb, el cual permite que con la misma fuente de alimentación se alimenten el lado alto y el lado bajo, es decir, la carga de ambos condensadores, pero impidiendo el retorno de corriente. En nuestro caso los condensadores serán de 35 V y 100 μ F y los diodos son de la familia 1N4007. La colocación de estos se hará como se muestra en la imagen nº 75.

- A la derecha de la imagen nº 76 se observan 4 FET's (interruptores estáticos), los cuales están enumerados del 1 al 4 en orden descendente. Cuando el bloque "UV DETECT" del lado alto detecta que el condensador colocado entre VB y VS está cargado, el circuito desconecta el interruptor estático 2 y activa el 1, quedando así aplicada la tensión de alimentación de la parte superior entre VB y HO y activando el interruptor estático conectado a la salida de HO, cuando se manda un 1 lógico a través de HIN.

El funcionamiento es similar al del lado bajo; cuando el bloque "UV DETECT" del lado bajo detecta que el condensador situado entre la entrada de la alimentación y el pin COM está cargado, desactiva el interruptor estático 4 y activa el 3, activando el interruptor estático conectado a la salida LO, siempre que se mande un 1 lógico a través de LIN.

Cuando las entradas analógicas LIN y HIN se apagan, es decir, se hacen 0, las salidas se desconectan.

- La señal de apagado "Shutdown" es una señal de seguridad que anula ambas salidas. Si por cualquier circunstancia se activase esta señal, ambas salidas se apagarían incluso después de haber desactivado la señal de Shutdown. Para volver a activar las salidas es necesario hacerlas pasar por un 0 lógico, es decir, apagarlas, y volver a activarlas. Se puede decir que una vez activada la señal de seguridad, y tras apagar esta, hay que resetear las entradas digitales correspondientes al lado alto y bajo del driver poder volver a activarlas; evidentemente, mientras no se apague la señal de seguridad, no se podrán volver a activar las salidas.

La imagen n° 77 muestra su comportamiento.

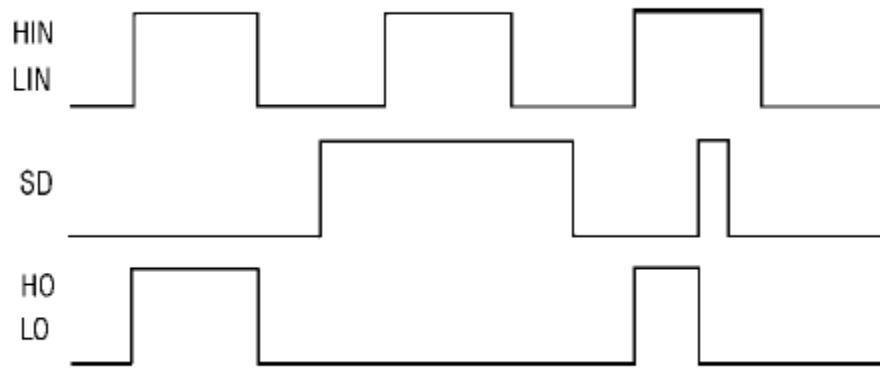


Imagen 77.

Cuando se activa HIN, se activa HO, y cuando se activa LIN, se activa LO; cuando se desactivan HIN o LIN, se desactivan respectivamente HO o Lo. Independientemente de cuál de ellas esté conectada, cuando se activa la señal SD se desconectan ambas salidas, incluso estando HIN y LIN activadas. Hay que desconectar la señal SD y hacer pasar por cero (conectarlas a potencial cero) HIN y LIN para poder volver a activar HO y LO.

- Para realizar este proyecto se han necesitado 5 driver's , uno por cada bloque(3 para el inversor trifásico y 2 para el inversor monofásico del transformador), cada uno de los cuales controla dos interruptores estáticos; aquí se ha explicado el funcionamiento de uno de ellos, aunque todos los driver's se conectan de la misma forma y necesitan los mismos elementos. La única variación de funcionamiento que hay entre ellos es la frecuencia de trabajo(los driver's del inversor monofásico trabajarán aproximadamente a 10000 Hz y los del inversor trifásico a 50Hz aproximadamente).

Como ya hemos dicho anteriormente, los driver's controlan a los interruptores estáticos de ambos inversores. Los interruptores más adecuados para nuestro proyecto son los IGBT's debido a la capacidad de nuestro driver para alimentarlos.

6.3.2. IGBT'S y disipadores de calor

Las siglas IGBT vienen de "Insulated Gate Bipolar Transistor", que significa "Transistor Bipolar de Puerta Aislada". Un IGBT es un transistor bipolar que se controla por tensión, en lugar de por corriente como los primeros transistores. Para este proyecto se ha escogido un IGBT debido a sus prestaciones sobre otros dispositivos:

- Se elimina la necesidad de altas corrientes para entrar en estado de saturación que tenían los transistores bipolares convencionales (BJT), al controlarse por tensión. Con esto

también se elimina la gran dispersión térmica que tenían los BJT y su incidencia en el circuito.

- Tiene la capacidad de manejar tensiones e intensidades más elevadas que los tradicionales BJT y los MOSFET.

- Se puede decir que un IGBT concentra las cualidades de ambos, la capacidad de corriente de los tradicionales BJT, el control por tensión de los MOSFET, y su baja dispersión térmica.

- Como inconvenientes se pueden decir que no todos los IGBT's traen el diodo de protección (Damper) y su velocidad de respuesta es un poco inferior, limitada a unos 20 KHz, aunque para el proyecto que nos abarca no influye este dato.

El interruptor estático elegido para este proyecto es el IGBT IRG4PD20KD, cuya hoja de datos completa se puede consultar en los archivos adjuntos a este documento, anexo nº 5. En la imagen nº 78 se puede ver su construcción interna, y en la imagen nº 79 su aspecto externo.

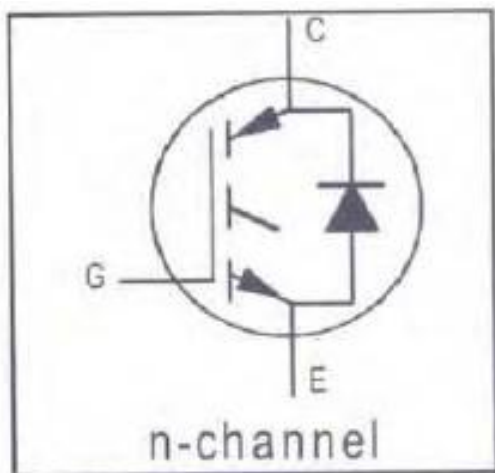


Imagen 78.

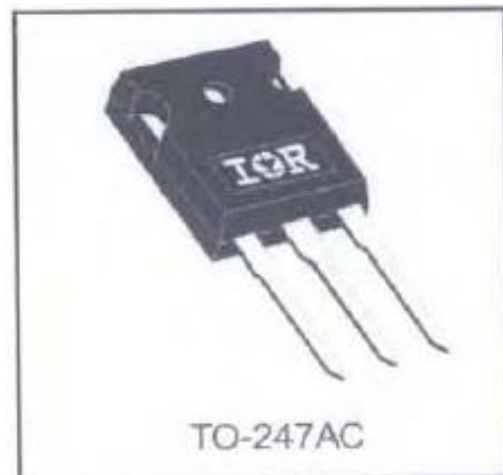


Imagen 79.

Sus características más importantes son:

- Tensión máxima entre el colector y el emisor ($V_{ce}=1200V$)
- Corriente máxima de colector ($I_c=11A$)
- Tensión de puerta ($V_{ge} = \pm 20V$, la cual está dentro del rango de tensión de salida de los driver's que lo controlan).

Otro aspecto muy importante también a considerar son los tiempos de encendido y apagado; aunque para el inversor trifásico no sea un aspecto tan relevante al tener

frecuencias relativamente bajas, para el inversor monofásico es un aspecto muy a tener en cuenta ya que oscila a frecuencias mucho más elevadas (10kHz), cuyo periodo es 100μS. Si los tiempos a los que trabaja el IGBT son mayores o iguales que este, no nos serviría el interruptor y habría que buscar otro más rápido o modificar la frecuencia del inversor monofásico. Al mirar las tablas del IGBT en la hoja de datos adjunta, vemos que los tiempos de trabajo son:

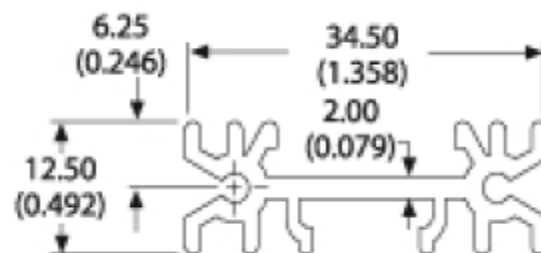
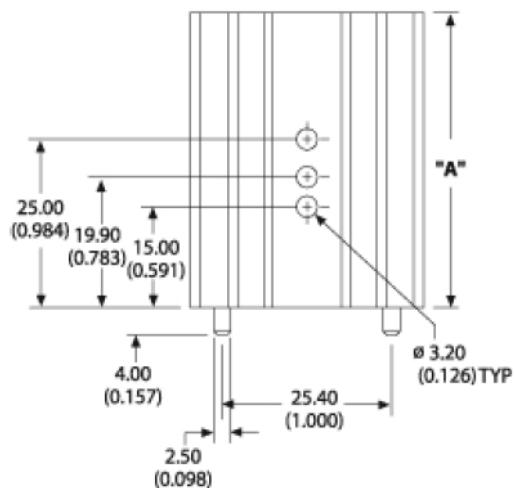
- Tiempo de retardo al encendido (t_{don}): 50 nS.
- Tiempo de subida (t_r): 30 nS.
- Tiempo de retardo al apagado (t_{doff}): máximo 150 nS.
- Tiempo de bajada (t_f): máximo 380 nS.

Teniendo en cuenta estos aspectos se llega a la conclusión de que el IGBT IRG4PD20KD cumple con todos los requisitos necesarios para nuestro inversor ya que la tensión máxima que soporta es de 1200 V y nuestra tensión máxima es de 800 V, la corriente máxima que soportan es de 11 A y nuestra corriente es de 0.5 A aproximadamente, su tensión de puerta está dentro de la tensión de salida del driver que lo dispara, y sus tiempos de trabajo son del orden de 1000 veces más pequeños que el periodo de la señal del inversor monofásico.

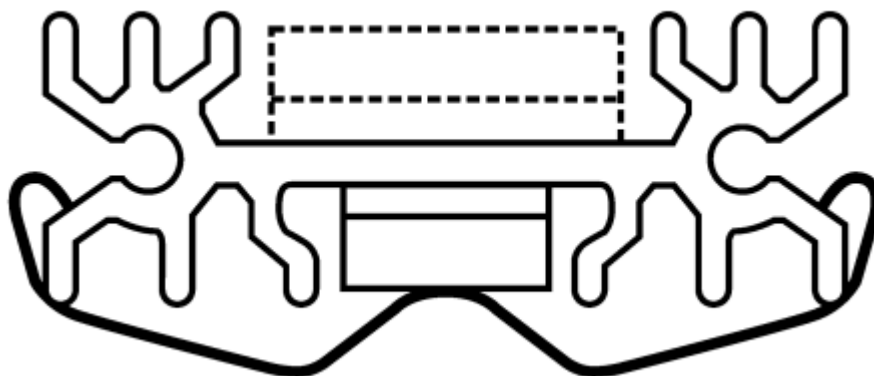
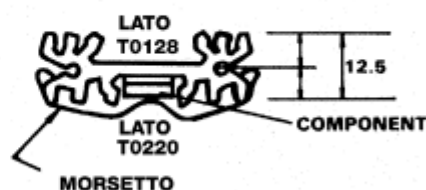
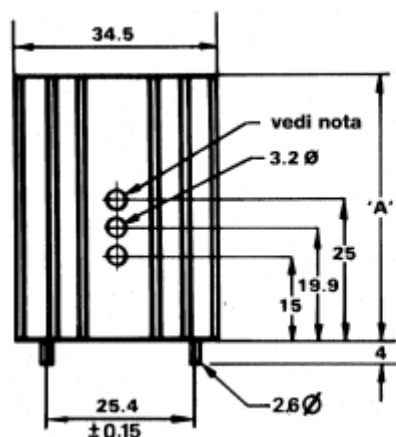
Para identificar las patillas, basta con colocar el IGBT en la misma posición que en la imagen nº 79, siendo estas la base, el colector y emisor respectivamente de izquierda a derecha. Al estar activado por tensión, hay que tener cuidado con las capacidades que se puedan dar entre la base, el emisor y el colector ya que pueden falsear las medidas de tensión realizadas o perjudicar a la tensión entre colector y emisor.

Debido a la gran potencia que son capaces de soportar, es recomendable acoplar disipadores de calor a los IGBT's ya que estos se calentarán a medida que conducen más corriente y se ha de evitar la rotura por calentamiento. Aunque por nuestro circuito no circulará una corriente muy elevada, se acoplarán disipadores de calor para evitar una subida de temperatura en los interruptores y su posible ruptura ya que algunos de ellos trabajan a una frecuencia muy elevada.

El disipador elegido es AAVID THERMALLOY SW50-4; cuyas características físicas y térmicas se pueden consultar en la hoja de características adjunta a este documento. Este disipador es el que se figura en las imágenes nº 80 y 81.



Hay que tener en cuenta a la hora de elegir los disipadores las medidas que tienen estos y los IGBT's, pues los IGBT's tiene que tener una anchura inferior a los disipadores en su lado estrecho. Hay que fijar los IGBT's a los disipadores para evitar que estos se muevan y para mejorar el contacto entre ellos, favoreciendo la disipación de calor; para fijarlos se colocan unos clips como figura en la imagen nº 82.



6.4. Rectificación secundaria

La rectificación secundaria la lleva a cabo el bloque enumerado con un 4 en el plano adjunto; dicho bloque es el que se puede ver en la imagen n° 83.

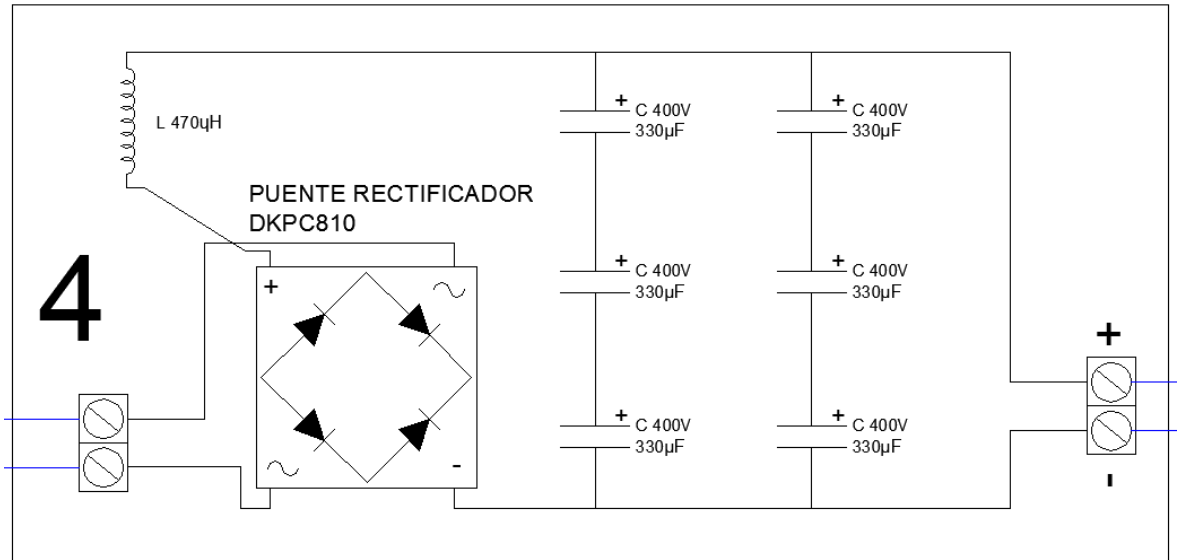


Imagen 83.

Su función es la de pasar la corriente alterna de 800 V que le llega del transformador a una corriente continua de 800 V suficiente para alimentar a los bloques de control de fase del inversor trifásico. Su construcción es muy similar a la del rectificador primario de la fuente de alimentación inicial. Siguiendo el orden de paso de la corriente tenemos: una regleta de conexión con dos pines a través de los cuales llega al rectificador la tensión procedente del transformador, un puente rectificador de diodos en un encapsulado cuyo código es DKPC810 y el cual soporta 8 amperios como máximo, una bobina de 470 µH ya que la corriente en este bloque será más pequeña, dos ramas de condensadores en paralelo, cada una de las cuales tiene 3 condensadores en serie de 330 µF lo cual hace una capacidad total por cada rama de 110 µF y una capacidad total de 220 µF, como ya se comentó en el punto referente a este puente rectificador en la parte de simulación, y por último otra regleta de conexión de dos pines a través de los cuales se lleva la tensión continua que sale de este bloque a los bloques de control de fase del inversor trifásico.

6.5. Filtro

El filtro de nuestro diseño es el bloque enumerado con un 5 en el plano; es el mismo que el de la simulación puesto que este se realizó con valores comerciales en previsión de un futuro diseño y construcción del inversor, cumpliendo con el objetivo número cuatro.

La imagen n° 84 representa el filtro, el cual está constituido por una bobina de 100 mH en serie, un condensador de 250 μ F y una resistencia de 20 Ω en paralelo. El punto común de la estrella de las ramas en paralelo se conectará a la estrella del motor o a tierra para la eliminación de los armónicos a través de esta.

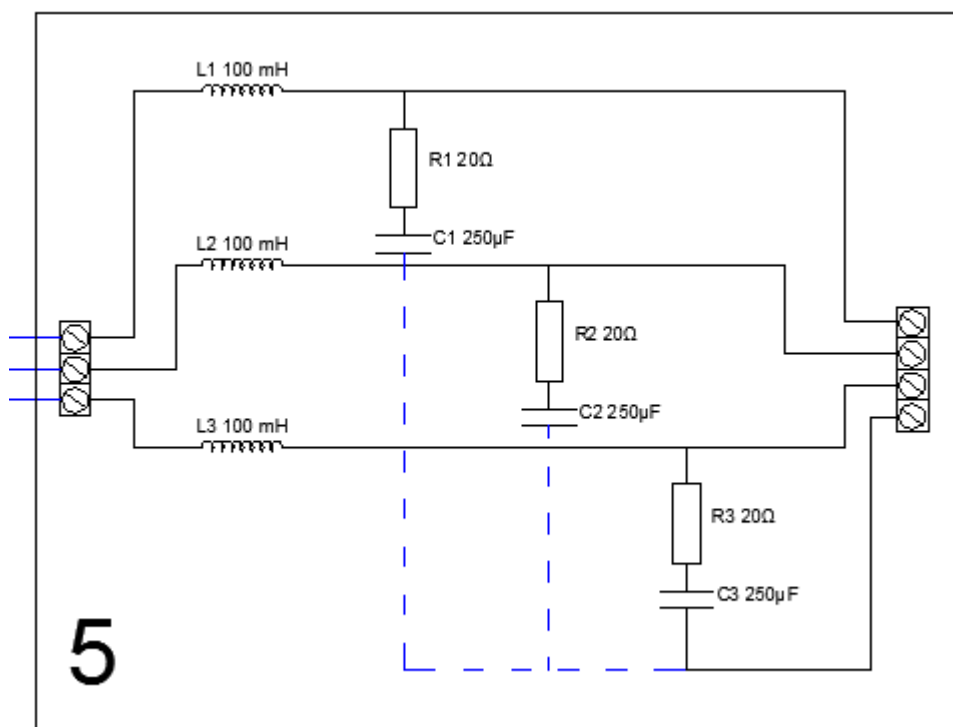


Imagen 84.

La regleta de conexión de la izquierda es el punto de entrada al filtro procedente de la salida del inversor trifásico (los bloques de control de fase 3C, 3D y 3E en el plano). Las líneas azules discontinuas representan una conexión realizada manualmente con un cable situado debajo de la placa de circuito impreso ya que existen cruces entre las vías. La regleta de conexión de la derecha es el punto de salida del filtro, es decir, la salida hacia el motor trifásico; tiene tres pines correspondientes a las tres fases del motor R, S y T de arriba abajo respectivamente, dejando el último pin para la conexión del punto común de las ramas en paralelo del filtro con la estrella del motor.

6.6. Carga trifásica

La carga trifásica para la que está diseñado este circuito es para el motor detallado en la simulación, cuyas características se pueden ver en la tabla 1; en la imagen nº 85 se puede ver el motor.

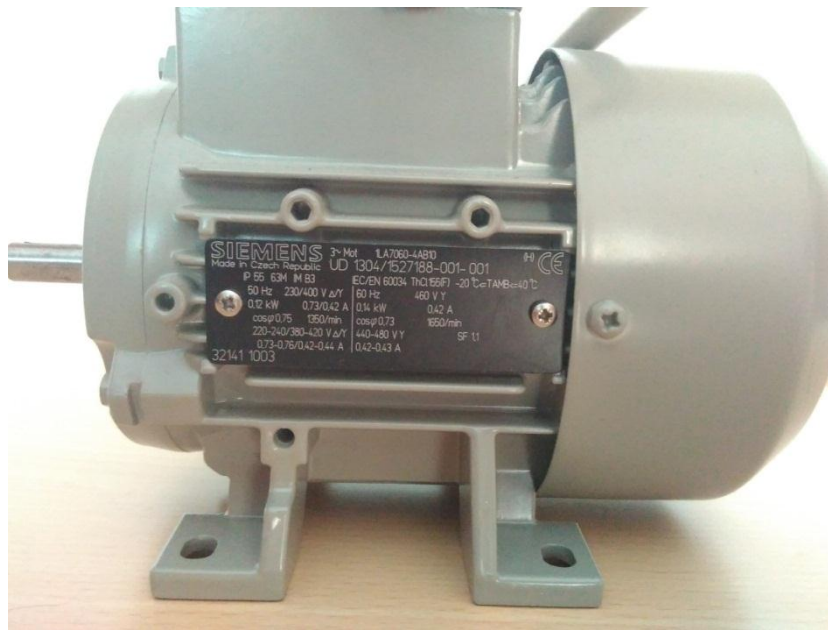


Imagen 85.

7. CONCLUSIÓN

En el presente proyecto se ha desarrollado un inversor trifásico mediante la técnica de conmutación PWM. Se ha explicado la técnica de conmutación escogida, se ha simulado mediante el software Matlab y se ha diseñado el circuito para su futura construcción explicando paso a paso cada uno de los procesos. Estos eran 3 de los objetivos que se perseguían en este proyecto los cuales se han obtenido con éxito y, aunque para hablar de éxito en el aspecto de la construcción habría que construirlo y probarlo, se podría hablar de un éxito relativo en este aspecto ya que se ha realizado una construcción sencilla y verosímil del circuito utilizando valores comerciales al alcance de todos, lo cual cumple con el objetivo número cuatro. Aunque no ha sido posible su construcción, la

simulación muestra unos resultados bastante buenos en un gran rango de frecuencias, tanto a nivel de señal de salida como a nivel de producción y filtrado de armónicos.

Intervienen en este proyecto diversos factores de diferente naturaleza:

- Sencillez en su diseño, ya que la técnica de conmutación escogida es muy sencilla de comprender y de llevar a cabo; asimismo el control del inversor es igualmente sencillo a través del teclado matricial tanto para la velocidad como para el sentido de giro.

- Tecnología. Para el control del inversor se utilizan arduinos, que son elementos relativamente actuales siendo su invención en el año 2005 con el objetivo del aprendizaje ya que los microcontroladores eran demasiado caros.

- Electrónica de potencia. Se han utilizado tanto interruptores estáticos de potencia (IGBT's), driver's para su control y un transformador de alta frecuencia, además de elementos de electrónica básica como condensadores, bobinas, resistencias, etc.

- Versatilidad. Aunque el objetivo de nuestro inversor es modificar la velocidad de un motor trifásico de pequeña potencia, está totalmente capacitado para actuar con motores de mayor potencia simplemente modificando la fuente de alimentación y reajustando el transformador; además también se podría utilizar con motores monofásicos sin necesidad de modificar nada del circuito, solo conectando únicamente dos de los bloques de control de fase en lugar de los tres.

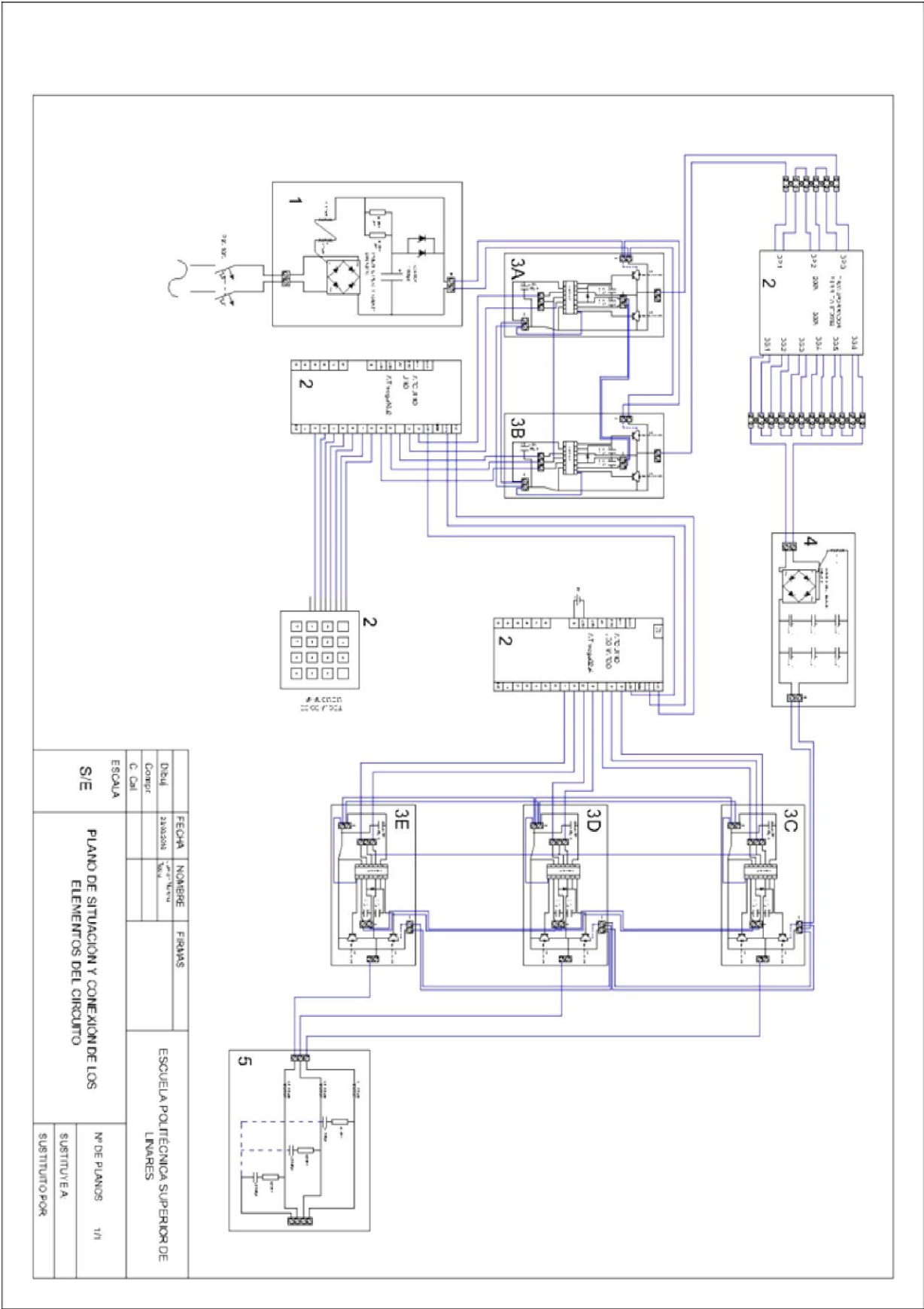
Por todo ello se puede considerar que tanto la técnica de conmutación PWM como el inversor trifásico desarrollado en este proyecto se presentan como una solución fácil, factible, viable y relativamente económica para su aplicación a los inversores encargados de modificar la velocidad de los coches eléctricos existentes en la actualidad y los que están por venir en el futuro, ya que esta técnica y este circuito son elementos básicos y mejorables a medida de mejoren los elementos encargados de la conmutación y sus materiales.

8. BIBLIOGRAFÍA

- López Mesa Diana Jimena, Camacho Muñoz Guillermo Alberto, Díaz Chávez Jaime Oscar, Gaviria López Carlos Alberto. Modulación PWM aplicada a inversores trifásicos dentro del esquema de accionamientos eléctricos AC. Universidad del Cauca, Facultad de Ingeniería Electrónica y Telecomunicaciones (FIET).
- F. González Adolfo, M. Cesari Ricardo, O. Vicioli Rubén. Diseño de transformadores con ferritas lineales. Universidad Tecnológica Nacional, Facultad Regional Mendoza. Departamento de Electrónica.

9. ANEXOS

9.1.ANEXO 1. PLANO DE SITUACIÓN Y CONEXIONADO DE LOS ELEMENTOS

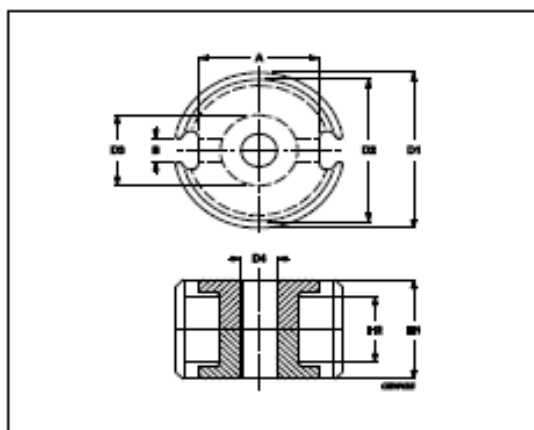


9.2.ANEXO 2. HOJA DE DATOS DEL NÚCLEO DEL TRANSFORMADOR

Product specifications



Core **P36/22**



Effective parameters			
	Parameter	Value	Unit
$\Sigma(I/A)$	core factor (C1)	0.264	mm ⁻¹
Ve	effective volume	10700	mm ³
Le	effective length	53.2	mm
Ae	effective area	202	mm ²
Amin	minimum area	172	mm ²
m	P36/22	≈ 54	g/set

Dimensions for product: P36/22						
	Nom	Tol +	Tol -	Max	Min	Unit
A	26.20	0.60	0.60	26.80	25.60	mm
B	4.90	0.60	0.60	5.50	4.30	mm
D1	36.20	0.00	1.20	36.20	35.00	mm
D2	29.90	1.00	0.00	30.90	29.90	mm
D3	16.20	0.00	0.60	16.20	15.60	mm
D4	5.40	0.20	0.00	5.60	5.40	mm
H1	21.70	0.30	0.30	22.00	21.40	mm
H2	14.60	0.40	0.00	15.00	14.60	mm

Inductance factor				
Material	Value	Tol +	Tol -	Unit
3C91	10800	25%	25%	nH/turns ²
3C95	10800	25%	25%	nH/turns ²
3F36	5200	25%	25%	nH/turns ²
3F46	3200	25%	25%	nH/turns ²

Power loss: 3C91				
Measuring conditions			Max	Unit
100 kHz	200 mT	60 °C	5.300	W/set
Power loss: 3C95				
Measuring conditions			Max	Unit
100 kHz	200 mT	100 °C	5.100	W/set
100 kHz	200 mT	25 °C	5.600	W/set

2016

Product specifications



Core **P36/22**

Power loss: 3F36				
Measuring conditions			Max	Unit
500 kHz	50 mT	100 °C	1.700	W/set
500 kHz	100 mT	100 °C	13.000	W/set

Power loss: 3F46				
Measuring conditions			Max	Unit
1000 kHz	50 mT	100 °C	8.300	W/set
3000 kHz	10 mT	100 °C	5.800	W/set

Bsat					
Measuring conditions			Material	Min	Unit
25 kHz	250 A/m	100 °C	3C91	320	mT
25 kHz	250 A/m	100 °C	3C95	330	mT
25 kHz	250 A/m	100 °C	3F36	340	mT
25 kHz	250 A/m	100 °C	3F46	330	mT

Accessories		
Ordering name	Description	Ordering code
CON-P36/22	Container	432202103081
CP-P36/22-1S	Coil former, thermoplastic	432202102501
CP-P36/22-1S-A	Coil former, thermoplastic	433500026261
CP-P36/22-2S	Coil former, thermoplastic	432202102511
CP-P36/22-3S	Coil former, thermoplastic	432202102521
SPR-P36/22	Spring	432202130682
TGP-P36/22-C	Tag plante	432202104311

9.3.ANEXO 3. HOJA DE DATOS DEL MATERIAL 3B7

FERROXCUBE

DATA SHEET

3B7
Material specification

Supersedes data of September 2004

2008 Sep 01



3B7 SPECIFICATIONS

A low frequency filter material optimized for frequencies up to 0.1 MHz.

SYMBOL	CONDITIONS	VALUE	UNIT
μ_i	25 °C; ≤ 10 kHz; 0.25 mT	2300 $\pm 20\%$	
B	25 °C; 10 kHz; 1200 A/m	≈ 440	mT
	100 °C; 10 kHz; 1200 A/m	≈ 320	
$\tan \delta / \mu_i$	25 °C; 100 kHz; 0.25 mT	$\leq 5 \times 10^{-6}$	
	25 °C; 500 kHz; 0.25 mT	$\approx 25 \times 10^{-6}$	
	25 °C; 1 MHz; 0.25 mT	$\approx 120 \times 10^{-6}$	
D_c	25 °C; 10 kHz; 0.25 mT	$\leq 4.5 \times 10^{-6}$	
α_F	+20 to 70 °C; ≤ 10 kHz; 0.25 mT	(0 ± 0.6) $\times 10^{-6}$	K ⁻¹
ρ	DC, 25 °C	≈ 1	Ωm
T_c		≥ 170	°C
density		≈ 4800	kg/m ³

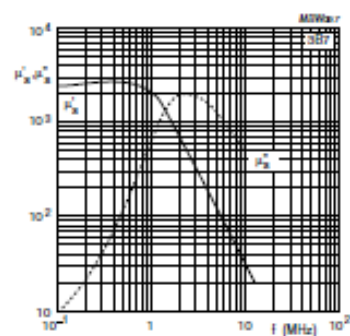


Fig.1 Complex permeability as a function of frequency.

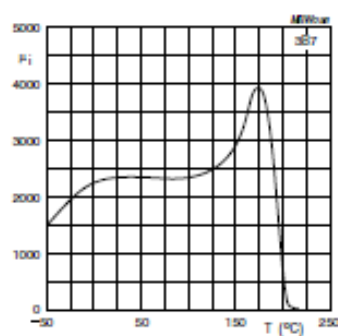


Fig.2 Initial permeability as a function of temperature.

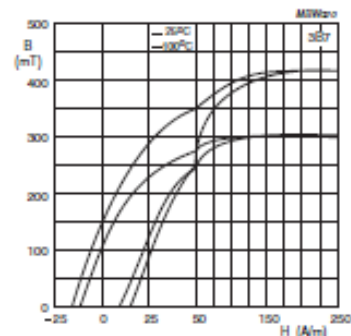


Fig.3 Typical B-H loops.

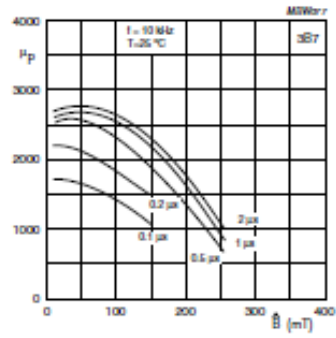


Fig.4 Pulse characteristics (unipolar pulses).

9.4.ANEXO 4. HOJA DE CARACTERÍSTICAS DEL DRIVER IR2110

International
IR Rectifier

Data Sheet No. PD60147 rev.U

IR2110(-1-2)(S)PbF/IR2113(-1-2)(S)PbF

HIGH AND LOW SIDE DRIVER

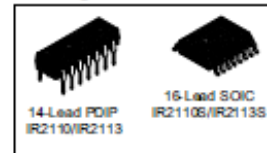
Features

- Floating channel designed for bootstrap operation
Fully operational to +500V or +600V
Tolerant to negative transient voltage
dV/dt immune
- Gate drive supply range from 10 to 20V
- Undervoltage lockout for both channels
- 3.3V logic compatible
Separate logic supply range from 3.3V to 20V
Logic and power ground ±5V offset
- CMOS Schmitt-triggered inputs with pull-down
- Cycle by cycle edge-triggered shutdown logic
- Matched propagation delay for both channels
- Outputs in phase with inputs

Product Summary

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

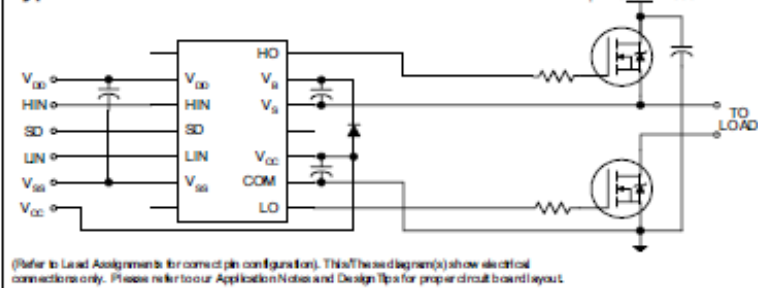
Packages



Description

The IR2110/IR2113 are high voltage, high speed power MOSFET and IGBT drivers with independent high and low side referenced output channels. Proprietary HVIC and latch immune CMOS technologies enable ruggedized monolithic construction. Logic inputs are compatible with standard CMOS or LSTTL output, down to 3.3V logic. The output drivers feature a high pulse current buffer stage designed for minimum driver cross-conduction. Propagation delays are matched to simplify use in high frequency applications. The floating channel can be used to drive an N-channel power MOSFET or IGBT in the high side configuration which operates up to 500 or 600 volts.

Typical Connection



www.irf.com

1

Absolute Maximum Ratings

Absolute maximum ratings indicate sustained limits beyond which damage to the device may occur. All voltage parameters are absolute voltages referenced to COM. The thermal resistance and power dissipation ratings are measured under board mounted and still air conditions. Additional information is shown in Figures 28 through 35.

Symbol	Definition	Min.	Max.	Units
V_B	High side floating supply voltage (IR2110)	-0.3	525	V
	(IR2113)	-0.3	625	
V_S	High side floating supply offset voltage	$V_B - 25$	$V_B + 0.3$	
V_{HO}	High side floating output voltage	$V_S - 0.3$	$V_B + 0.3$	
V_{CC}	Low side fixed supply voltage	-0.3	25	
V_{LO}	Low side output voltage	-0.3	$V_{CC} + 0.3$	
V_{DD}	Logic supply voltage	-0.3	$V_{SS} + 25$	
V_{SS}	Logic supply offset voltage	$V_{CC} - 25$	$V_{CC} + 0.3$	
V_{IN}	Logic input voltage (HIN, LIN & SD)	$V_{SS} - 0.3$	$V_{DD} + 0.3$	
dV_S/dt	Allowable offset supply voltage transient (figure 2)	—	50	V/ns
P_D	Package power dissipation @ $T_A \leq +25^\circ\text{C}$ (14 lead DIP)	—	1.6	W
	(16 lead SOIC)	—	1.25	
$R_{\theta JA}$	Thermal resistance, junction to ambient (14 lead DIP)	—	75	$^\circ\text{C/W}$
	(16 lead SOIC)	—	100	
T_J	Junction temperature	—	150	$^\circ\text{C}$
T_S	Storage temperature	-55	150	
T_L	Lead temperature (soldering, 10 seconds)	—	300	

Recommended Operating Conditions

The input/output logic timing diagram is shown in figure 1. For proper operation the device should be used within the recommended conditions. The V_S and V_{SS} offset ratings are tested with all supplies biased at 15V differential. Typical ratings at other bias conditions are shown in figures 36 and 37.

Symbol	Definition	Min.	Max.	Units
V_B	High side floating supply absolute voltage	$V_S + 10$	$V_S + 20$	V
V_S	High side floating supply offset voltage (IR2110)	Note 1	500	
	(IR2113)	Note 1	600	
V_{HO}	High side floating output voltage	V_S	V_B	
V_{CC}	Low side fixed supply voltage	10	20	
V_{LO}	Low side output voltage	0	V_{CC}	
V_{DD}	Logic supply voltage	$V_{SS} + 3$	$V_{SS} + 20$	
V_{SS}	Logic supply offset voltage	-5 (Note 2)	5	
V_{IN}	Logic input voltage (HIN, LIN & SD)	V_{SS}	V_{DD}	
T_A	Ambient temperature	-40	125	$^\circ\text{C}$

Note 1: Logic operational for V_S of -4 to +500V. Logic state held for V_S of -4V to - V_{BS} . (Please refer to the Design Tip DT97-3 for more details).

Note 2: When $V_{DD} < 5V$, the minimum V_{SS} offset is limited to - V_{DD} .

Dynamic Electrical Characteristics

V_{BIAS} (V_{CC} , V_{BS} , V_{DD}) = 15V, C_L = 1000 pF, T_A = 25°C and V_{SS} = COM unless otherwise specified. The dynamic electrical characteristics are measured using the test circuit shown in Figure 3.

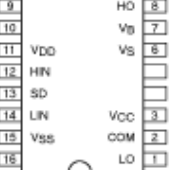
Symbol	Definition	Figure	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
t_{on}	Turn-on propagation delay	7	—	120	150	ns	$V_S = 0V$
t_{off}	Turn-off propagation delay	8	—	94	125		$V_S = 500V/600V$
t_{sd}	Shutdown propagation delay	9	—	110	140		$V_S = 500V/600V$
t_r	Turn-on rise time	10	—	25	35		
t_f	Turn-off fall time	11	—	17	25		
MT	Delay matching, HS & LS turn-on/off	(IR2110) (IR2113)	—	—	10 20		

Static Electrical Characteristics

V_{BIAS} (V_{CC} , V_{BS} , V_{DD}) = 15V, T_A = 25°C and V_{SS} = COM unless otherwise specified. The V_{IN} , V_{TH} and I_{IN} parameters are referenced to V_{SS} and are applicable to all three logic input leads: HIN, LIN and SD. The V_O and I_O parameters are referenced to COM and are applicable to the respective output leads: HO or LO.

Symbol	Definition	Figure	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
V_{IH}	Logic "1" input voltage	12	9.5	—	—	V	
V_{IL}	Logic "0" input voltage	13	—	—	6.0		
V_{OH}	High level output voltage, $V_{BIAS} - V_O$	14	—	—	1.2		$I_O = 0A$
V_{OL}	Low level output voltage, V_O	15	—	—	0.1		$I_O = 0A$
I_{LX}	Offset supply leakage current	16	—	—	50		$V_B = V_S = 500V/600V$
I_{QBS}	Quiescent V_{BS} supply current	17	—	125	230	μA	$V_{IN} = 0V$ or V_{DD}
I_{QCC}	Quiescent V_{CC} supply current	18	—	180	340		$V_{IN} = 0V$ or V_{DD}
I_{QDD}	Quiescent V_{DD} supply current	19	—	15	30		$V_{IN} = 0V$ or V_{DD}
I_{IN+}	Logic "1" input bias current	20	—	20	40		$V_{IN} = V_{DD}$
I_{IN-}	Logic "0" input bias current	21	—	—	1.0		$V_{IN} = 0V$
V_{BSUV+}	V_{BS} supply undervoltage positive going threshold	22	7.5	8.6	9.7	V	
V_{BSUV-}	V_{BS} supply undervoltage negative going threshold	23	7.0	8.2	9.4		
V_{CCUV+}	V_{CC} supply undervoltage positive going threshold	24	7.4	8.5	9.6		
V_{CCUV-}	V_{CC} supply undervoltage negative going threshold	25	7.0	8.2	9.4		
I_{O+}	Output high short circuit pulsed current	26	2.0	2.5	—	A	$V_O = 0V$, $V_{IN} = V_{DD}$ $PW \leq 10 \mu s$
I_{O-}	Output low short circuit pulsed current	27	2.0	2.5	—		$V_O = 15V$, $V_{IN} = 0V$ $PW \leq 10 \mu s$

Lead Assignments

 14 Lead PDIP IR2110/IR2113	 16 Lead SOIC (Wide Body) IR2110S/IR2113S
 14 Lead PDIP w/o lead 4 IR2110-1/IR2113-1	 14 Lead PDIP w/o leads 4 & 5 IR2110-2/IR2113-2
Part Number	

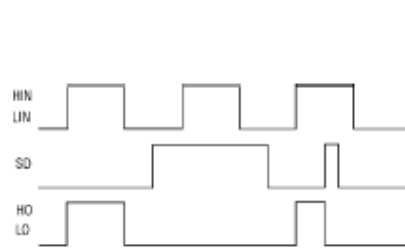


Figure 1. Input/Output Timing Diagram

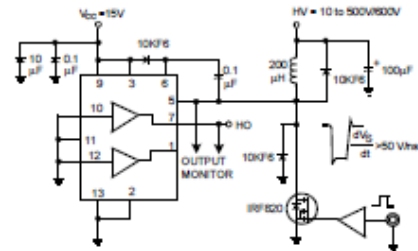


Figure 2. Floating Supply Voltage Transient Test Circuit

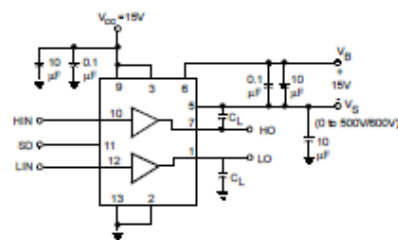


Figure 3. Switching Time Test Circuit

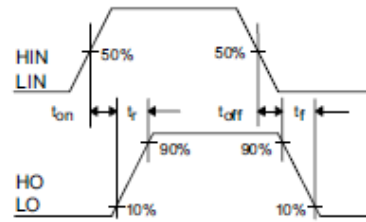


Figure 4. Switching Time Waveform Definition

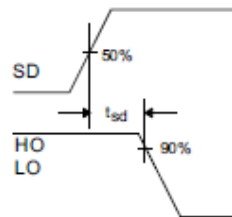


Figure 5. Shutdown Waveform Definitions

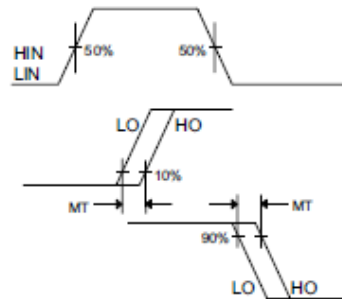


Figure 6. Delay Matching Waveform Definitions

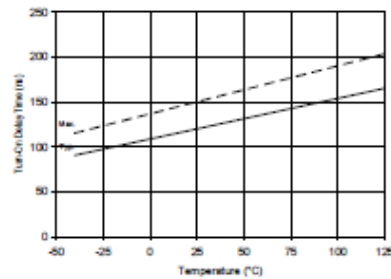


Figure 7A. Turn-On Time vs. Temperature

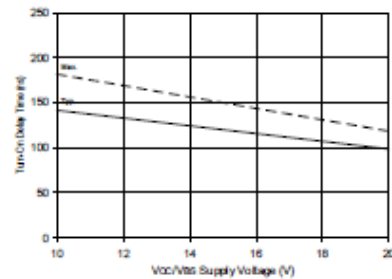


Figure 7B. Turn-On Time vs. Vcc/Vss Supply Voltage

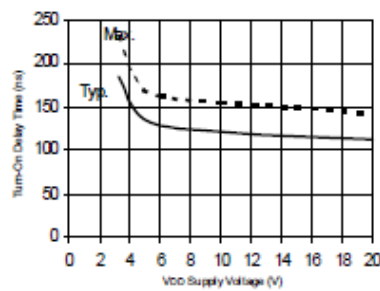


Figure 7C. Turn-On Time vs. VDD Supply Voltage

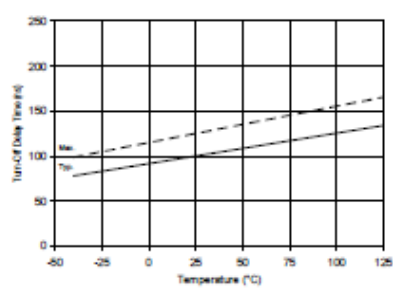


Figure 8A. Turn-Off Time vs. Temperature

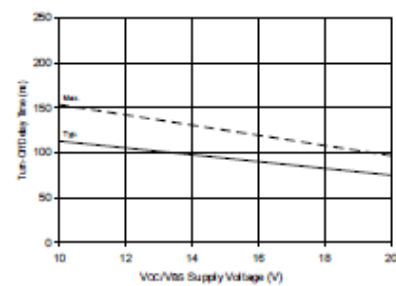


Figure 8B. Turn-Off Time vs. Vcc/Vss Supply Voltage

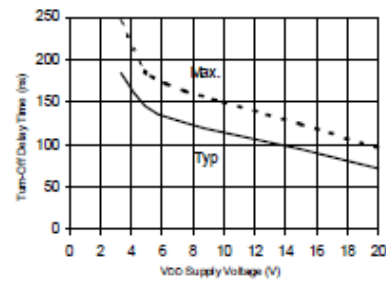


Figure 8C. Turn-Off Time vs. VDD Supply Voltage

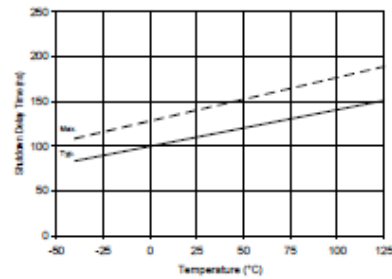


Figure 9A. Shutdown Time vs. Temperature

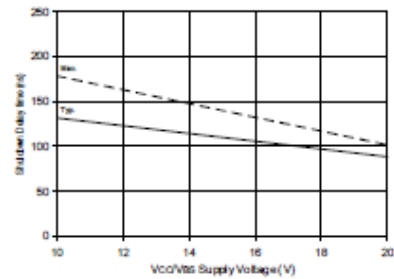


Figure 9B. Shutdown Time vs. Vcc/Vss Supply Voltage

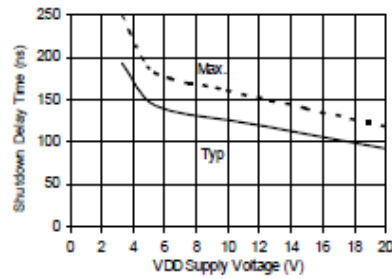


Figure 9C. Shutdown Time vs. VDD Supply Voltage

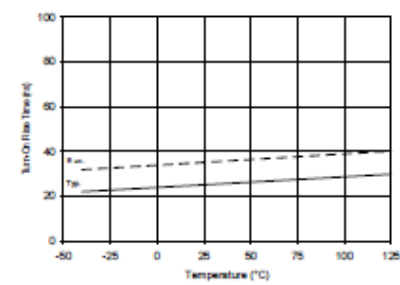


Figure 10A. Turn-On Rise Time vs. Temperature

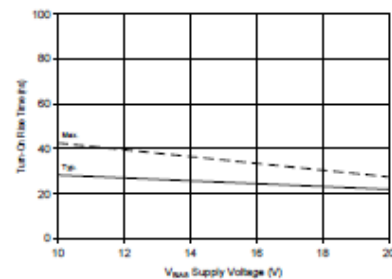


Figure 10B. Turn-On Rise Time vs. Voltage

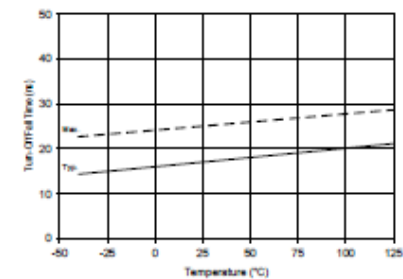


Figure 11A. Turn-Off Fall Time vs. Temperature

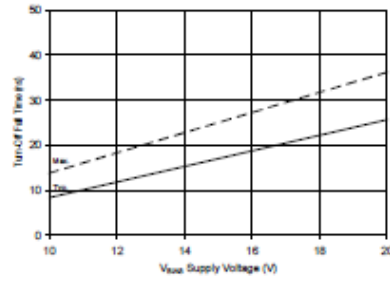


Figure 11B. Turn-Off Fall Time vs. Voltage

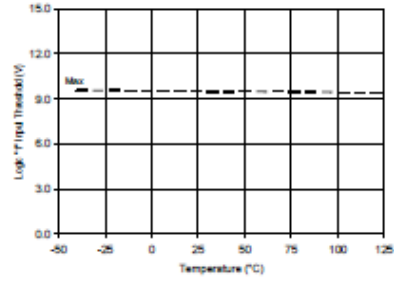


Figure 12A. Logic "1" Input Threshold vs. Temperature

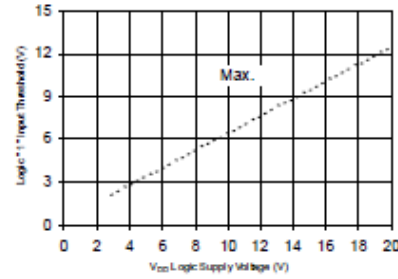


Figure 12B. Logic "1" Input Threshold vs. Voltage

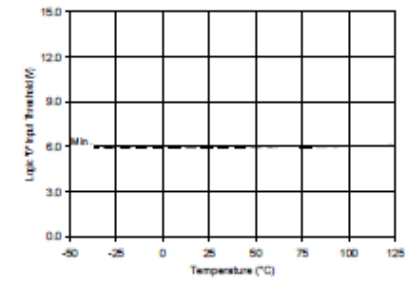


Figure 13A. Logic "0" Input Threshold vs. Temperature

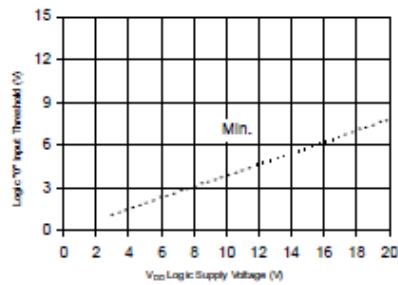


Figure 13B. Logic "0" Input Threshold vs. Voltage

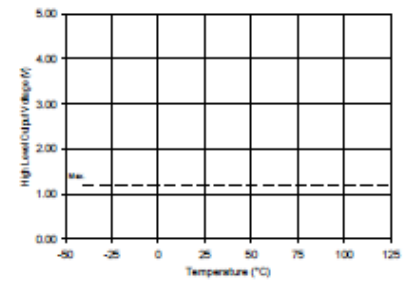


Figure 14A. High Level Output vs. Temperature

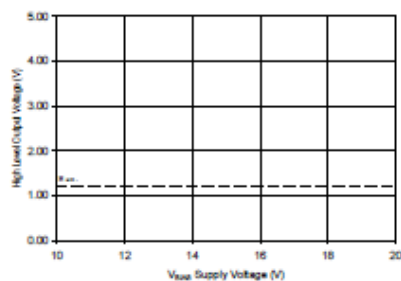


Figure 14B. High Level Output vs. Voltage

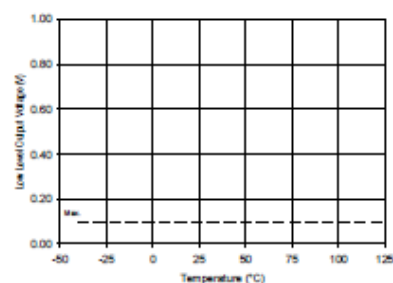


Figure 15A. Low Level Output vs. Temperature

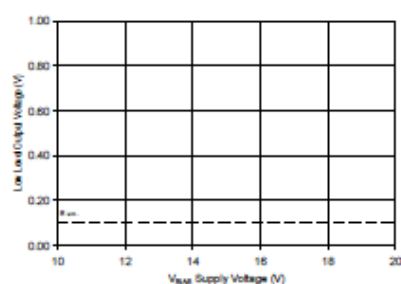


Figure 15B. Low Level Output vs. Voltage

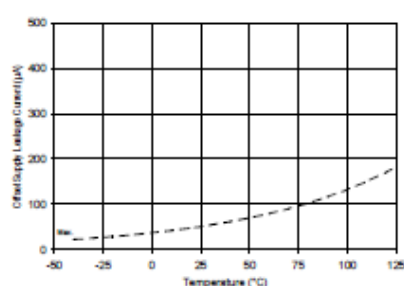


Figure 16A. Offset Supply Current vs. Temperature

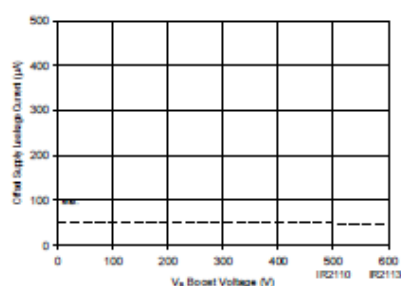


Figure 16B. Offset Supply Current vs. Voltage

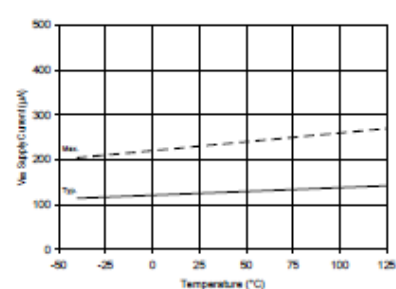


Figure 17A. VAS Supply Current vs. Temperature

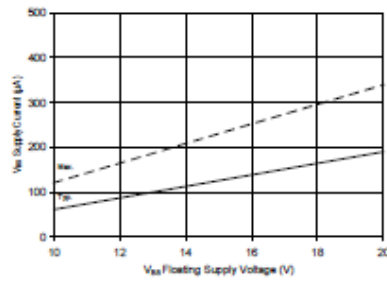


Figure 17B. VAS Supply Current vs. Voltage

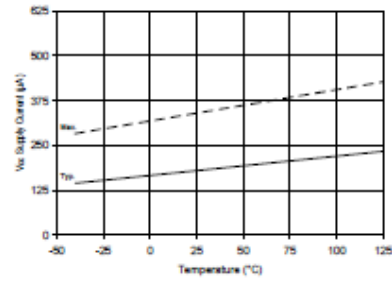


Figure 18A. VCC Supply Current vs. Temperature

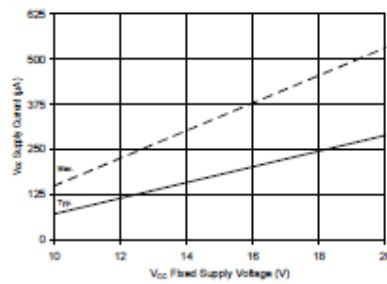


Figure 18B. VCC Supply Current vs. Voltage

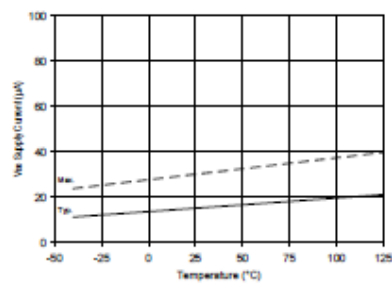


Figure 19A. VDD Supply Current vs. Temperature

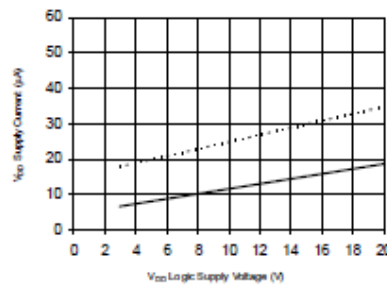


Figure 19B. VDD Supply Current vs. VDD Voltage

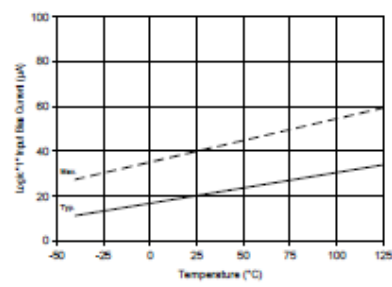


Figure 20A. Logic "1" Input Current vs. Temperature

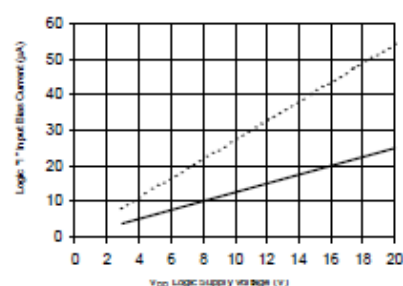
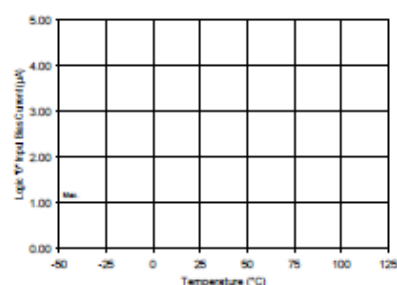
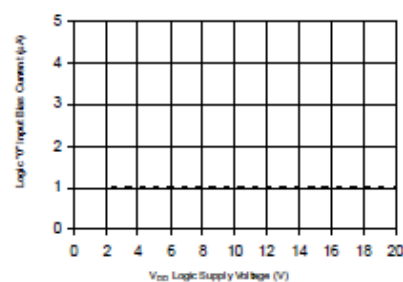
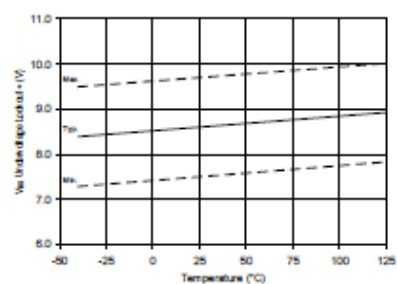
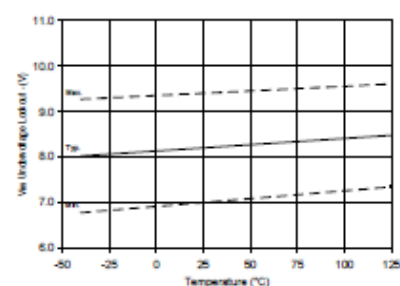
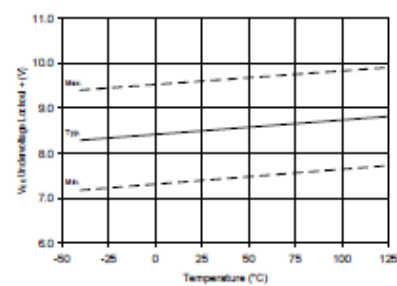
Figure 20B. Logic "1" Input Current vs. V_{DD} Voltage

Figure 21A. Logic "0" Input Current vs. Temperature

Figure 21B. Logic "0" Input Current vs. V_{DD} VoltageFigure 22. V_{AS} Undervoltage (+) vs. TemperatureFigure 23. V_{ES} Undervoltage (-) vs. TemperatureFigure 24. V_{CC} Undervoltage (+) vs. Temperature

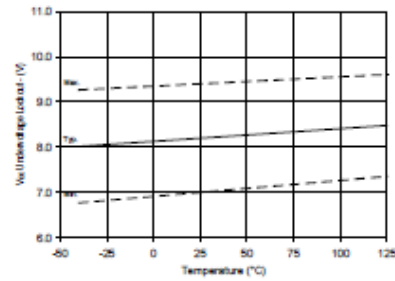


Figure 25. VCC Undervoltage (-) vs. Temperature

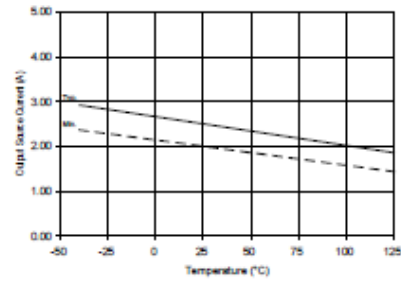


Figure 26A. Output Source Current vs. Temperature

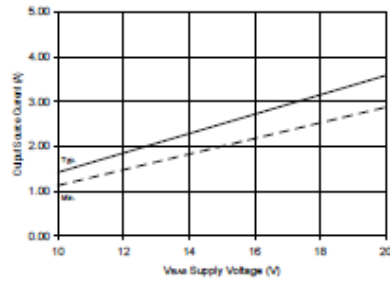


Figure 26B. Output Source Current vs. Voltage

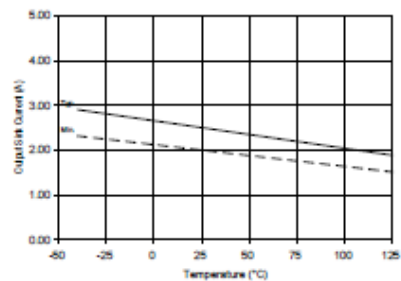


Figure 27A. Output Sink Current vs. Temperature

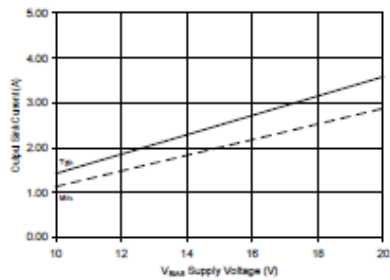


Figure 27B. Output Sink Current vs. Voltage

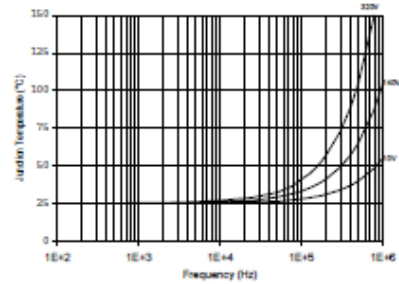


Figure 28. IR2110/IR2113 T_J vs. Frequency
(IRFBC20) $R_{GATE} = 33\Omega$, $V_{CC} = 15V$

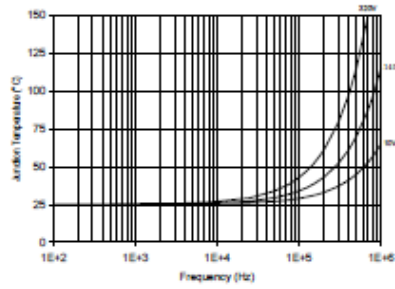


Figure 29. IR2110/IR2113 T_J vs. Frequency (IRFBC30) $R_{GATE} = 22\Omega$, $V_{CC} = 15V$

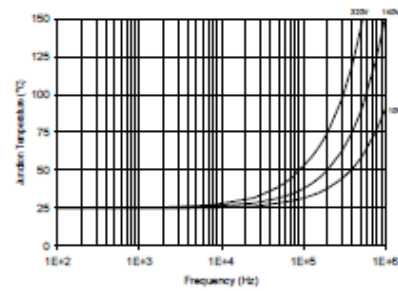


Figure 30. IR2110/IR2113 T_J vs. Frequency (IRFBC40) $R_{GATE} = 15\Omega$, $V_{CC} = 15V$

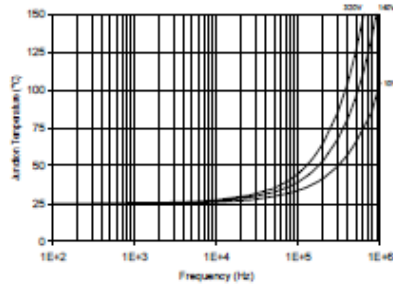


Figure 31. IR2110/IR2113 T_J vs. Frequency (IRFPE50) $R_{GATE} = 10\Omega$, $V_{CC} = 15V$

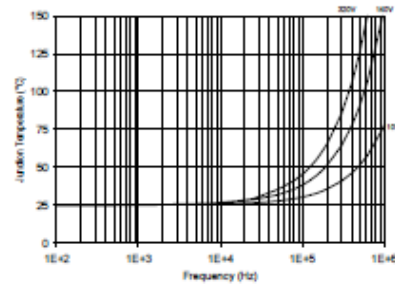


Figure 32. IR2110S/IR2113S T_J vs. Frequency (IRFBC20) $R_{GATE} = 33\Omega$, $V_{CC} = 15V$

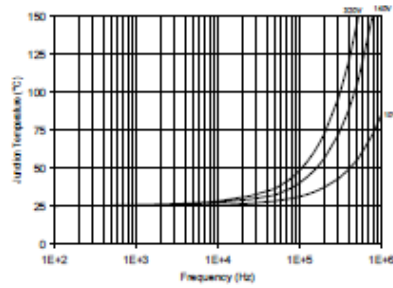


Figure 33. IR2110S/IR2113S T_J vs. Frequency (IRFBC30) $R_{GATE} = 22\Omega$, $V_{CC} = 15V$

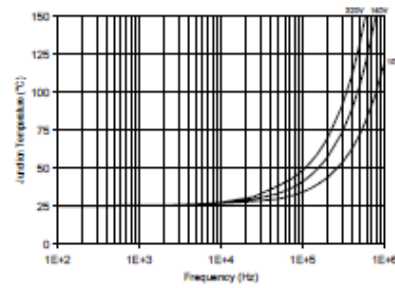


Figure 34. IR2110S/IR2113S T_J vs. Frequency (IRFBC40) $R_{GATE} = 15\Omega$, $V_{CC} = 15V$

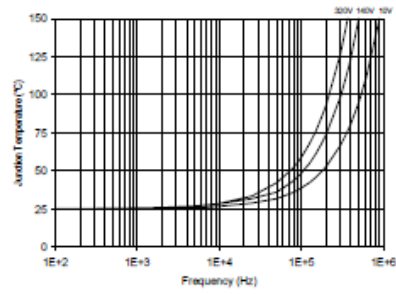


Figure 35. IR2110S/IR2113S T_J vs. Frequency (IRFPE50) $R_{GATE} = 10\Omega$, $V_{CC} = 15V$

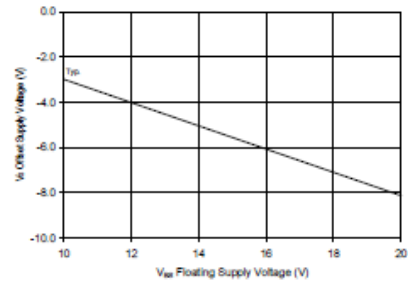


Figure 36. Maximum V_S Negative Offset vs. V_{SS} Supply Voltage

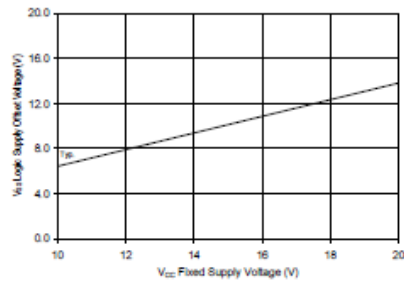
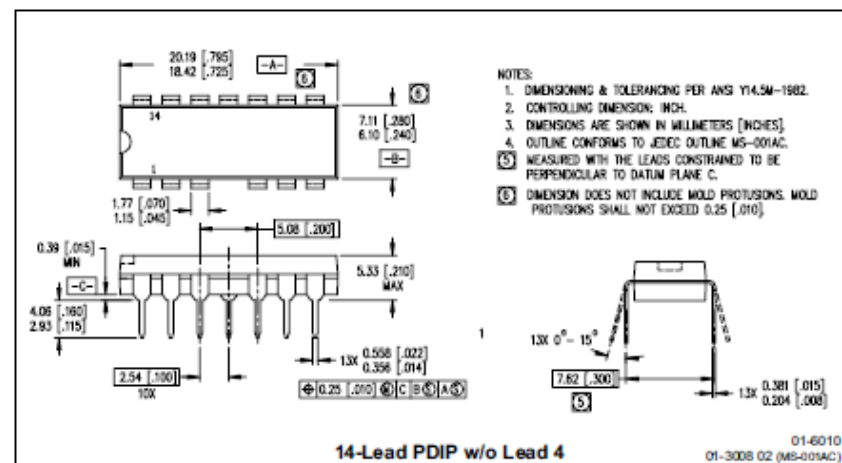
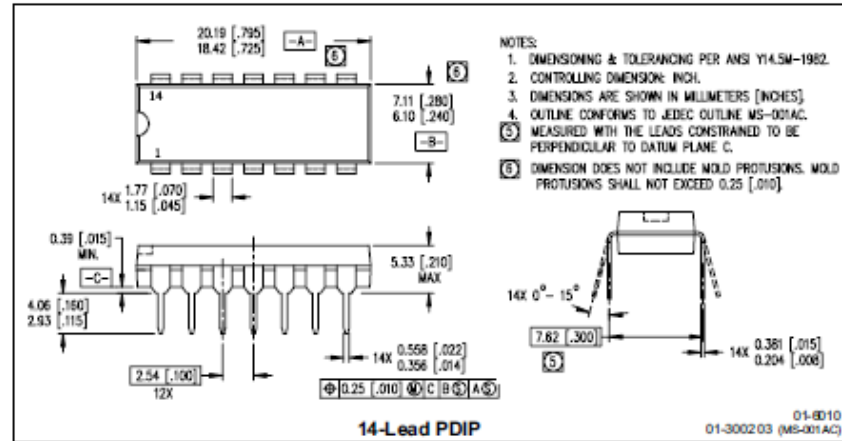
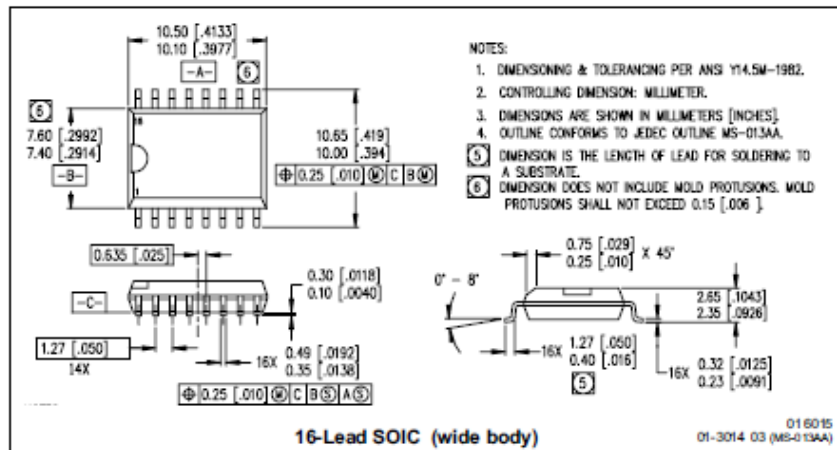
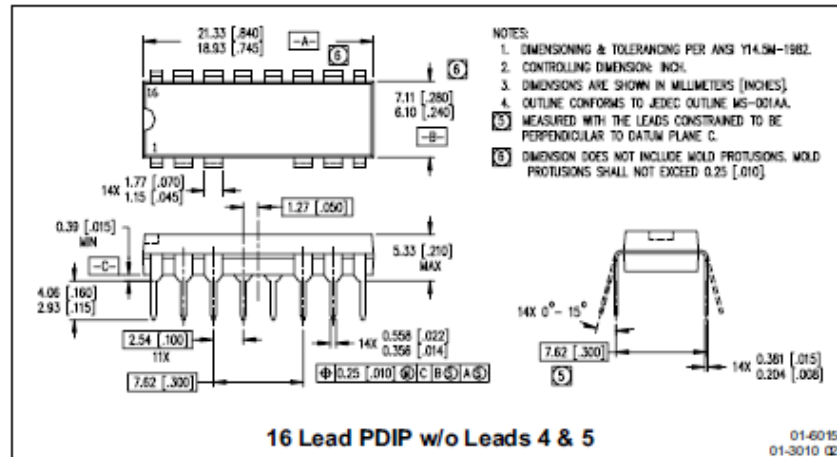


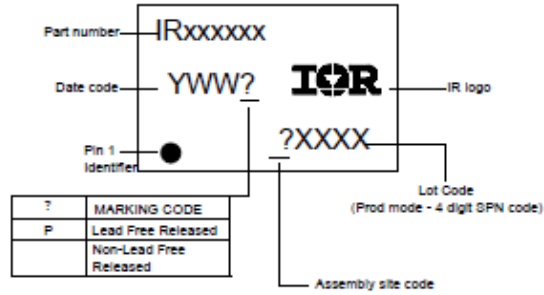
Figure 37. Maximum V_{SS} Positive Offset vs. V_{CC} Supply Voltage

Case Outlines





LEADFREE PART MARKING INFORMATION



ORDER INFORMATION

Part only available Lead Free

14-Lead PDIP IR2110 order IR2110PbF
 14-Lead PDIP IR2110-1 order IR2110-1PbF
 14-Lead PDIP IR2110-2 order IR2110-2PbF
 14-Lead PDIP IR2113 order IR2113PbF
 14-Lead PDIP IR2113-1 order IR2113-1PbF
 14-Lead PDIP IR2113-2 order IR2113-2PbF
 16-Lead SOIC IR2110S order IR2110SPbF
 16-Lead SOIC IR2113S order IR2113SPbF

9.5.ANEXO 5. HOJA DE DATOS DEL IGBT IRG4PH20KDPbF

International
IR Rectifier

PD - 95399

IRG4PH20KDPbF

INSULATED GATE BIPOLAR TRANSISTOR WITH
ULTRAFAST SOFT RECOVERY DIODE

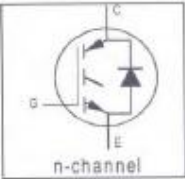
Short Circuit Rated
UltraFast IGBT

Features

- High short circuit rating optimized for motor control, $t_{sc} = 10\mu s$, $V_{CE} = 720V$, $T_J = 125^\circ C$, $V_{GE} = 15V$
- Combines low conduction losses with high switching speed
- Tighter parameter distribution and higher efficiency than previous generations
- IGBT co-packaged with HEXFRED™ ultrafast, ultrasoft recovery antiparallel diodes

Benefits

- Latest generation 4 IGBT's offer highest power density motor controls possible
- HEXFRED™ diodes optimized for performance with IGBTs. Minimized recovery characteristics reduce noise, EMI and switching losses
- Lead-Free



$V_{CES} = 1200V$
 $V_{CE(on)} typ. = 3.17V$
@ $V_{GE} = 15V$, $I_C = 5.0A$



Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
V_{CES}	Collector-to-Emitter Voltage	1200	V
$I_C @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Collector Current	11	A
$I_C @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Collector Current	5.0	
I_{CU}	Pulsed Collector Current @	22	
I_{CL}	Clamped Inductive Load Current @	22	
$I_F @ T_C = 100^\circ C$	Diode Continuous Forward Current	5.0	
I_{FM}	Diode Maximum Forward Current	22	μs
t_{sc}	Short Circuit Withstand Time	10	
V_{GE}	Gate-to-Emitter Voltage	± 20	V
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Maximum Power Dissipation	60	W
$P_D @ T_C = 100^\circ C$	Maximum Power Dissipation	24	
T_J	Operating Junction and	-55 to +150	$^\circ C$
T_{stg}	Storage Temperature Range		
	Soldering Temperature, for 10 sec.	300 (0.063 in. (1.6mm) from case)	
	Mounting Torque, 6-32 or M3 Screw.	10 lbf-in (1.1 N-m)	

Thermal Resistance

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
R_{JC}	Junction-to-Case - IGBT	—	—	2.1	$^\circ C/W$
R_{JD}	Junction-to-Case - Diode	—	—	3.5	
R_{CS}	Case-to-Sink, flat, gressed surface	—	0.24	—	
R_{JA}	Junction-to-Ambient, typical socket mount	—	—	40	
Wt	Weight	—	6 (0.21)	—	g (oz)

www.irf.com

1

8/16/04

Electrical Characteristics @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
$V_{BR(CES)}$	1200	—	—	V	$V_{GE} = 0V$, $I_C = 250\mu A$
$\Delta V_{BR(CES)}/\Delta T_J$	—	1.13	—	V/°C	$V_{GE} = 0V$, $I_C = 2.5mA$
$V_{CE(sat)}$	—	3.17	4.3	V	$I_C = 5.0A$, $V_{GE} = 15V$
		4.04	—		$I_C = 11A$, See Fig. 2, 5
		2.84	—		$I_C = 5.0A$, $T_J = 150^\circ\text{C}$
$V_{GE(th)}$	3.5	—	6.5	—	$V_{CE} = V_{GE}$, $I_C = 250\mu A$
$\Delta V_{GE(th)}/\Delta T_J$	—	-10	—	mV/°C	$V_{CE} = V_{GE}$, $I_C = 1mA$
g_{fs}	2.3	3.5	—	S	$V_{CE} = 100V$, $I_C = 5.0A$
I_{CES}	—	250	—	μA	$V_{GE} = 0V$, $V_{CE} = 1200V$
		1000	—		$V_{GE} = 0V$, $V_{CE} = 1200V$, $T_J = 150^\circ\text{C}$
V_{FM}	—	2.5	2.9	V	$I_C = 5.0A$, See Fig. 13
		2.2	2.6		$I_C = 5.0A$, $T_J = 150^\circ\text{C}$
I_{CES}	—	—	±100	nA	$V_{GE} = \pm 20V$

Switching Characteristics @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
Q_g	—	28	43	—	$I_C = 5.0A$
Q_{ge}	—	4.4	6.6	nC	$V_{CC} = 400V$, See Fig. 8
Q_{gc}	—	12	18	—	$V_{GE} = 15V$
t_{don}	—	50	—	—	$T_J = 25^\circ\text{C}$ $I_C = 5.0A$, $V_{CC} = 800V$ $V_{GE} = 15V$, $R_G = 50\Omega$ Energy losses include "tail" and diode reverse recovery See Fig. 9, 10, 18
t_r	—	30	—	ns	
t_{doff}	—	100	150	—	
t_f	—	250	380	—	
E_{on}	—	0.62	—	mJ	
E_{off}	—	0.30	—	—	$T_J = 150^\circ\text{C}$, See Fig. 10, 11, 18 $I_C = 5.0A$, $V_{CC} = 800V$ $V_{GE} = 15V$, $R_G = 50\Omega$ Energy losses include "tail" and diode reverse recovery Measured 5mm from package
E_{th}	—	0.92	1.2	—	
t_{sc}	10	—	—	μs	
t_{don}	—	50	—	—	
t_r	—	30	—	ns	
t_{doff}	—	110	—	—	$T_J = 25^\circ\text{C}$, See Fig. 14 $T_J = 125^\circ\text{C}$, See Fig. 15 $T_J = 25^\circ\text{C}$, See Fig. 16 $T_J = 125^\circ\text{C}$, See Fig. 17
t_f	—	620	—	—	
E_{th}	—	1.6	—	mJ	
L_E	—	13	—	nH	
C_{iss}	—	435	—	—	
C_{oss}	—	44	—	pF	$V_{GE} = 0V$, $V_{CC} = 30V$, See Fig. 7
C_{res}	—	8.3	—	—	$f = 1.0MHz$
t_{rr}	—	51	77	ns	$I_F = 5.0A$ $V_R = 200V$ $di/dt = 200A/\mu s$
I_{rr}	—	68	102	A	
Q_{rr}	—	6.0	9.0	nC	
dI_{rr}/dt	—	7.0	11	A/μs	
dI_{rr}/dt	—	183	274	nC	
dI_{rr}/dt	—	285	427	A/μs	
dI_{rr}/dt	—	380	—	A/μs	
dI_{rr}/dt	—	307	—	A/μs	

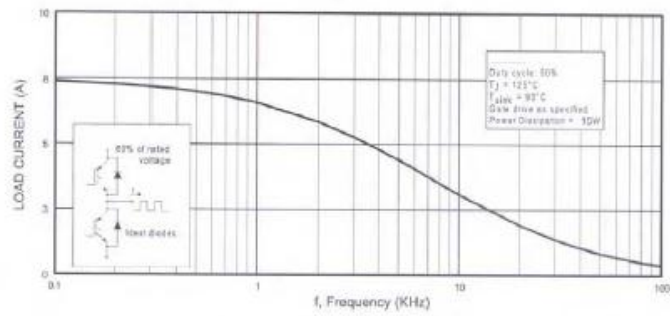


Fig. 1 - Typical Load Current vs. Frequency
(Load Current = I_{RMS} of fundamental)

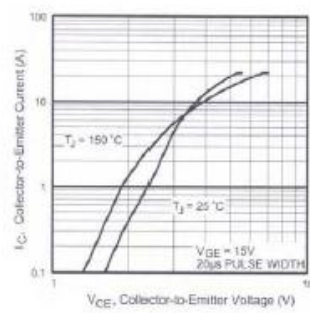


Fig. 2 - Typical Output Characteristics

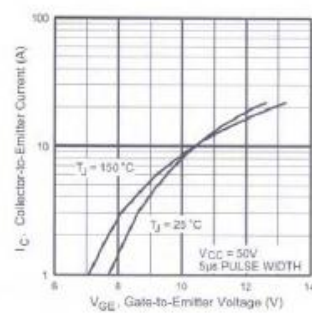


Fig. 3 - Typical Transfer Characteristics

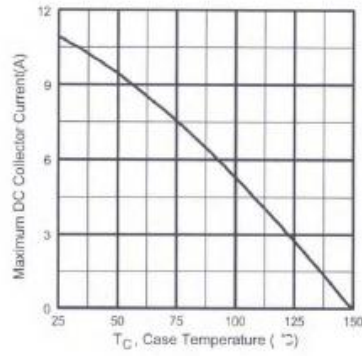


Fig. 4 - Maximum Collector Current vs. Case Temperature

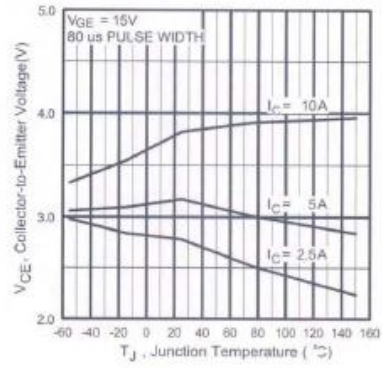


Fig. 5 - Typical Collector-to-Emitter Voltage vs. Junction Temperature

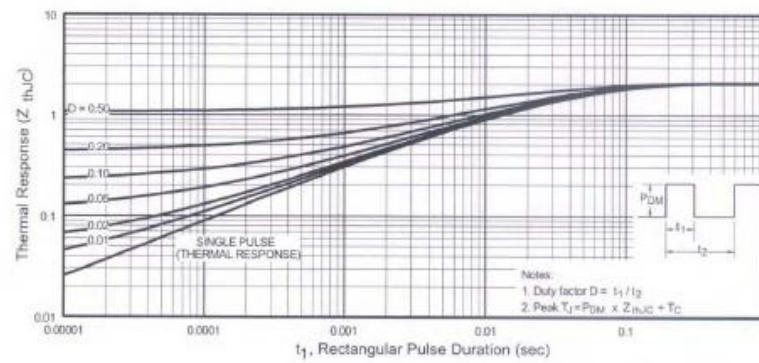


Fig. 6 - Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

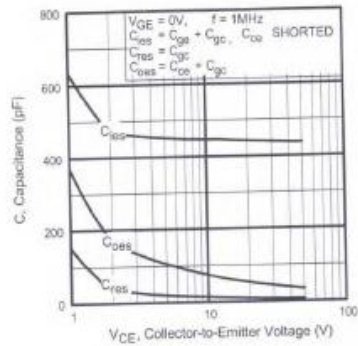


Fig. 7 - Typical Capacitance vs. Collector-to-Emitter Voltage

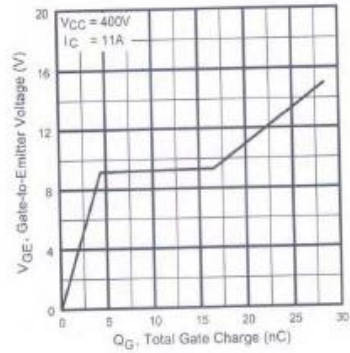


Fig. 8 - Typical Gate Charge vs. Gate-to-Emitter Voltage

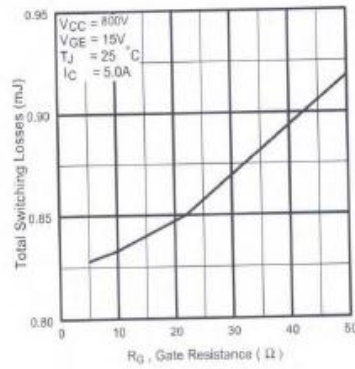


Fig. 9 - Typical Switching Losses vs. Gate Resistance

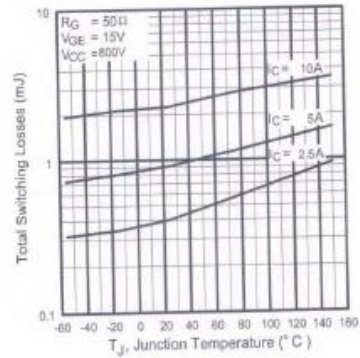


Fig. 10 - Typical Switching Losses vs. Junction Temperature

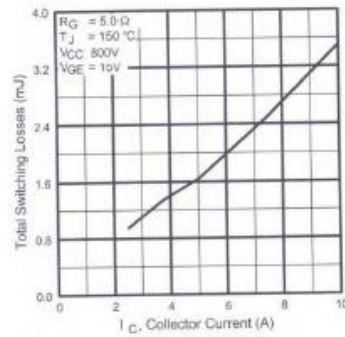


Fig. 11 - Typical Switching Losses vs. Collector Current

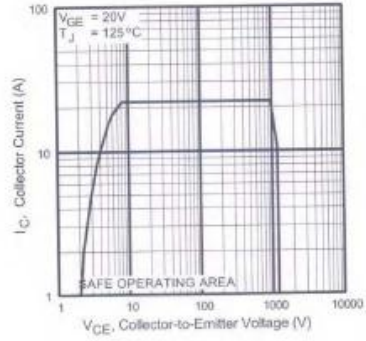


Fig. 12 - Turn-Off SOA

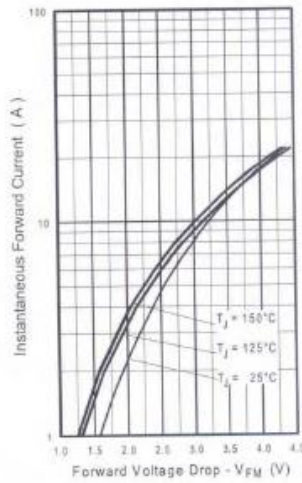


Fig. 13 - Typical Forward Voltage Drop vs. Instantaneous Forward Current

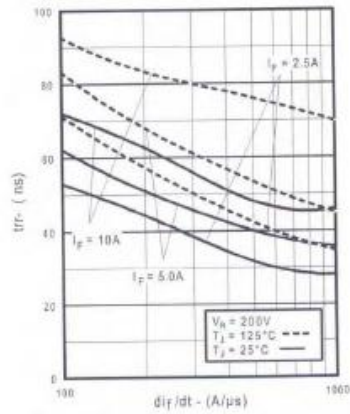


Fig. 14 - Typical Reverse Recovery vs. di/dt

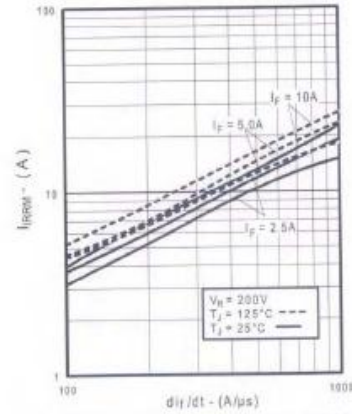


Fig. 15 - Typical Recovery Current vs. di/dt

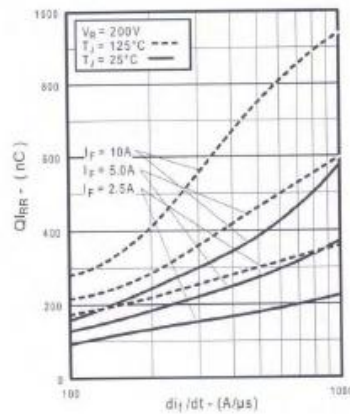


Fig. 16 - Typical Stored Charge vs. di/dt

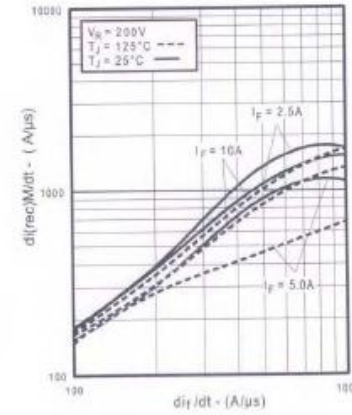


Fig. 17 - Typical $di_{(rec)}/dt$ vs. di/dt

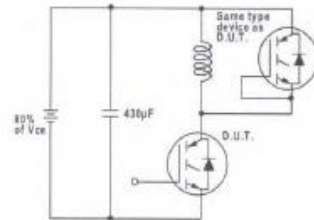


Fig. 18a - Test Circuit for Measurement of I_{LM} , E_{on} , $E_{off}(\text{diode})$, t_{rr} , Q_{rr} , I_{rr} , $t_{d(on)}$, t_r , $t_{d(off)}$, t_f

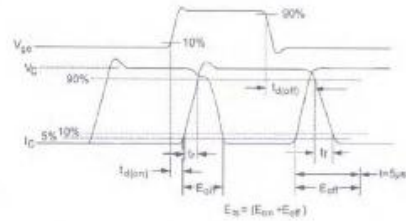


Fig. 18b - Test Waveforms for Circuit of Fig. 18a, Defining E_{off} , $t_{d(off)}$, t_f

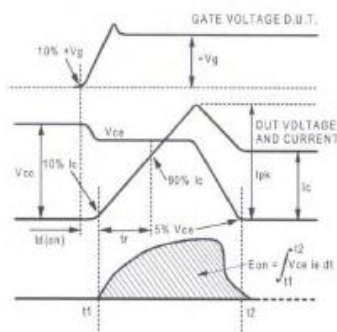


Fig. 18c - Test Waveforms for Circuit of Fig. 18a, Defining E_{on} , $t_{d(on)}$, t_f

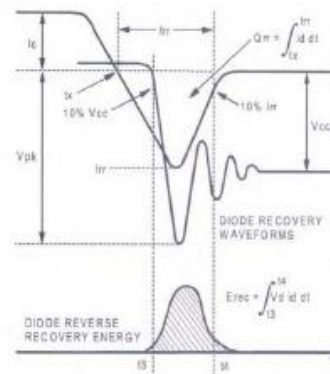


Fig. 18d - Test Waveforms for Circuit of Fig. 18a, Defining E_{rec} , t_{rr} , Q_{rr} , t_r

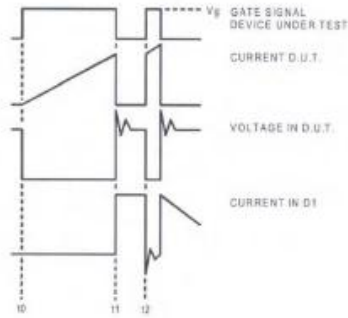


Figure 18e. Macro Waveforms for Figure 18a's Test Circuit

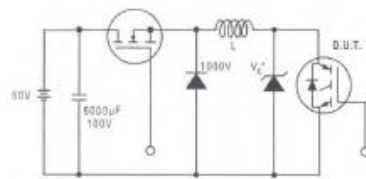


Figure 19. Clamped Inductive Load Test Circuit

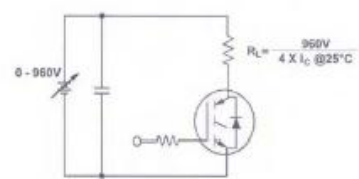


Figure 20. Pulsed Collector Current Test Circuit

IRG4PH20KDPbF

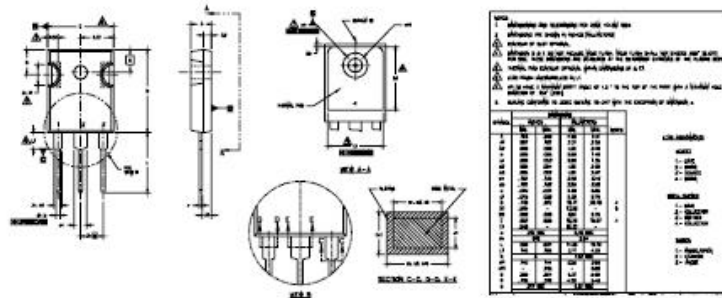
International
IR Rectifier

Notes:

- ① Repetitive rating: $V_{GE}=20V$; pulse width limited by maximum junction temperature (figure 20)
- ② $V_{CC}=80\%(V_{CES})$, $V_{GE}=20V$, $L=10\mu H$, $R_G=5.0\Omega$ (figure 19)
- ③ Pulse width $\leq 80\mu s$; duty factor $\leq 0.1\%$
- ④ Pulse width $5.0\mu s$, single shot.

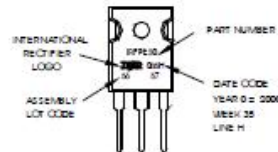
TO-247AC Package Outline

Dimensions are shown in millimeters (inches)



TO-247AC Part Marking Information

EXAMPLE: THIS IS AN IRF9P30
WITH ASSEMBLY
LOT CODE 5657
ASSEMBLED ON MM/35/2000
IN THE ASSEMBLY LINE "H"
Note: "P" in assembly line
position indicates "Lead-Free"



Data and specifications subject to change without notice.

International
IR Rectifier

IR WORLD HEADQUARTERS: 233 Kansas St., El Segundo, California 90245, USA Tel: (310) 252-7105
TAG Fax: (310) 252-7903

Visit us at www.irf.com for sales contact information.06/04
www.irf.com

