

CICLOCONVERTIDOR

Autor:

Aristides Orellana

www.Aristidesorellana.com

24/11/16

Preliminares de diseño

El primer paso del proyecto fue el de encontrar un sistema a diseñar. Mientras se estaba investigando acerca de las aplicaciones de los tiristores, en específico los scr, se descubrió que una de las aplicaciones era el del cambio de frecuencia (ciclo conversores) de la señal eléctrica alterna, en específico la reducción de esta. Posteriormente, se observó una gráfica resultante de la forma de onda, como la de la figura 1, que proporcionaría una frecuencia menor a la de la fuente. De esta manera, sin consultar otro material de referencia se procedió a diseñar un sistema con scr que emulara la forma de onda vista:

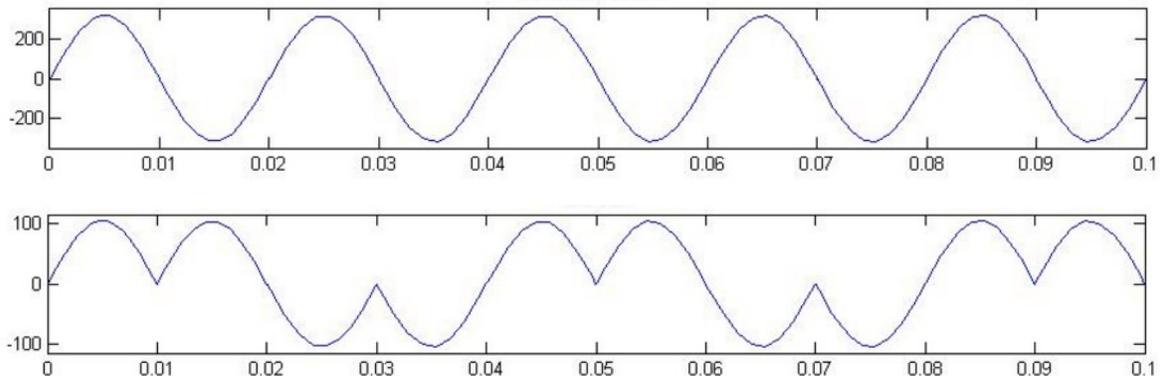


Figura 1. Reducción de frecuencia de 60hz a 30hz.

Se notó que la forma de onda para el primer medio ciclo fue igual a la salida de un rectificar de onda completo.

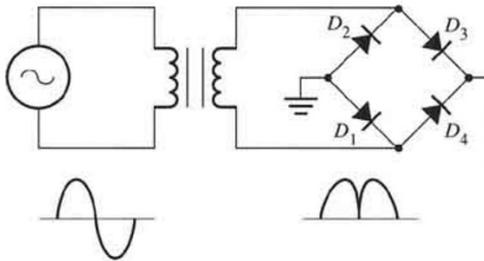


Figura 2. Rectificador de onda completa para un secundario sin tap central, y forma de onda a su entrada y salida.

Se hizo una generalización de este rectificador como un caso especial del rectificador mixto, en el que los tiristores son disparados a cero grados. De esta manera, se concluyó que la forma de onda requerida era la de un rectificador mixto. (despreciando por el momento la regulación del ángulo de disparo)

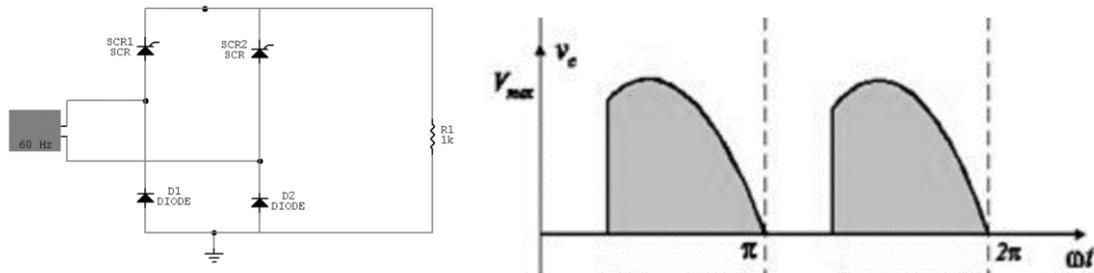


Figura 3. Rectificador mixto. Nótese como son necesarios solo 2 tiristores para el control del ángulo de disparo.

El análisis de la circulación de la corriente fue el siguiente:

Ciclo positivo

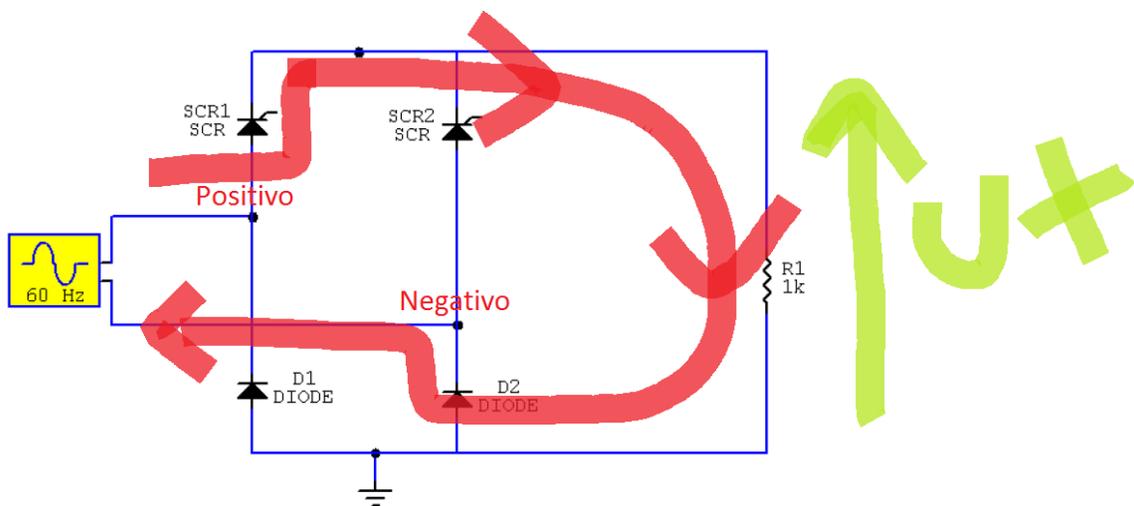


Figura 4. Sentido de la corriente en el primer medio ciclo para una señal de voltaje sinusoidal (170vpp, 60hz). Se observa que la fase se ha denotado como “Positivo” y la referencia como “Negativo” con el objetivo de mostrar claramente la dirección de la corriente.

En la figura 4, en el primer medio ciclo de una señal sinusoidal de voltaje, el tiristor SCR1 y el diodo D2 se encontraban polarizados en directa. Posteriormente, se disparó el tiristor SCR1 y se obtuvo la conducción que se muestra en la imagen. El resultado es un voltaje positivo a través de la carga R1.

Luego, cuando el voltaje de la fuente se hace cero, el tiristor deja de conducir al ser polarizado en reversa por la señal fluctuante en el tiempo. Es así, que ahora se tienen el tiristor SCR2 y D1 polarizados en directa, solo basta disparar SCR2 para lograr la conducción tal y como se muestra en la figura 5.

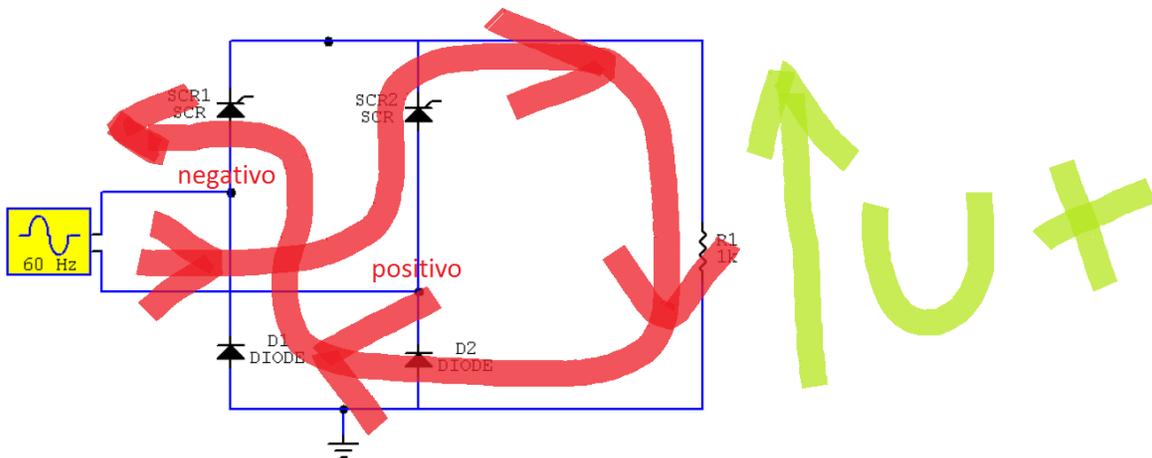


Figura5. Sentido de la corriente en el segundo medio ciclo para una señal de voltaje sinusoidal (170vpp, 60hz). Se observa que la fase se ha denotado como “Positivo” y la referencia como “Negativo” con el objetivo de mostrar claramente la dirección de la corriente.

La corriente convencional fluye ahora de tal manera que el voltaje en la carga no cambia de signo. La corriente siempre la atraviesa en el mismo sentido.

Es así, que se llegó a la idea de cómo podría obtenerse la forma de onda en el intervalo de 0.02 a 0.04 para la figura 1: Se necesitaría un sistema, siempre alimentado por la misma fuente, que fuese capaz de exponer la carga a una corriente en sentido contrario al de la figura 4 y 5. De esta forma, se obtendría un voltaje negativo en la carga.

Lo primero que se analizó fue otro rectificador mixto conectado a la carga pero con sus terminales de salida invertidos, es decir la terminal que se conectaba al positivo de la carga en la figura 4 y 5, ahora se conectaría al negativo y la terminal que se conectaba al negativo de la carga, ahora se conectaría al positivo de la carga.

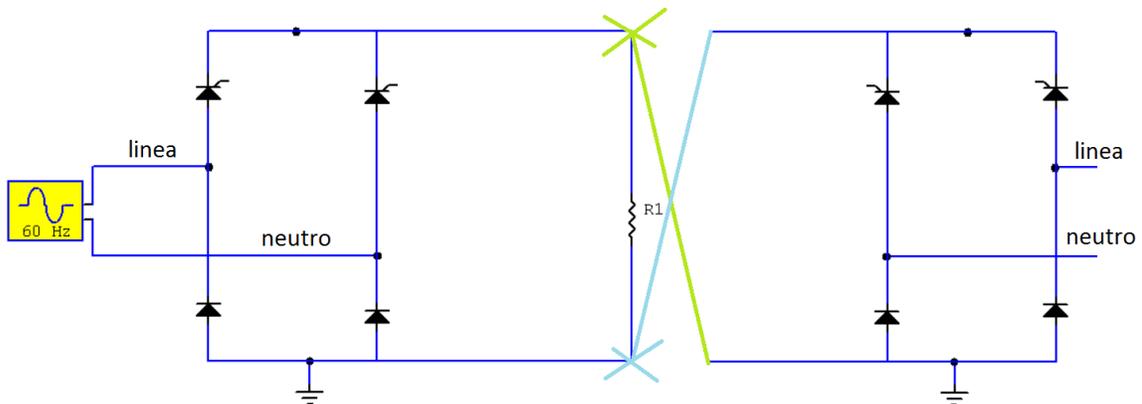


Figura 6. Primer sistema analizado con el objetivo de conseguir la forma de onda de la figura 1.

La conducción para un ciclo se muestra a continuación:

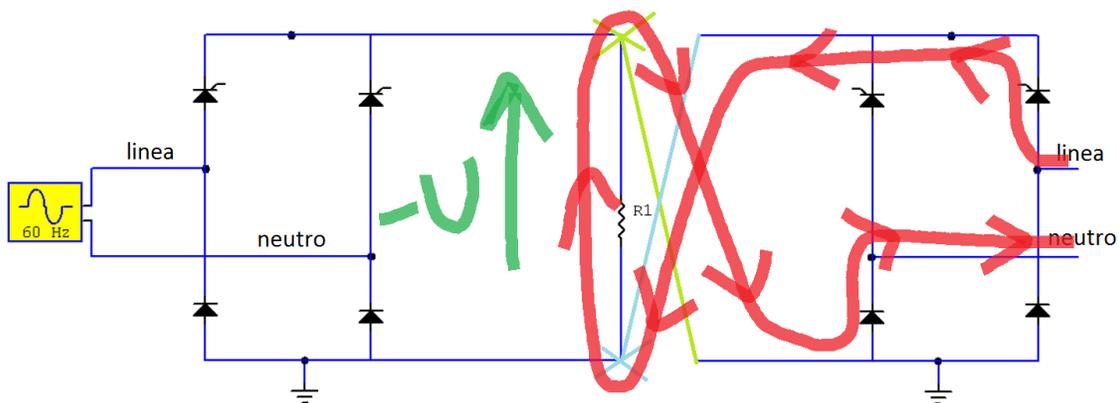


Figura 7. Arreglo de un rectificador mixto adjunto con el deseo de conseguir un voltaje negativo en la carga. Nótese el problema: La corriente tiene dos posibles caminos, el diodo polarizado en directa del primer rectificador mixto y otro diodo, también en directa, del segundo rectificador mixto.

Rápidamente, se concluye que al hacer el arreglo de la figura 7 se está cortocircuitando el sistema. (el terminal conectado al neutro del primer rectificador y el terminal conectado a línea del segundo).

Por lo tanto, se requiere un diseño que obligue a la corriente a ser redirigida tal y como se muestra en la figura 7.

Una forma de lograrlo es el de cerrar el paso en el primer rectificador mixto. Para esto, se cambia el diodo problemático del primer rectificador por un tiristor. Ahora, se necesitará dispararlo para que pueda conducir.

Hasta ahora se tiene lo siguiente:

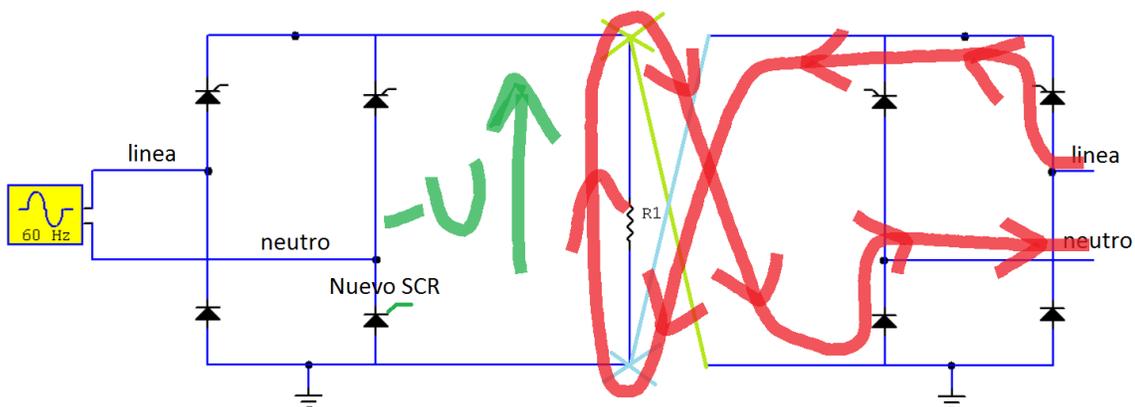


Figura 8. Al cambiar el segundo diodo de la figura 7 por un scr, se garantiza la trayectoria de la corriente mostrada si no se dispara el scr.

Luego se procede a analizar que ocurre en el medio ciclo negativo. Siempre recordando que se necesita una corriente entrante en el terminal negativo de la carga.

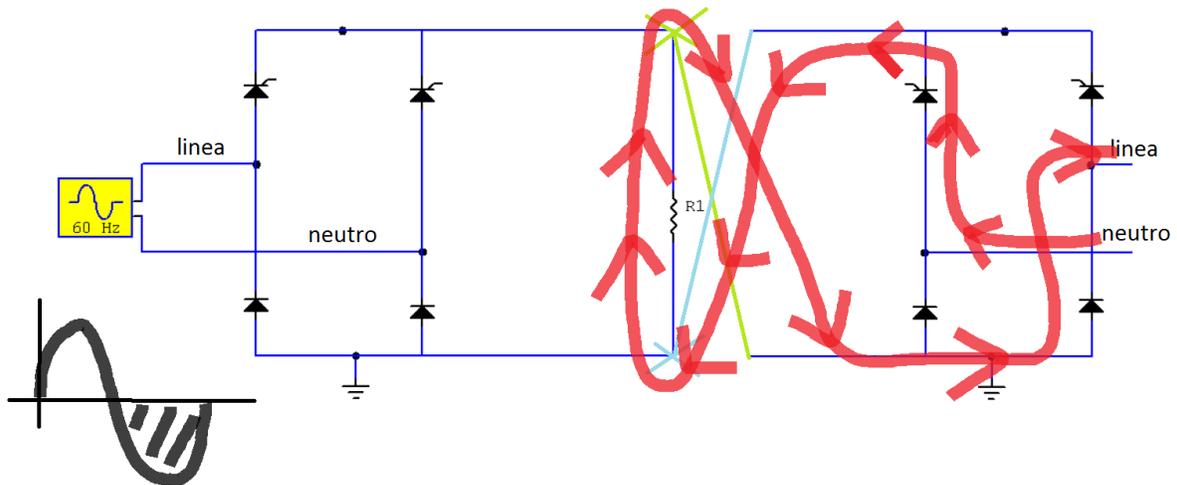


Figura 9. Trayectoria de la corriente necesaria para el medio ciclo negativo con el objetivo de obtener una rectificación invertida, como se muestra en la figura 1. Nótese el problema: La corriente tiene dos posibles caminos, el diodo polarizado en directa del primer rectificador mixto y otro diodo, también en directa, del segundo rectificador mixto.

La corriente tiene dos posibles caminos, y prefiere la trayectoria de menor resistencia. Por lo tanto, se tiene un cortocircuito en el sistema de la figura 9. Es así que, se debe agregar otro SCR en lugar del primer diodo del primer rectificador mixto.

El sistema hasta ahora luce de la siguiente manera:

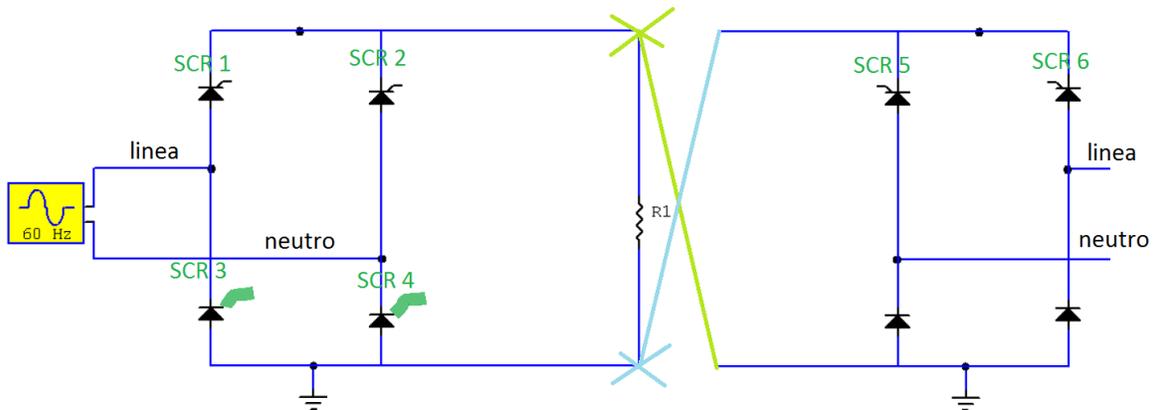


Figura 10. Se han añadido dos scrs reemplazando a los diodos en el primer rectificador mixto con el objetivo de obtener las trayectorias de corriente de la figura 9 y la figura 8.

De la misma manera, se llega a la conclusión que cuando el primer rectificador conduzca se tendrá el mismo problema: los diodos del segundo rectificador mixto actuaran como cortocircuito. Por lo tanto, se intuye que se requerirán reemplazar estos diodos por scr. Entonces, se tendrá control completo de la trayectoria de la corriente.

El sistema completo lucirá como el mostrado a continuación:

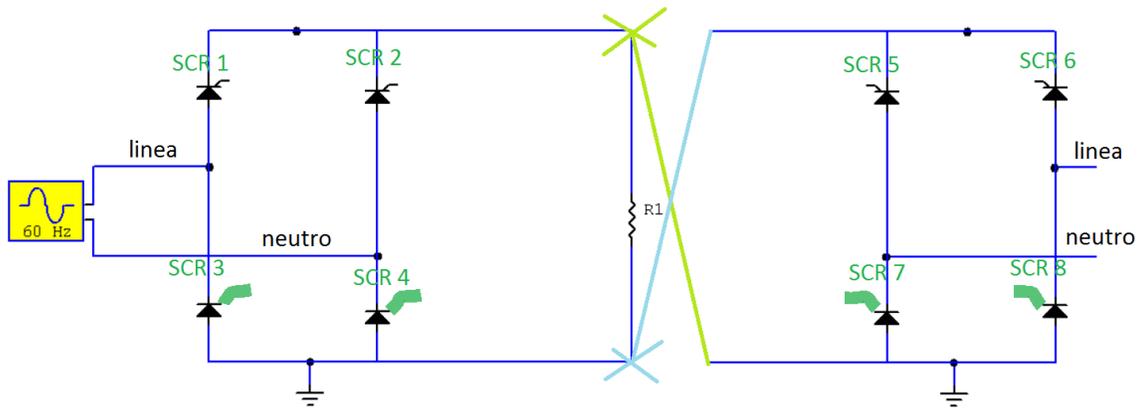
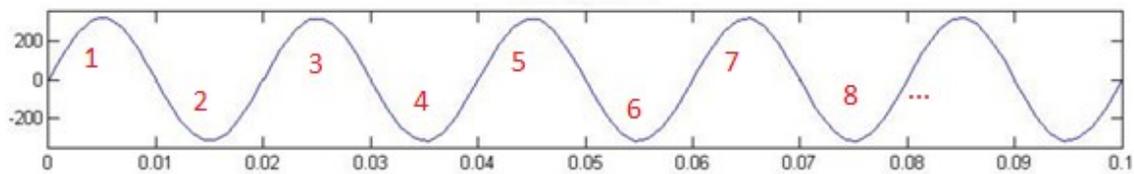


Figura 11. Sistema diseñado con el objetivo de obtener la forma de onda de la figura 1.

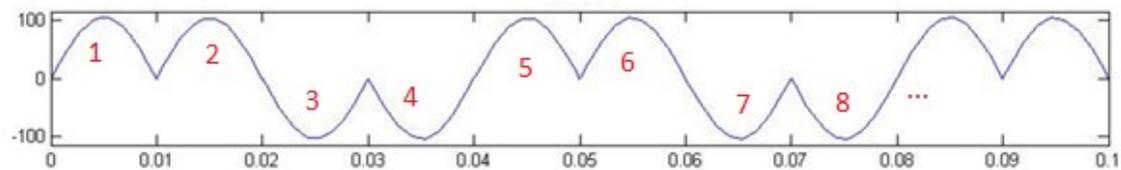
De esta forma, se ha obtenido un sistema del cual es posible obtener la forma de onda de la figura 1. Ahora se mostrará la secuencia de disparo necesario para conseguir tal meta.

En la figura siguiente se muestra el set de tiristores que deben ser disparados al mismo tiempo al cruce por cero de la señal de la fuente con el objetivo de conseguir la señal de salida deseada.

Señal de la fuente:



Señal de salida deseada:



Orden de disparo de set de tiristores

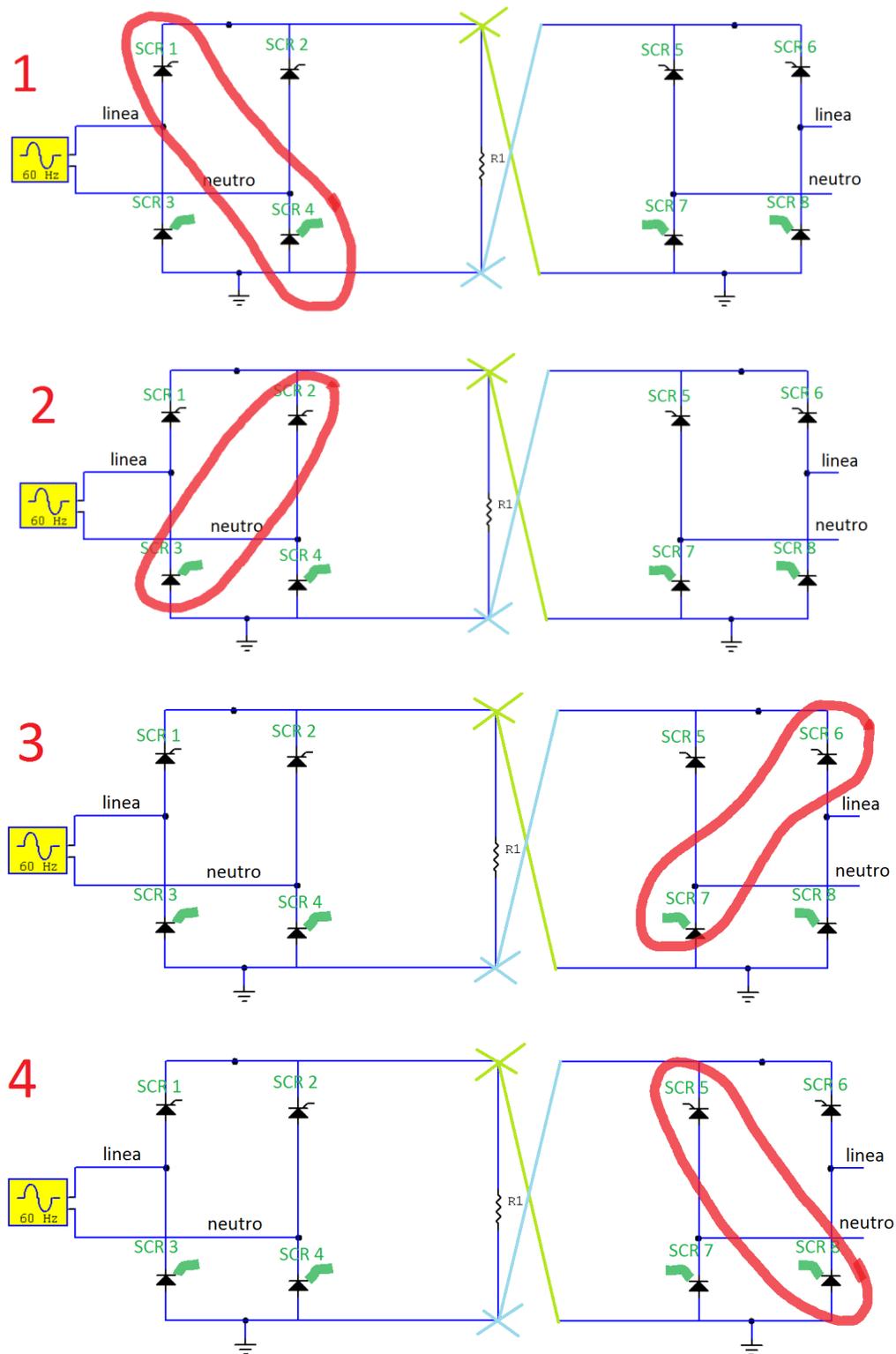


Figura 12. Señal de entrada, señal de salida y orden de disparo de set de tiristores para obtener la señal de salida.

Disparando en el orden anteriormente mostrado los tiristores se ha conseguido la siguiente señal:

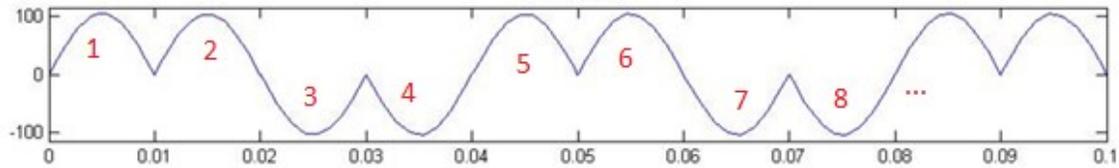


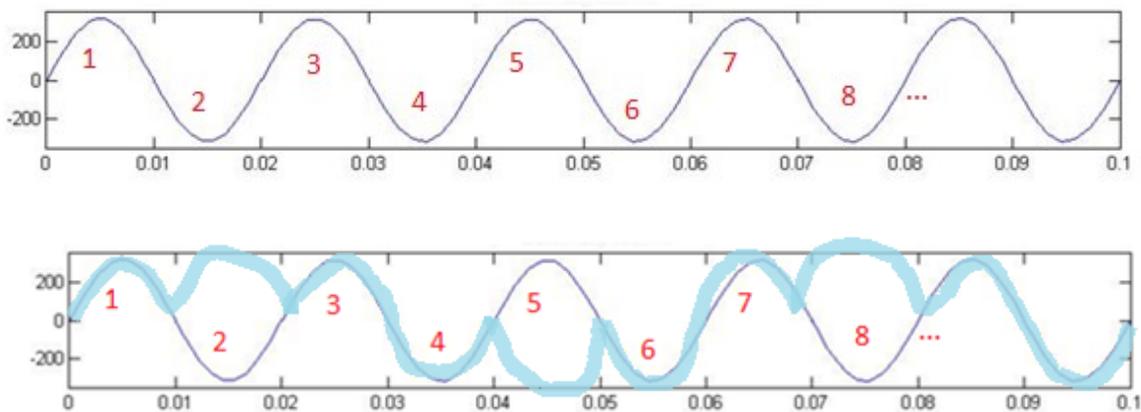
Figura 13. Señal AC de 30Hz.

La señal de salida tiene la misma amplitud que la original, sin embargo, la frecuencia ya no es 60hz sino, 30hz.

Este resultado, hace intuir que el sistema diseñado estará limitado a disminuir la señal de entrada a ciertas frecuencias específicas.

Ahora se procederá a analizar qué sucedería si se quisiera reducir aún más la frecuencia de la señal de entrada usando la misma deducción que para la señal de 30hz.

Si se tuvieran 3 crestas positivas y 3 crestas negativas en un periodo:



La señal tardaría 3 veces más en completar un periodo, por lo tanto $= 60\text{hz}/3 = 20\text{hz}$. La señal será de 20hz.

Si se tuvieran 4 crestas positivas y 4 crestas negativas en un periodo la señal tardaría 4 veces más en completar un periodo, por lo tanto $= 60\text{hz}/4 = 15\text{hz}$.

Así sucesivamente, se pueden ir obteniendo las frecuencias obtenibles con el sistema diseñado.

Diseño del Sistema de Control

Se tuvo el siguiente sistema al cual se quiso controlar:

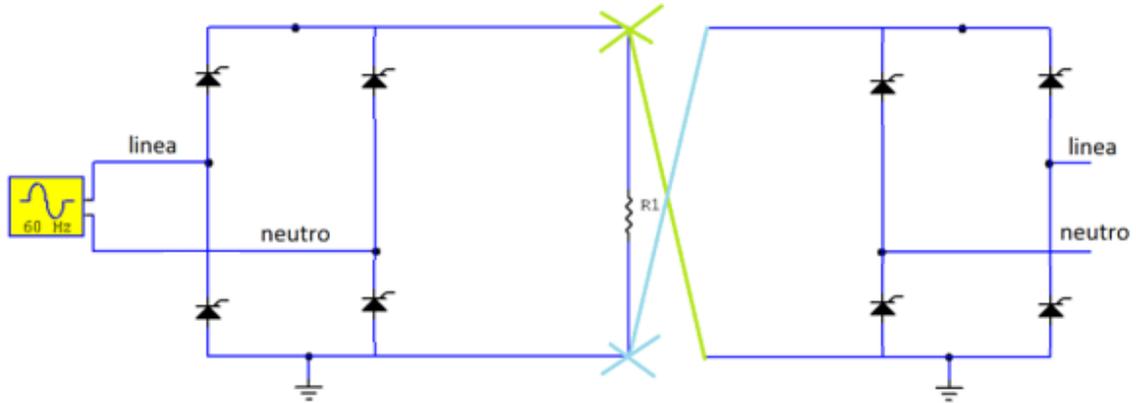


Figura 14. Sistema a controlar con el objetivo de reducir la frecuencia de la señal AC percibida por una carga.

Disparo de los tiristores(SCR)

Se deseó diseñar un sistema que disparara los tiristores en el orden de la figura 12 y otras configuraciones deseadas.

Para ello se necesitaba: un controlador, una interfaz de control y un método de disparo del scr.

Se analizaron los posibles métodos de disparo de un scr y se inclinó por el método más básico que cumpliera la función, debido a que se tenía una limitación económica y un tiempo reducido para el diseño e implementación del conjunto.

Disparo al alcanzar la corriente mínima de conducción

Una forma fácil para disparar a un tiristor es mediante la corriente de la puerta de los tiristores. También, al estar siendo expuesto el tiristor a una fuente de corriente alterna, se garantiza su apagado. El tiristor se encenderá cuando la corriente a través de su gate (compuerta) sea mayor que la requerida para ponerlo a conducir.

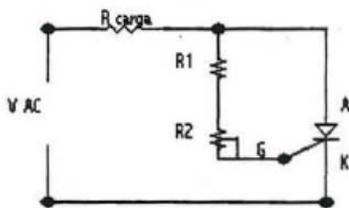


Figura 15. La compuerta(gate) del scr es conectada a su ánodo por medio de una resistencia. Esta resistencia determinará el Angulo de disparo, al controlar el punto en que la corriente gate-catodo sobrepasa el límite para poner a conducir el tiristor.

Una de los inconvenientes de esta solución es que el ángulo de disparo solo puede ser ajustado hasta 90 grados, por esto se está desperdiciando el potencial que ofrecen otras opciones de disparo.

R1 controlará el ángulo de disparo mínimo, mientras que R2 brindará un control manual (no lineal) del ángulo de disparo desde ese valor mínimo hasta 90 grados.

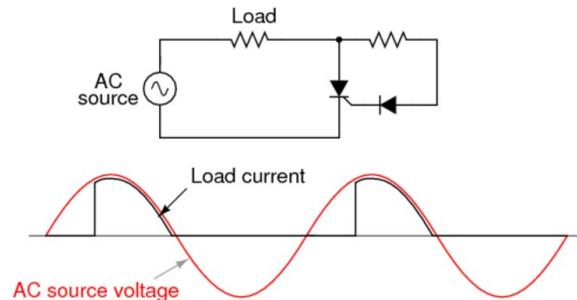


Figura 16. El tiristor puede ser disparado cuando el valor de la corriente $I=V/R$ sobrepasa la mínima gate-cátodo requerida para poner a conducir al tiristor. Nótese que un diodo ha sido añadido al gate para proteger al SCR de voltajes de inversa.

Otra opción fue el aplicar un voltaje entre gate – catodo, sin embargo, esta implementación requeriría, para el sistema de la figura 14, 8 fuentes con diferentes referencias. Por esto, esta opción no fue empleada.

De esta forma, se decidió utilizar el sistema de disparo antes expuesto. Sin embargo, el sistema antes expuesto es regulado por un potenciómetro manual o una resistencia fija para un ángulo de disparo no dinámico.

Por esto, se procedió a diseñar un nuevo sistema de control que utilizara como principio básico el disparo por corriente mínima gate-catodo. Para esto se requirió que el nuevo sistema fuera capaz de ser controlado por un microcontrolador.

Los microcontroladores comúnmente funcionan con voltajes dc muy pequeños en comparación el de la red. Por lo que se tuvo que aislar este sistema del de potencia(tiristores).

El diseño del nuevo circuito de disparo fue el siguiente:

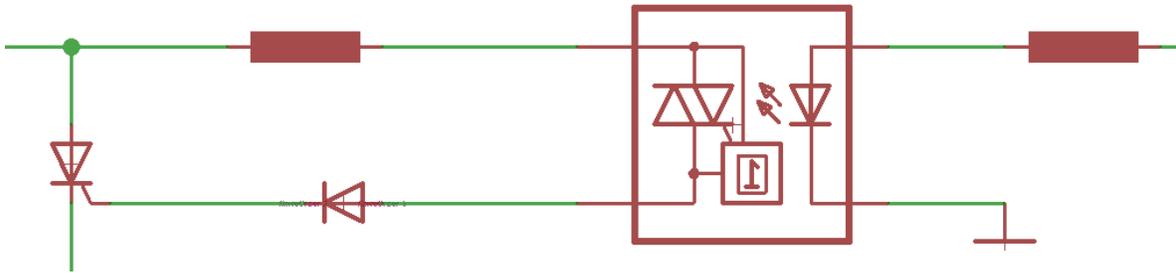


Figura 17. Sistema de control para el disparo de los tiristores de la figura 14(ciclo convertidor). Un microcontrolador envía una señal de activación a la entrada del diodo del optoacoplador(derecha) y este último emite fotones, inmediatamente el triac activado por luz dentro del optoacoplador deja pasar la corriente en ambos sentidos, en este caso, debido al diodo apuntando hacia el gate, solo lo hará en ese sentido. Así el gate es expuesto a la corriente de activación.

El SCR de la figura 17 es puesto conducir cuando dos condiciones se cumplen:

- El resistor elegido es tal que la corriente a atravesar gate-catodo es lo suficientemente grande para activar al scr.
- El microcontrolador activa el diodo emisor de luz, el cual activa el triac dentro del optoacoplador.

Sistema de Control(Atmega328)

Para las pruebas se empleó un arduino uno. Esta plataforma contiene el microcontrolador atmega328p. Para el diseño final se usó un chip atmega 328(nótese la falta de p, esto significa que esta variante del chipset no tiene una tecnología privativa desarrollada por atmel. Es usada para la reducción del consumo de energía).

- El chip atmega328 no tuvo bootloader, por lo cual, se requirió “quemarlo”

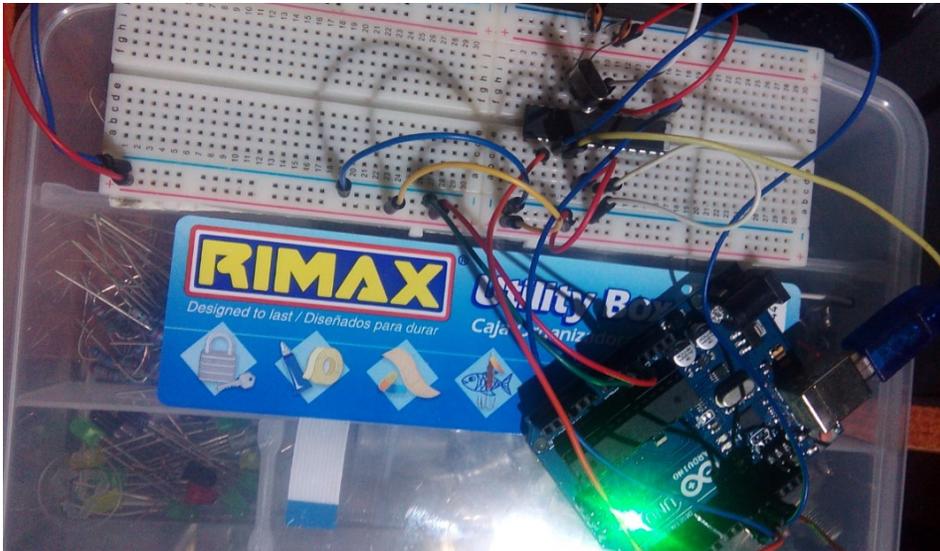


Imagen 1. Conexiones necesarias para la quema del bootloader al atmega328 con el objetivo de ser capaz de ser programado por la IDE arduino.

-La quema del bootloader dio complicaciones debido a que es posible hacerlo directamente a un chip atmega328p mas no a uno 328. Por esto, se tuvo que ocupar un hack(cambiar los archivos de la IDE de arduino) para que la IDE reconociera al chip como 328p y se pudiera quemar el bootloader.

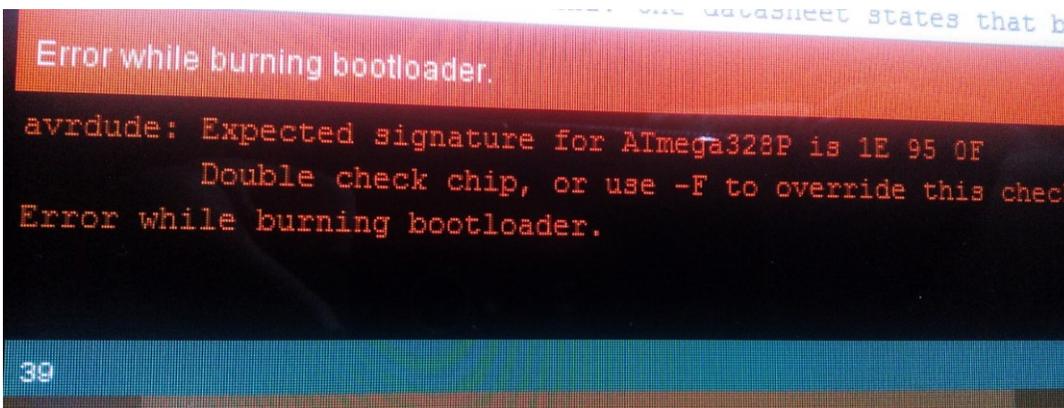


Imagen 2. Error al intentar quemar el bootloader a un microcontrolador atmega328(sin p).

-Para el paso a paso de cómo se realizó esto, se puede consultar la bibliografía. Pues ese fue el método que se usó.

-Luego se recreó la plataforma arduino usando un chip atmega328p, dos capacitores y 1 cristal de 16mhz. Esto con el objetivo de reducir el tamaño del sistema y tener la parte de control en una sola PCB.

-La conexión empleada para recrear a un arduino fueron las siguientes:

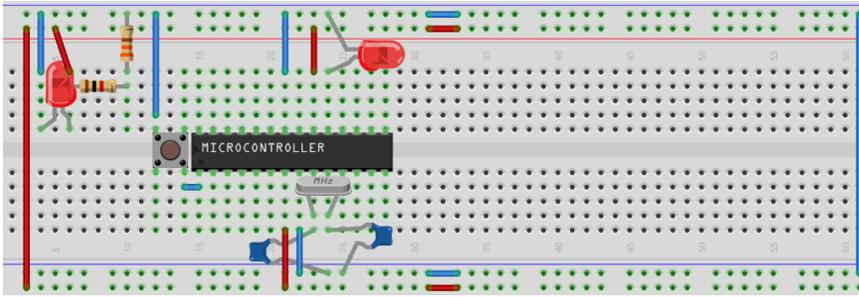


Figura 18. Atmega328p con un led a su salida(pin 13) y botón de reset, recreando un arduino uno. Para programar al microcontrolador basta reemplazar el chip en la placa de un arduino uno y subir el programa deseado.

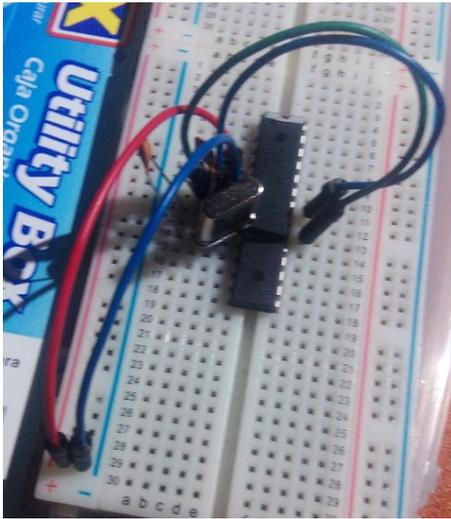


Imagen 3. Arduino funcional construido con un microcontrolador atmega328. Este puede ser programado en la IDE de arduino.

-Para la programación se usó el IDE arduino 1.6.12

-Luego de tener el programa subido al atmega328 se realizaron las siguientes conexiones con el objetivo de controlar la parte de potencia.

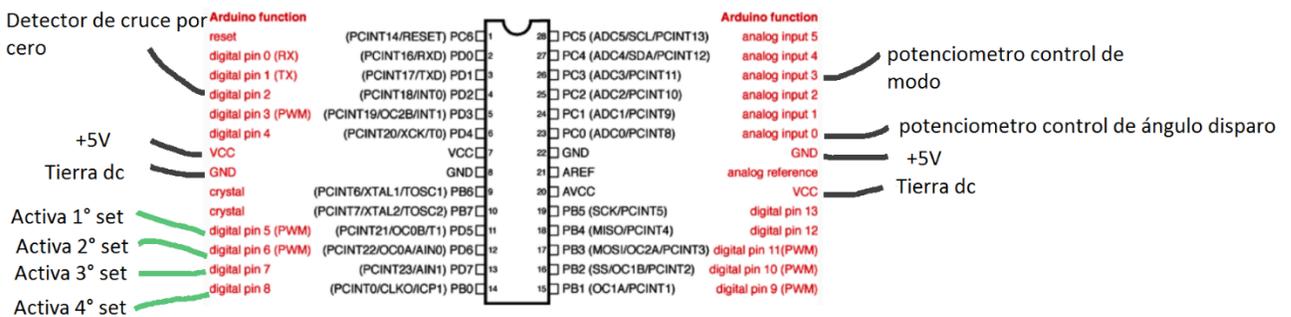


Figura 19. Conexiones empleadas para el control del sistema. Nótese como falta el cristal de 16mhz entre los pines 9 y 10, no se incluye en esta imagen, pero se conectó.

Los pines DP5, DP6, DP7, DP8 fueron usados para mandar pulsos de amplitud 5v a 4 diferentes opto acopladores según secuencias similares a las de la figura 12.

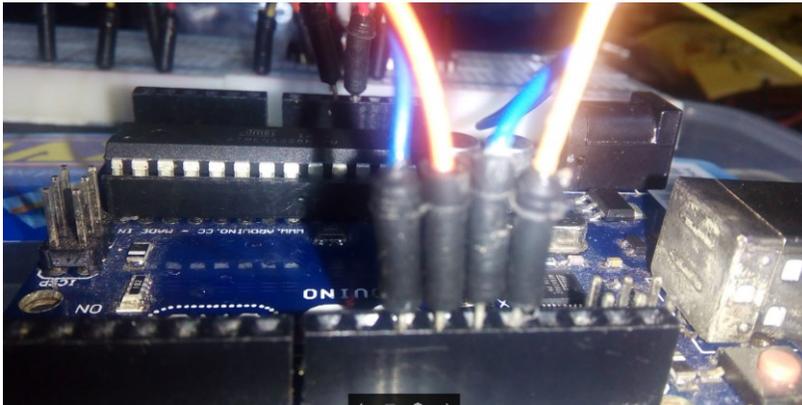


Imagen 4. DP5, Dp6, DP7, Dp8 conectados a los opto acopladores MOC3021.

El pin DP5(Activa 1° set) fue conectado de la siguiente manera al opto acoplador:

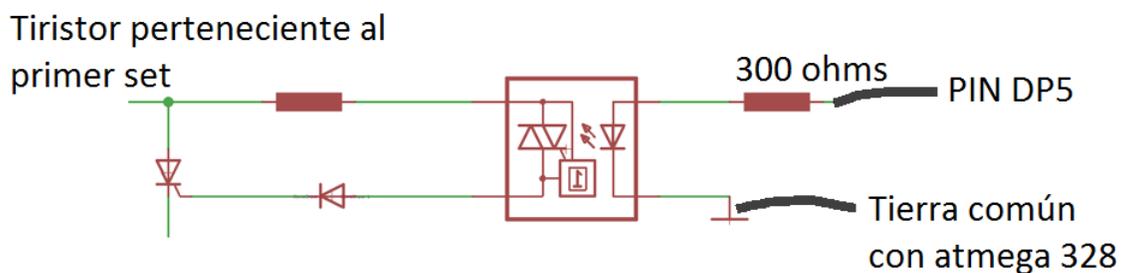


Figura 20. Conexión de la salida de un pin de control del atmega328 a el optoacplador(MOC3021).

El valor de la resistencia entre el PIN DP5 es justificado en la parte del análisis de componentes.

El mismo del pin DP5 fue usado para los dos opto acopladores controlando los tiristores del mismo set. Al soportar, el atmega328, un máximo de 40ma por pin, se tuvo dos resistencias de 300ohms a las entradas de los opto acopladores con el fin de obtener una resistencia equivalente de 300ohms.

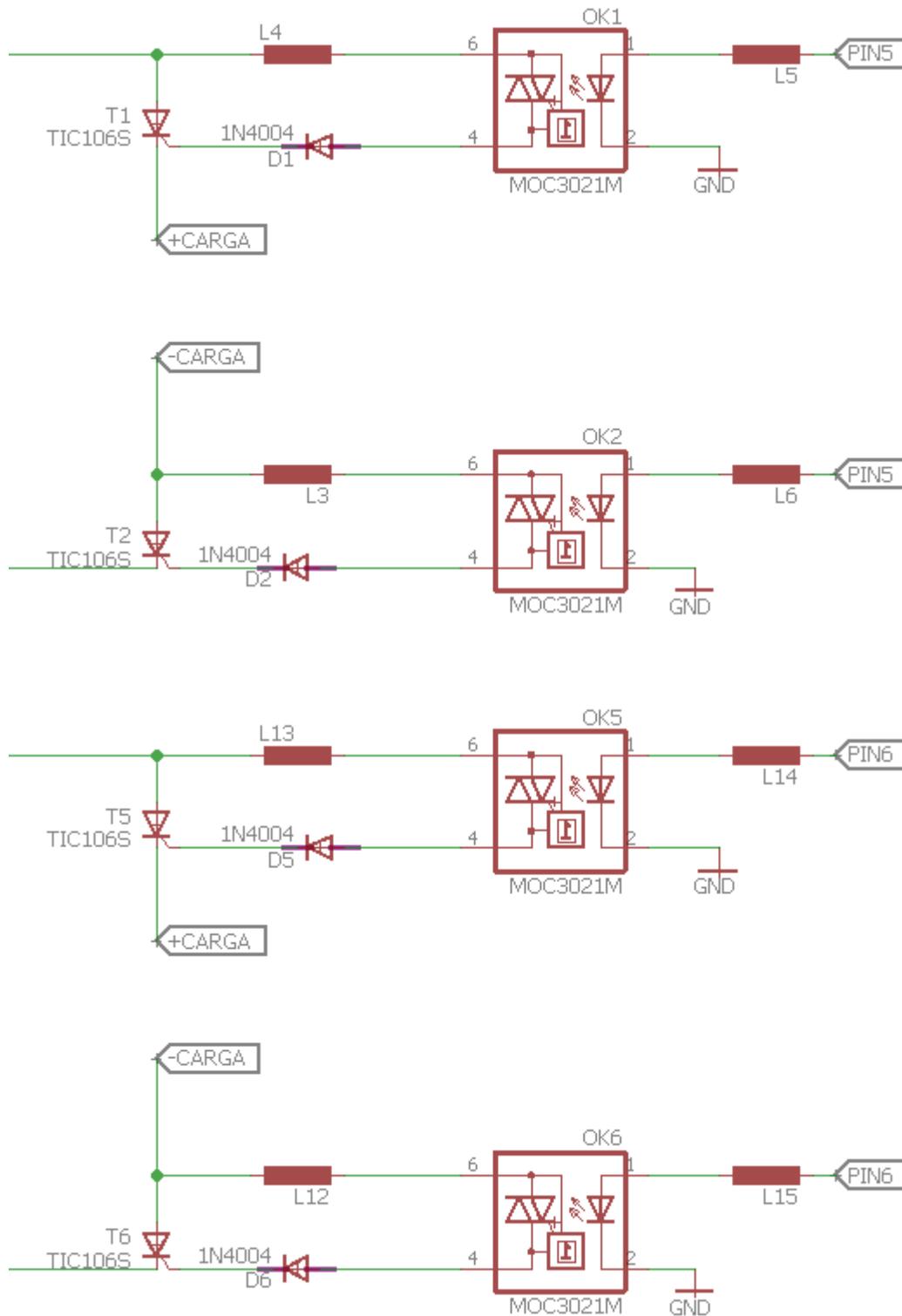


Imagen 5. Conexión de tiristores, MOC3021 y pines del atmega328 para el primer y segundo set de tiristores.

Detector de cruce por cero con detección de signo

Se diseñó un sistema detector de cruce por cero utilizando la idea del Ing. Luis del DEI UCA. Esta consistió en conectar la fuente AC(120vac,60hz) a un transformador, para luego ser rectificada y de esa manera, mediante una configuración con un opto acoplador con transistor, poder obtener pulsos que indicaran el cruce por cero.

El transformador fue empleado para reducir el voltaje a uno soportado por el optoacoplador. Así como también, fue empleado el optoacoplador para aprovecharse de sus características internas.

A continuación, se explica el proceso de detección.

1. La señal fue reducida de 120vac a 24vac.

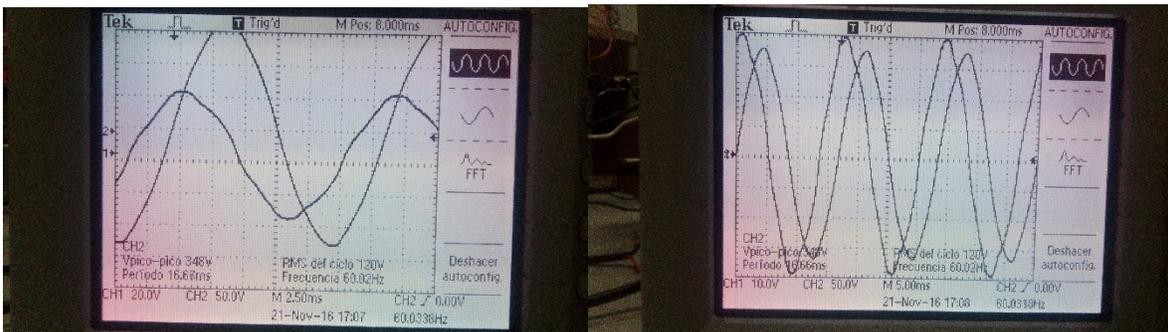
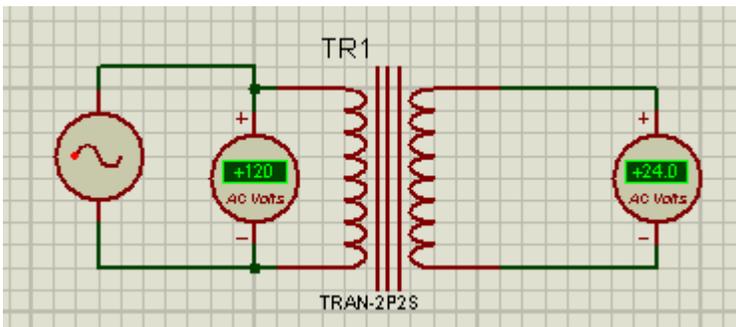


Imagen 6. Salida del transformador 24vac(secundario) y comparado con la entrada(primario). Nótese que no se observa exactamente un desfase de 180 grados debido a que en el momento de tomar esta captura no se sincronizo el secundario y el primario. En adición, el secundario no tuvo carga.

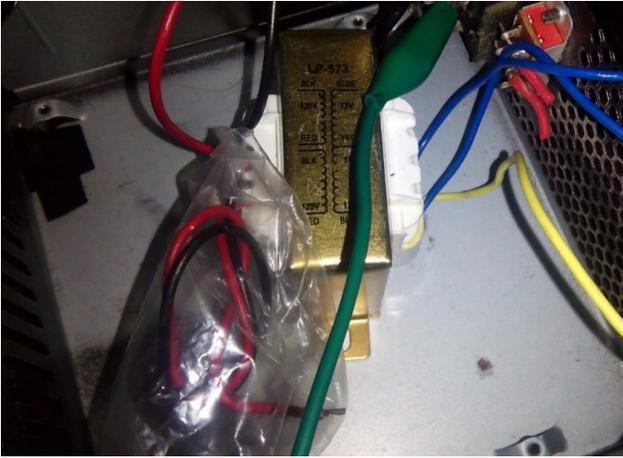
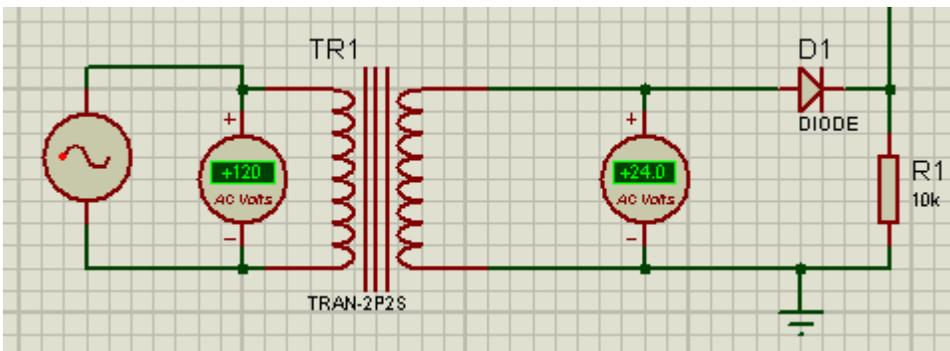


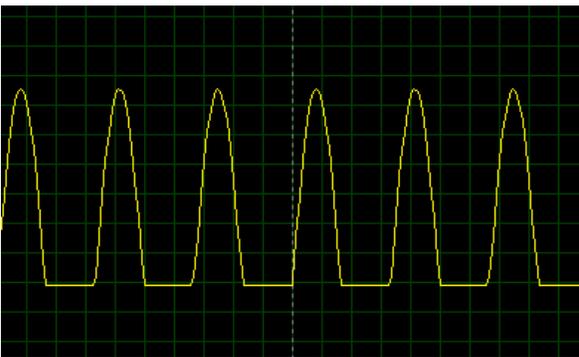
Imagen 7. Transformador LP 573 para proveer la señal al optoacplador encargado de la detección por cero.

2. Se añadió un rectificador de media onda



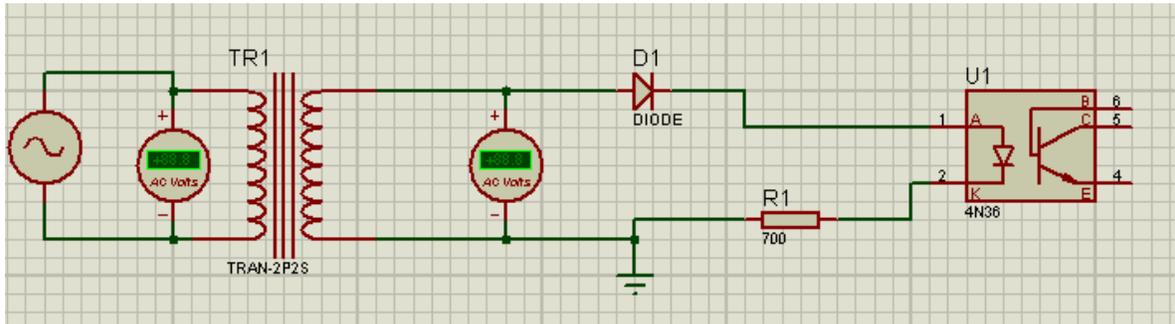
La resistencia de 10k ha sido incluida en la anterior imagen con el objetivo de obtener una diferencia de potencial entre la referencia y el nodo de medición de voltaje. Tal nodo es el que se encuentra en la esquina superior derecha en la anterior imagen. Este fue conectada a un osciloscopio en el software de simulación.

La señal resultante fue la siguiente:

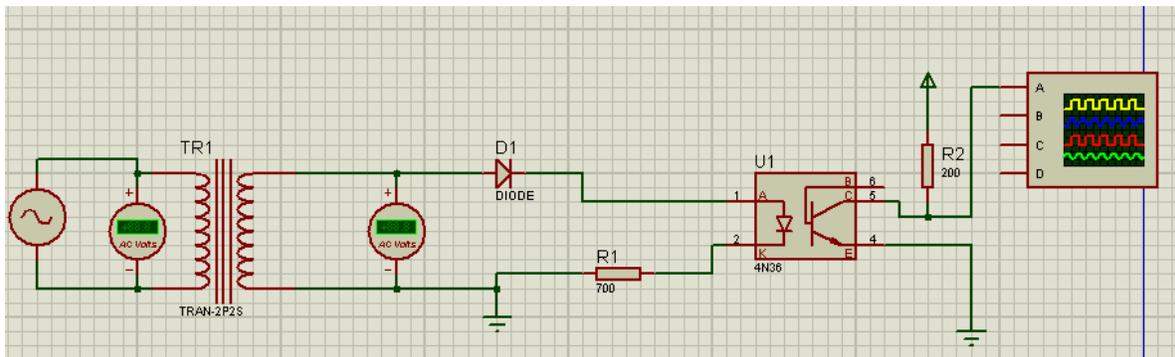


3-Se alimentó la entrada de un Optoacoplador 4N36(con transistor activado por luz). Se conectó una resistencia de 700Ohms (Se justifica este valor en el apartado de elección de componentes) a la salida del pin 2 del 4N36 y a este la referencia del secundario.

La elección de este modelo de opto acoplador está relacionada con la característica de tener un transistor a su salida, y se hará evidente por qué debía ser de este tipo en los próximos pasos.



4-Se conectaron +5vcd en la terminal 5 del optoacoplador. Y, a la terminal de salida se le conectó una resistencia de 200Ohms (Se justifica este valor en el apartado de elección de componentes). Luego la salida de la resistencia fue conecta a la referencia(tierra) común con el atmega328p.



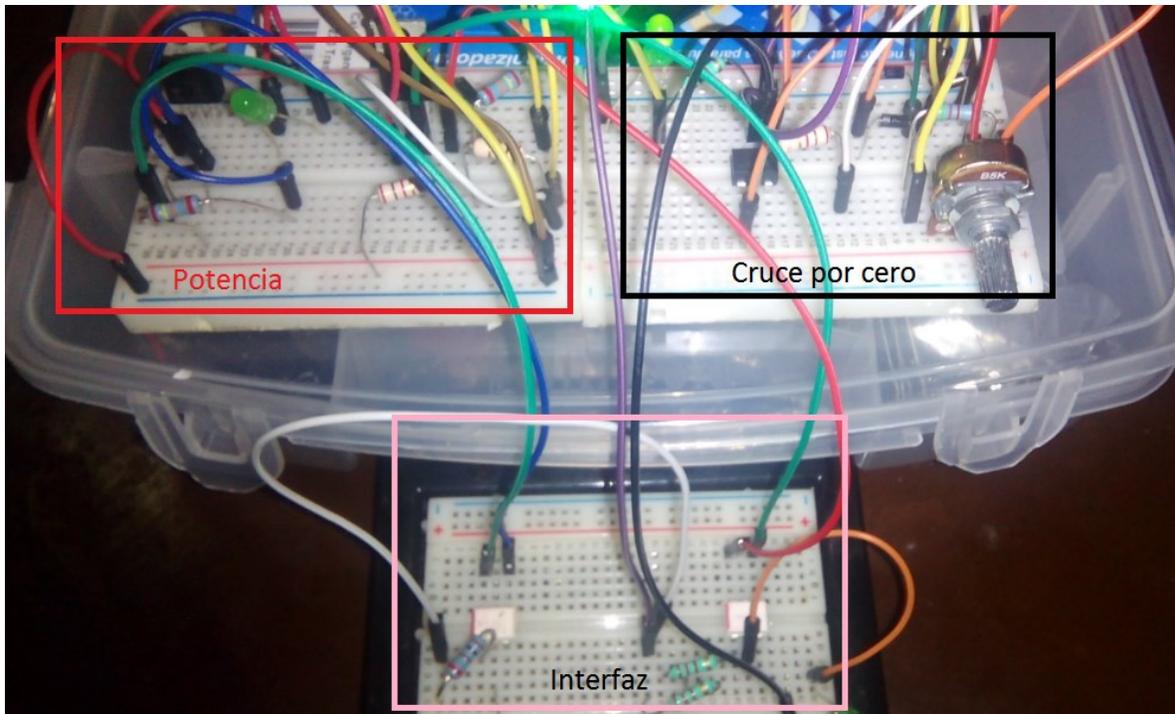
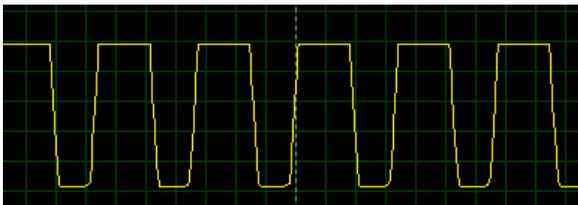


Imagen 8. Circuito de prueba. Al fondo puede observarse el arduino. El cruce por cero con el chip 4n36. Del arduino se manda un pulso a los opto acopladores MOC3021 en la sección de “Interfaz”, y luego estos controlan a los tiristores en la sección de potencia.

Se obtuvo la siguiente forma de onda se se tomaba el voltaje del colector del transistor del 4N36.



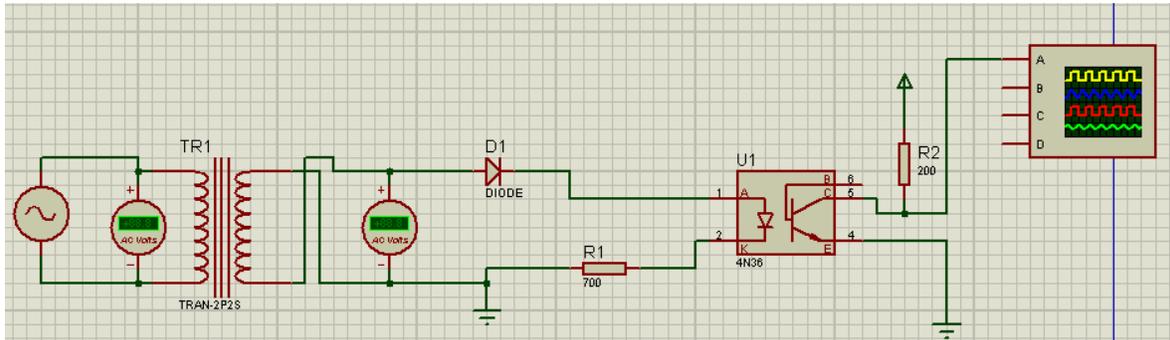
El colector del transistor tuvo un voltaje de 5V cuando estaba en no conducción. Cuando La señal de entrada al 4N36 fue de 0 (Al ser una rectificad de media onda), la señal valía aproximadamente 0 volts, al tener el colector y emisor una caída de voltaje muy pequeña.

Esta señal en comparación con la entrada del secundario fue:



Nótese la señal de salida del optoacploador contenía la información necesaria para saber si el cruce por cero había sido proveniente de un medio ciclo positivo o negativo.

Cabe señalar, que el secundario del transformador tiene un desfase de 180 grados con primario. Por lo tanto, para el cruce por cero corregido se dio vuelta a los terminales del secundario de la siguiente manera:



De esta forma fue posible obtener el cruce por cero de la señal AC en el primario.

Esta forma de onda obtenida (cuadrada) fue introducida en el pin DP2 del atmega328. No se requirió otra protección al ser el voltaje igual al usado internamente por el Atmega328.

Lógica de pulsos por cero

Luego de haber obtenido una señal que contuviese la información necesaria para saber si el cruce por cero había sido proveniente de un medio ciclo positivo o negativo. Se procedió a realizar la lógica para ser usada en el programa (A ser subido al atmega 328).

La lógica expuesta a continuación es propia, ya que fue difícil encontrar documentación acerca del funcionamiento de la función attachinterrupt (específicamente su invocación para la realización de diferentes funciones y no solo la misma). El descubrimiento de la manera de realizarlo tomó alrededor de 2 días.

Interrupciones en el atmega328p y Arduino UNO

Una interrupción es una señal que interrumpe el funcionamiento normal de un microprocesador. Los tres eventos que pueden activar una interrupción son: Un evento de hardware, un evento programado, una llamada de software.

Al ser señalizada una interrupción el microprocesador suspende su ejecución normal y eleva la prioridad del proceso pedido (Interrupt Service Handler)(Servicio de gestión de interrupción)

Al terminar la función iniciada al recibir la orden de interrupción, el microprocesador regresa a su ejecución normal, exactamente a donde se quedó antes de ser interrumpido.

Las señales electrónicas pueden tener intervalos de tiempo muy pequeños, por esto el microcontrolador si quisiese detectarlas con mucha precisión debe dejar de realizar otras tareas y enfocar toda su atención a “escuchar” a esta señal.

Cabe señalar, que el arduino o el microcontrolador atmega328p no soporta las interrupciones por software. Solo soporta interrupciones por hardware.

Los pines del arduino diseñados para el soporte de esta característica son el pin2 y pin 3. De esta forma, es capaz “escuchar” a dos señales diferentes y ejecutar tareas cuando esos pines reciban la orden de interrupción. Así como también, es posible programar que el arduino o atmega328 solo escuche la transición positiva, negativa o ambos.

Gracias a esta característica es posible hacer un programa que controle el disparo de sets de tiristores en orden, con un control total y preciso. Y no dependiendo de timers imprecisos que, talvez pudiesen utilizarse en otros sistemas basado en tiristores en los que no se requiriese mucha precisión. Sin embargo, en el diseño realizado se requirió un control extremadamente preciso ya que un pulso mal posicionado en la línea de tiempo, resultaría en un cortocircuito catastrófico.

El programa de detección necesita saber si el medio ciclo anterior antes de que se diera el cruce por cero era negativo o positivo. Usando la señal planteada en la sección anterior, se fue capaz de realizar esto mismo:

-Cuando la señal cambio de positivo a negativo, se tuvo un “Rising edge”

-Cuando la señal cambio de un negativo a un positivo se tuvo un “Falling edge”

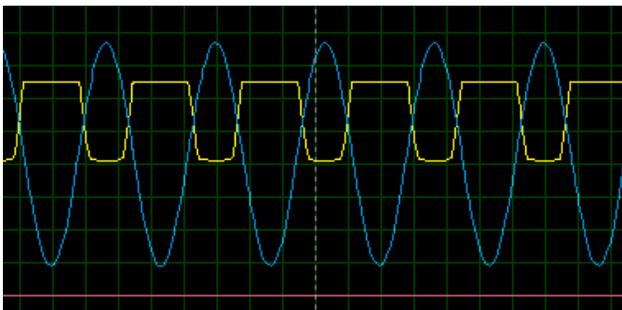
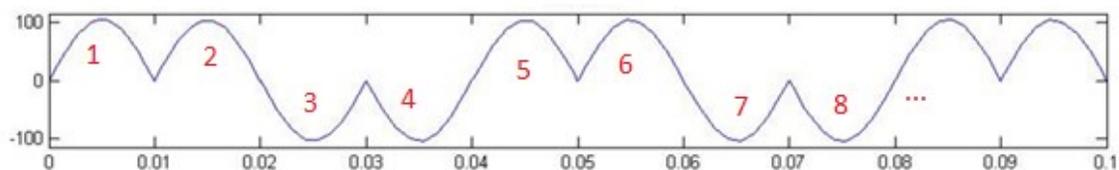


Figura 21. La señal de detección tiene un “Rising edge” cuando la señal de entrada cambia de positivo a negativo y viceversa.

Si se quisiera programar la secuencia de encendido para el set de tiristores mostrados en la figura 12 (una señal de 30hz) se debe tener la secuencia siguiente:



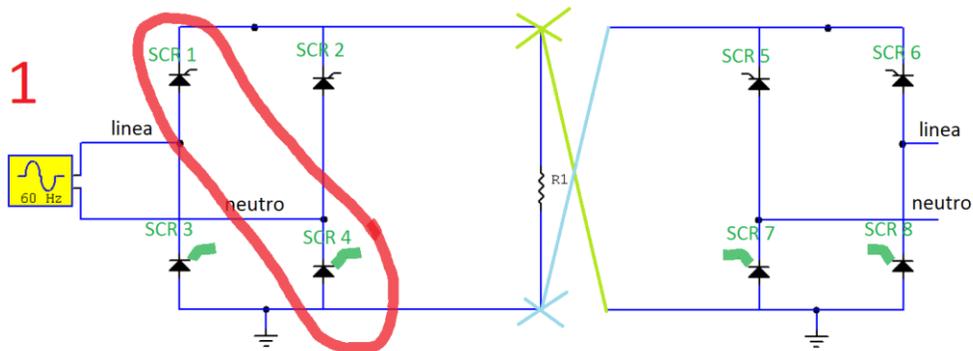


Figura 22. Primer set de tiristores a ser disparados para obtener la forma de onda mostrada. Se recuerda que estos son disparados utilizando un pulso de 5 voltios del DP5 del arduino uno o el atmega328.

El primer de tiristores debe ser disparado obligatoriamente cuando inicie un medio ciclo positivo, de manera contraria, el pulso aplicado al gate de los tiristores no los pondrá en conducción, al estar estos polarizados en reversa.

Por esto es necesario saber la polaridad del cruce por cero.

Es así, que mediante la función `attachInterrupt(pin, función a realizar, Rising o falling edge)`. Se pudo exitosamente ejecutar una función cuando el medio ciclo positivo estaba por comenzar.

Esta función era la de disparar a este primer set de tiristores.

Luego para disparar al siguiente set se tuvo que usar un truco, el cual no se halló en ninguna documentación disponible. Sino que mediante prueba y error se obtuvo la correcta sintaxis para la ejecución exitosa de la secuencia deseada.

El truco fue el de usar `detachInterrupt` dentro de la función que se llamó mediante el primer `attachInterrupt` (siempre usando el mismo pin de attach) y luego invocar dentro de esta función otro `attachInterrupt` que invocara a otra función. La dificultad fue en descubrir que el void loop del programa principal debía estar vacío. El primer `attachInterrupt` debía realizarse en el void setup de la programación IDE arduino. En caso contrario, si fuese inicializado en el void loop, los `attachInterrupts` concatenados no se invocaban entre sí.

Esta interacción podrá ser vista con mayor claridad en la exposición del programa utilizado.

Entonces, al haberse acoplado a un medio ciclo positivo, luego solo fue cuestión, de instruir las invocaciones posteriores del `attachInterrupt` si ocurría un `rising edge` o `falling edge`. De aquí se intuye que esta lógica hace posible una infinita combinación de secuencias de la señal AC (ciclo positivo o negativo).

Así como también, se intuye que un sistema de modulación podría ser construido a base de este principio: al mismo tiempo proveer energía a la carga y transmitir información codificada. Pudiendo ser esta fácilmente de modulada con un simple diodo en la carga.

Sin embargo, el objetivo del sistema presente es el de un ciclo convertidor, por lo que la secuencia siempre será periódica.

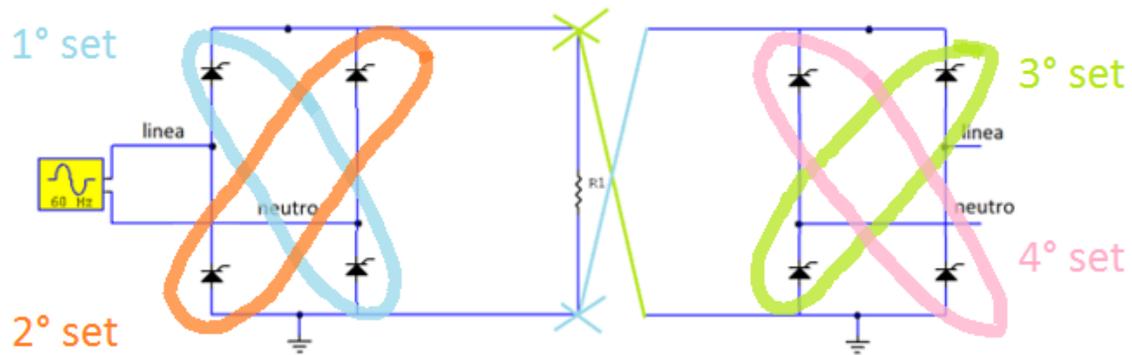


Figura 23. Set de disparo de los tiristores de un ciclo convertidor.

La secuencia de disparo para, por ejemplo, una señal deseada de 15hz, fue:

Set 1, set 2, set, 2, set 3, set 4, set 3, set 4. Esta secuencia de pulsos hacia el set de tiristores produjo una señal de 15hz.

Análisis en PSIM

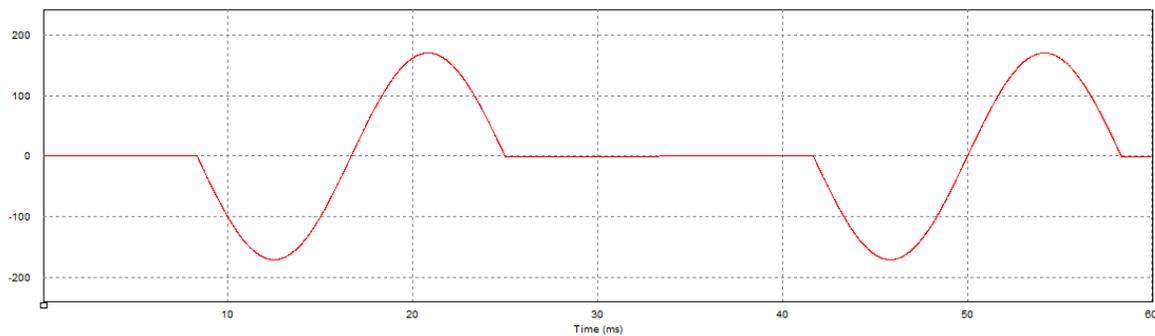
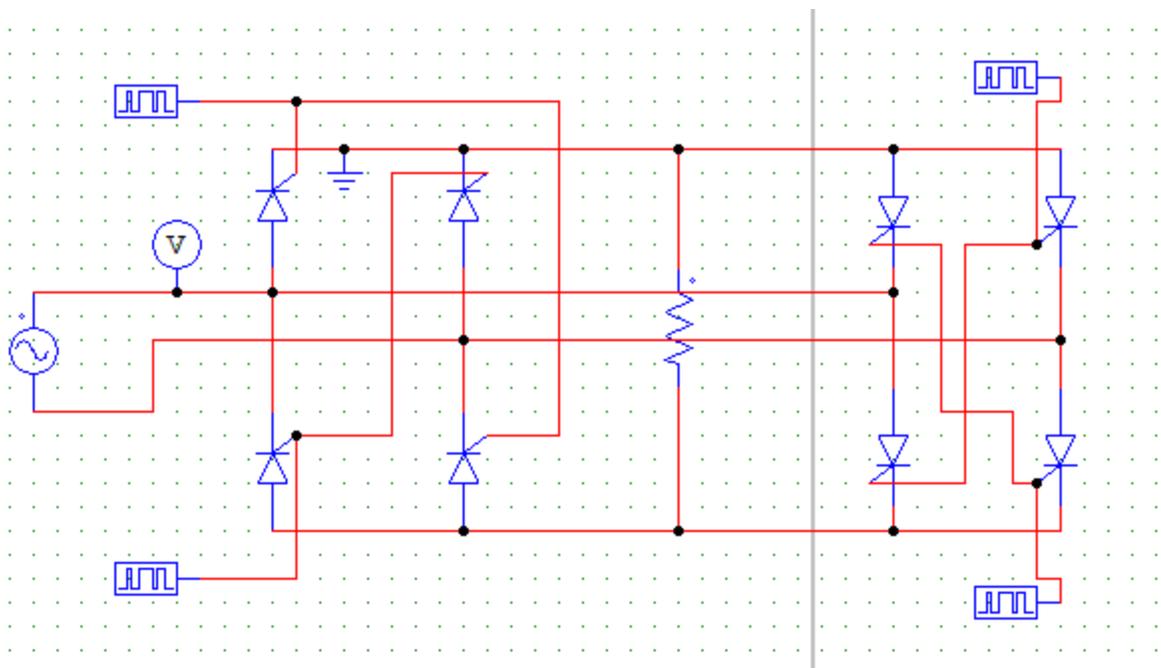
CASO RESISTIVO

Análisis de inversa para frecuencia $60/2 = 30\text{Hz}$, $R = 1\text{K}$, 120Vac (Se han incluido los archivos en PSIM)

Nótese como la configuración de los sets 3 y 4 ha sido cambiada con el objetivo de un sistema más ordenado.

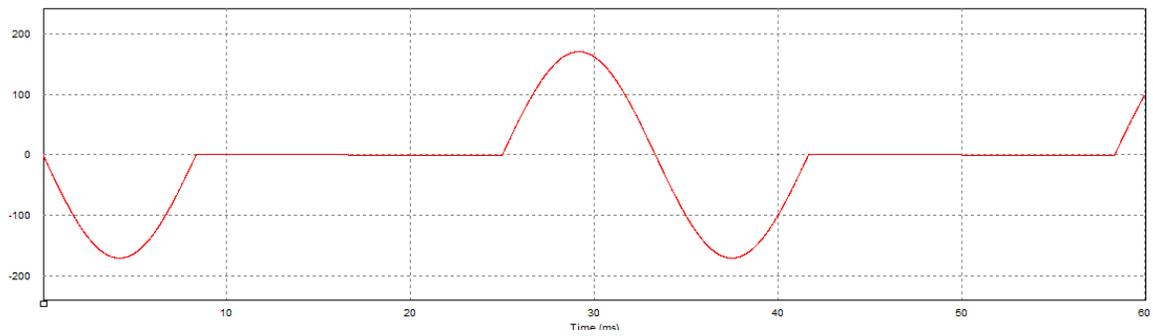
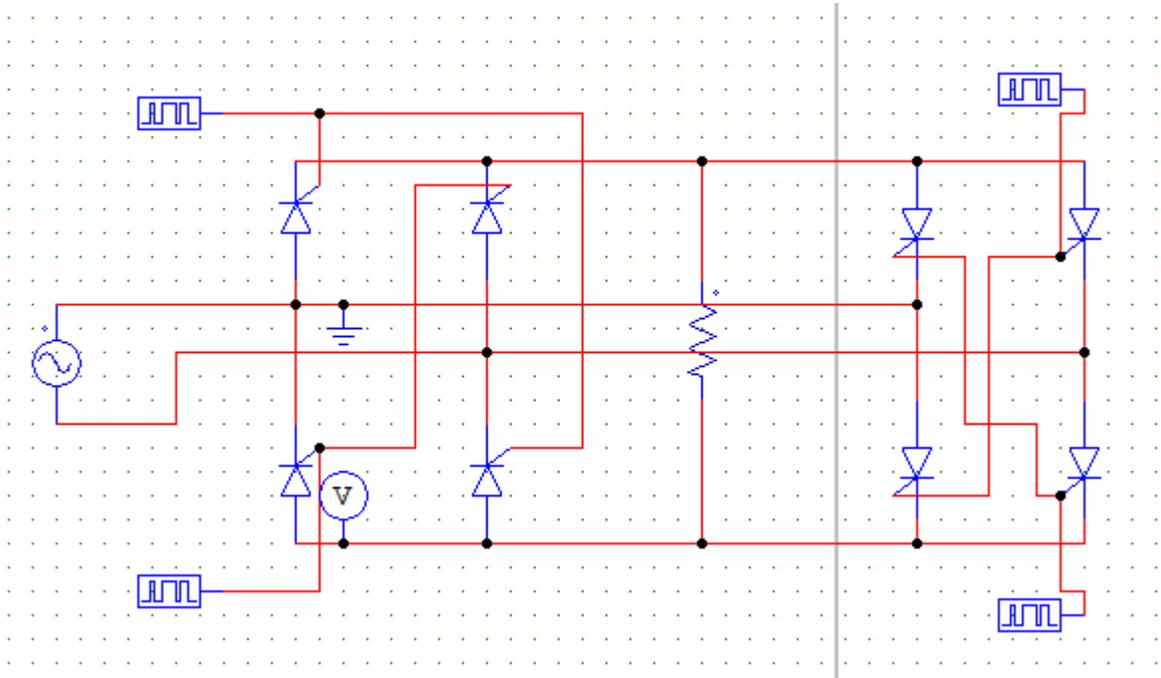
Los valores rms y promedio aquí expuestos fueron calculados automáticamente por PSIM. Estos serán usados para la verificación de los resultados del análisis matemático.

SCR1



Análisis en PSIM

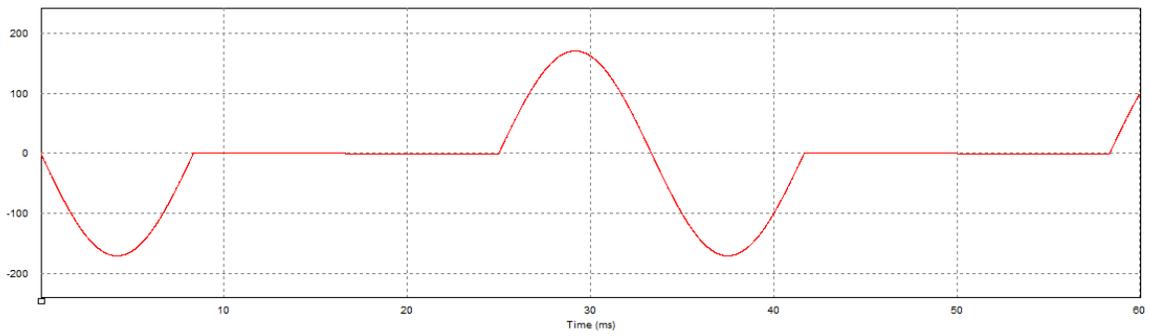
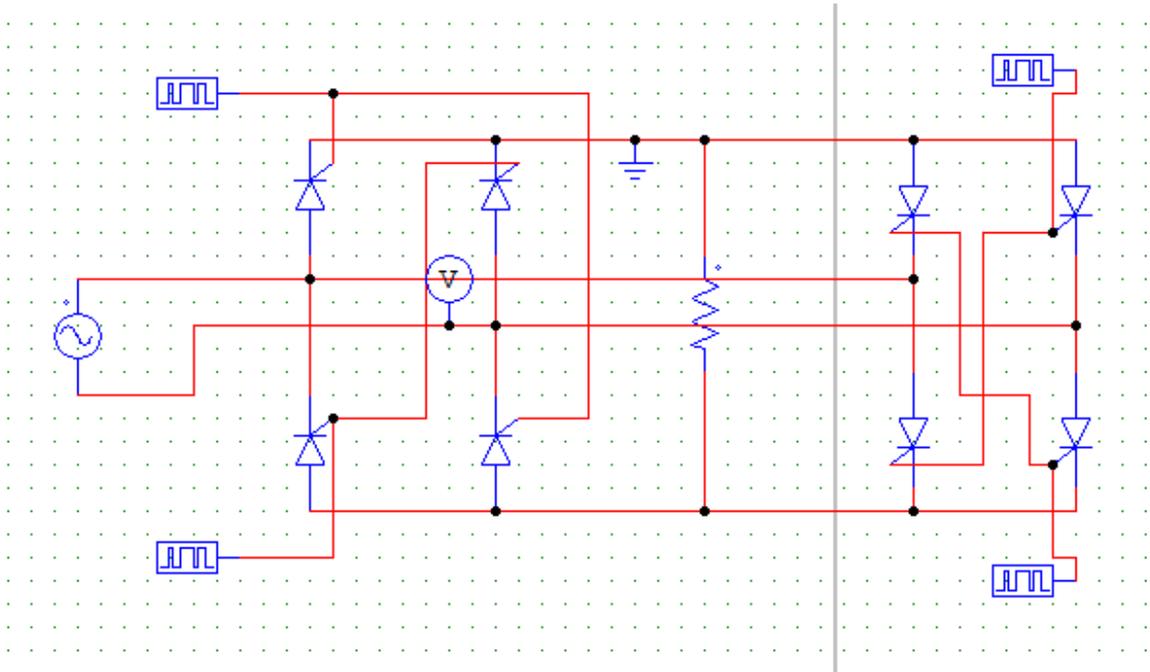
Análisis de inversa para frecuencia $60/2 = 30\text{Hz}$



Análisis en PSIM

Análisis de inversa para frecuencia $60/2 = 30\text{Hz}$

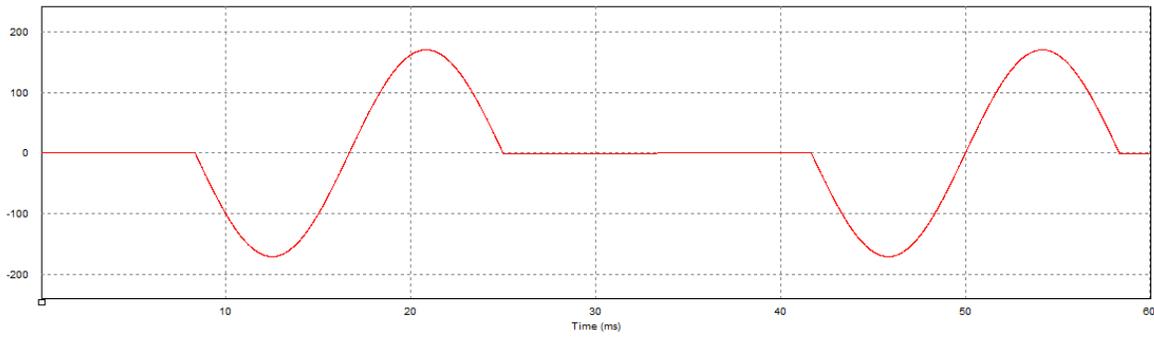
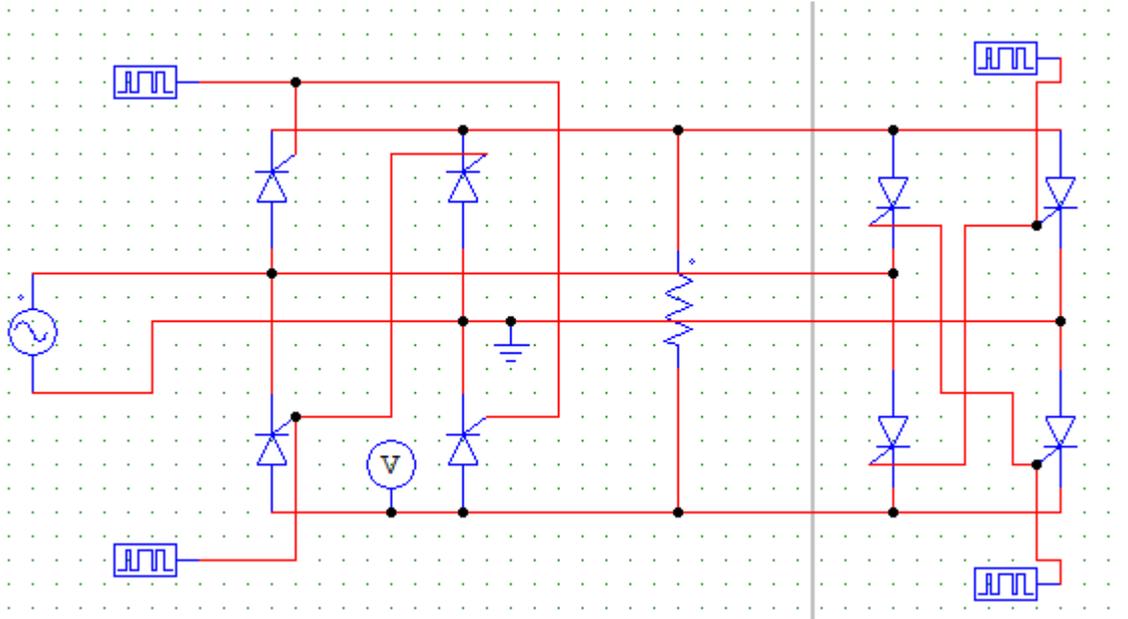
SCR3



Análisis en PSIM

Análisis de inversa para frecuencia $60/2 = 30\text{Hz}$

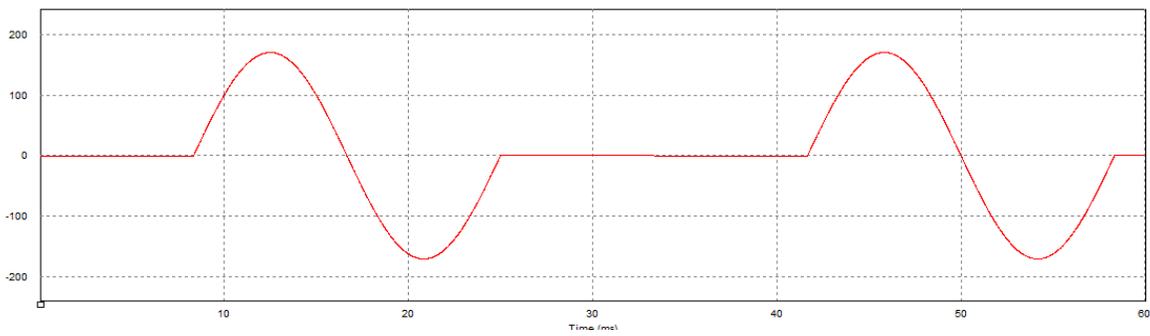
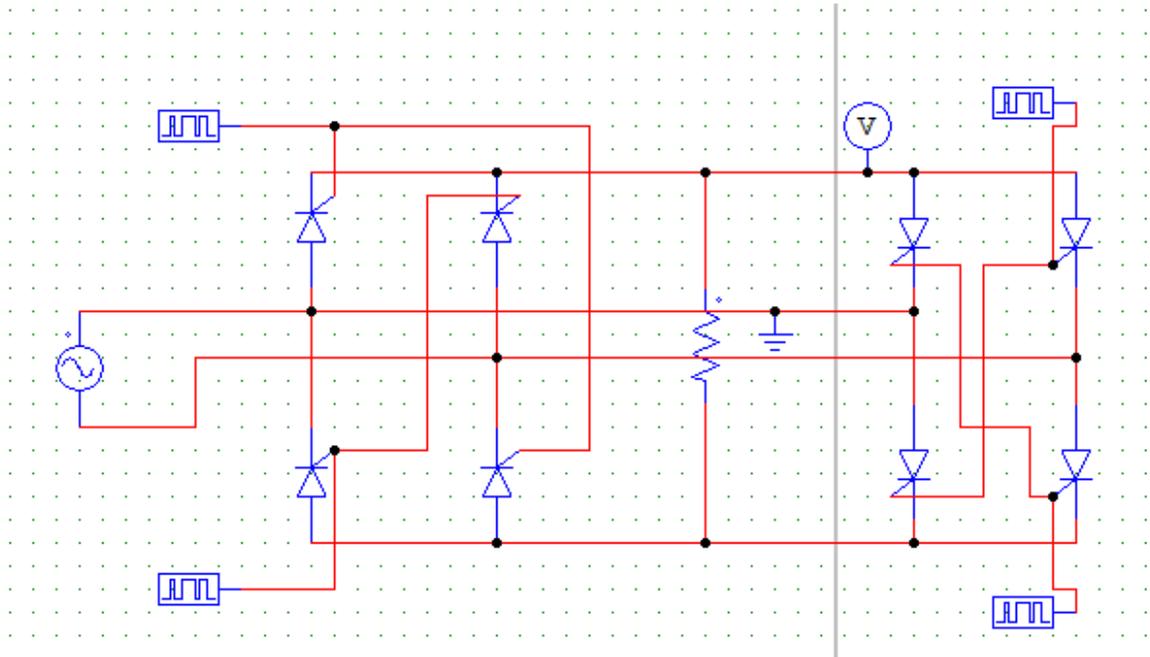
SCR4



Análisis en PSIM

Análisis de inversa para frecuencia $60/2 = 30\text{Hz}$

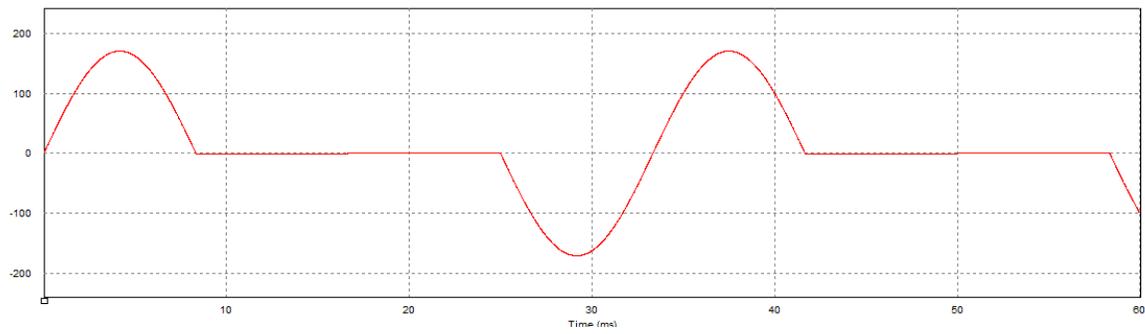
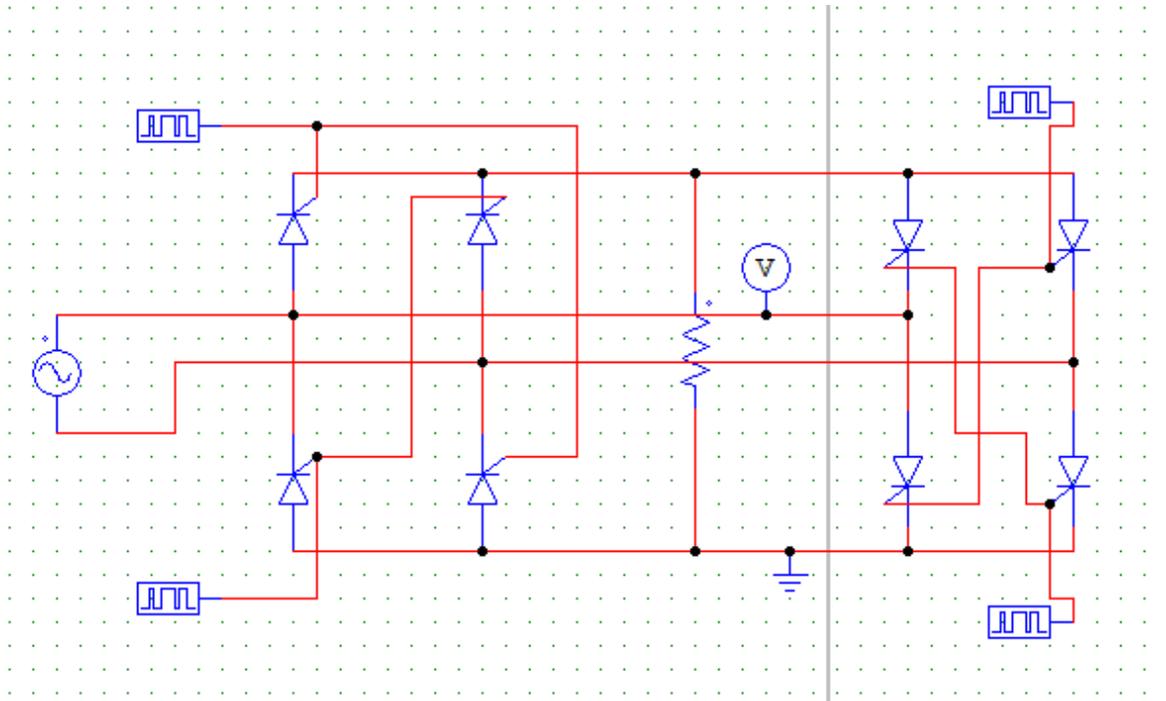
SCR5



Análisis en PSIM

Análisis de inversa para frecuencia $60/2 = 30\text{Hz}$

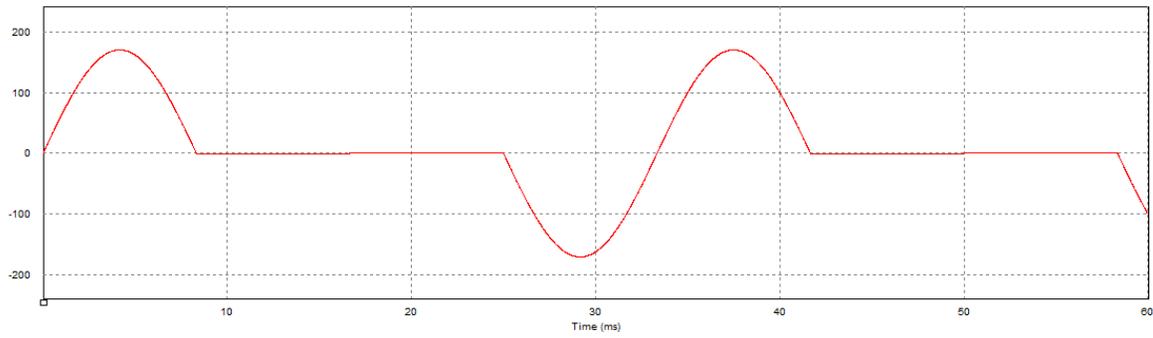
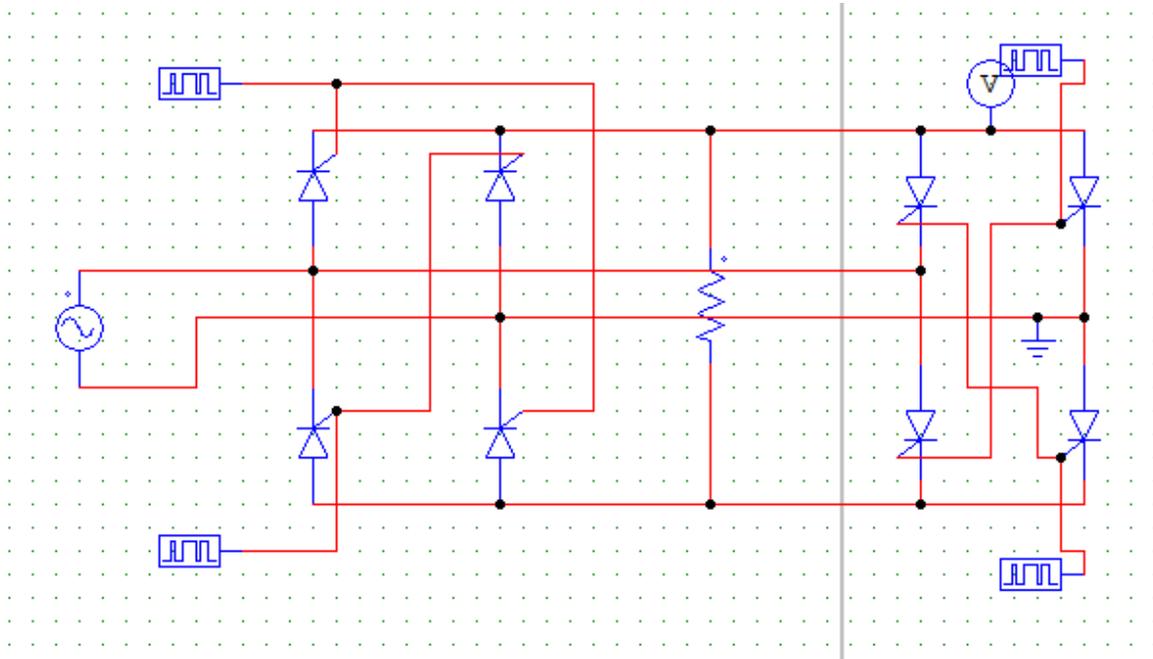
SCR6



Análisis en PSIM

Análisis de inversa para frecuencia $60/2 = 30\text{Hz}$

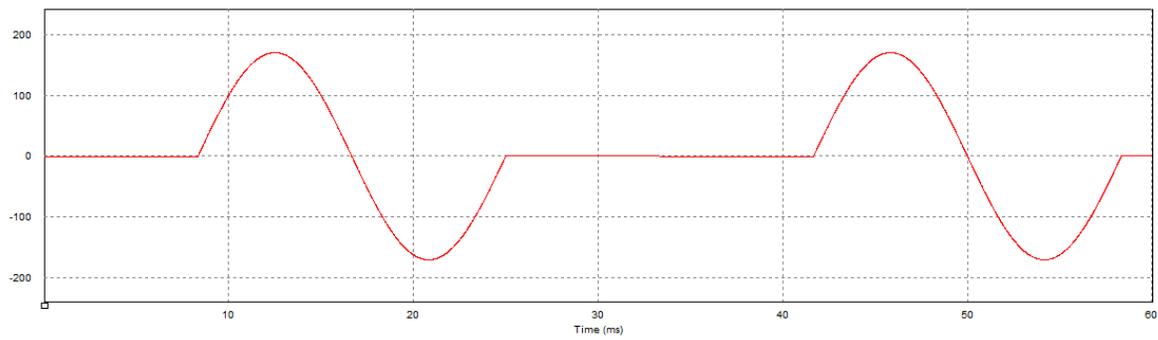
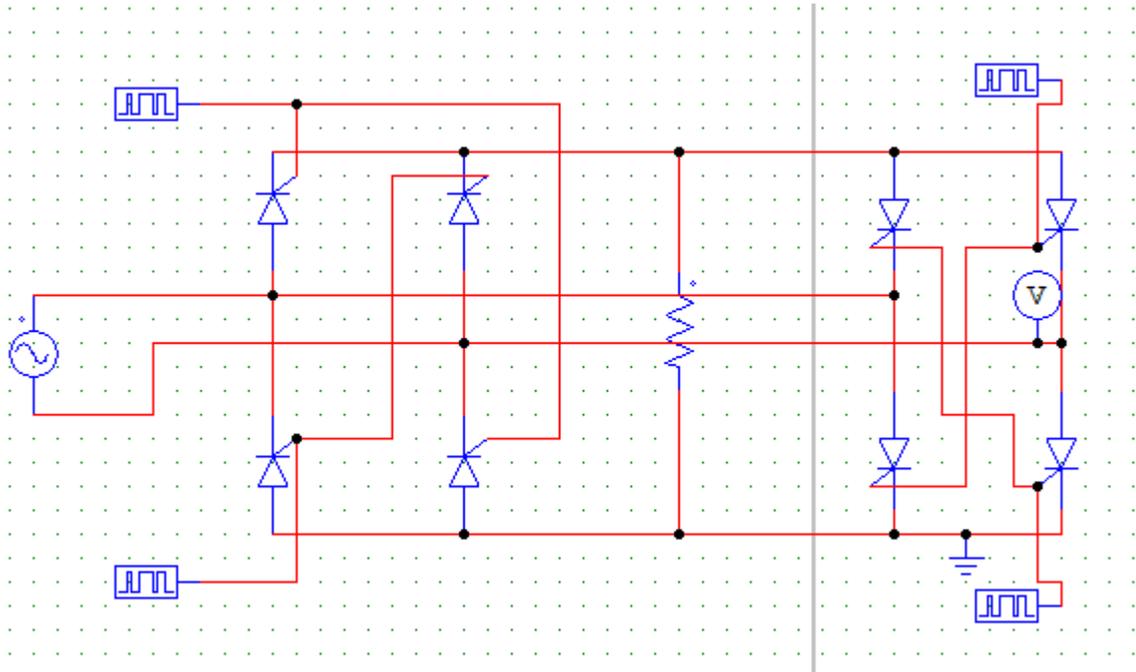
SCR7



Análisis en PSIM

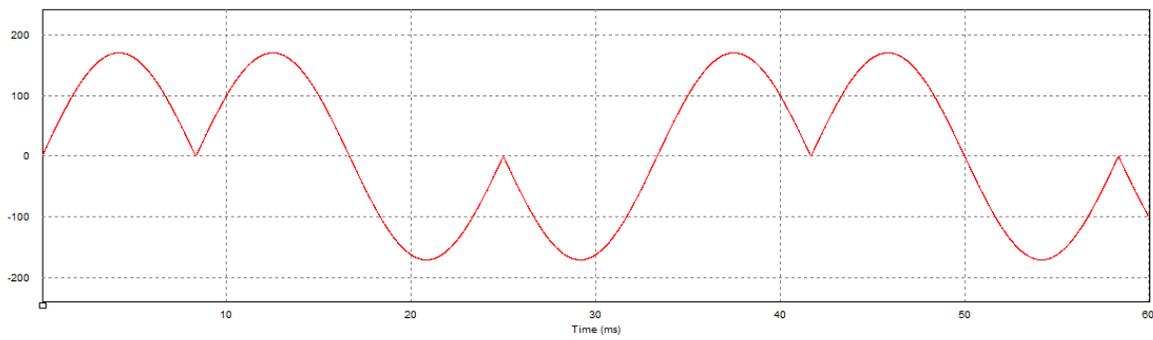
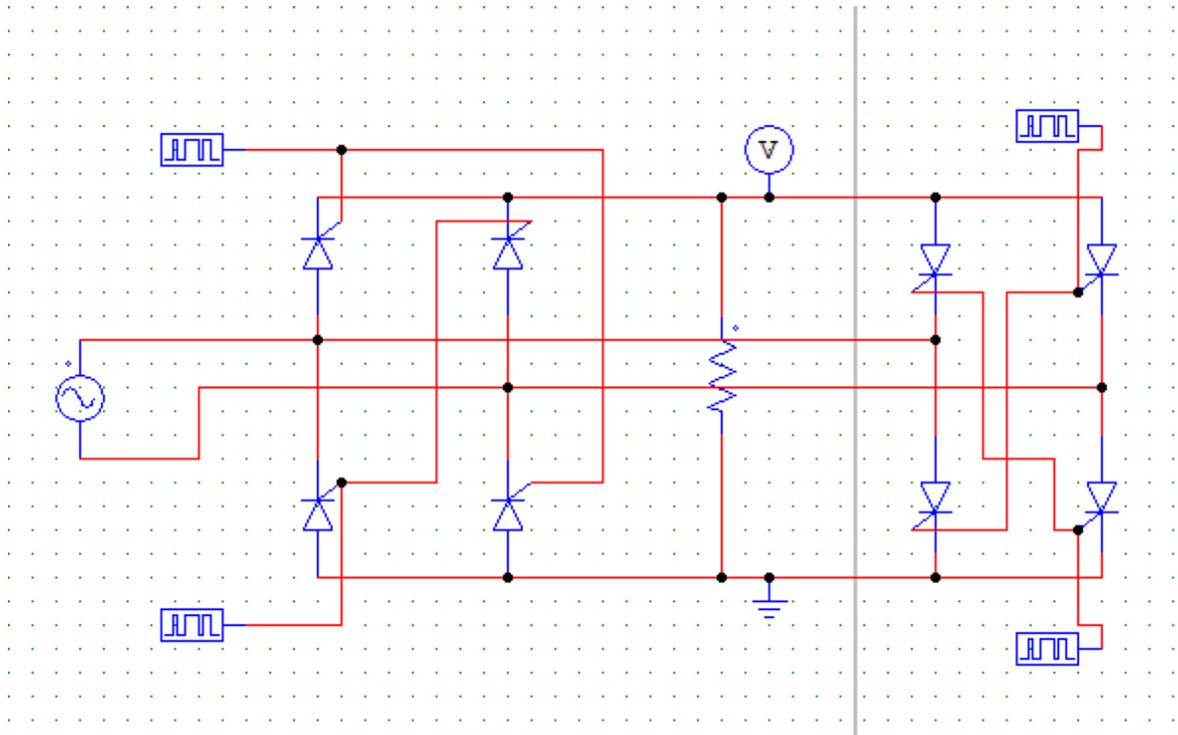
Análisis de inversa para frecuencia $60/2 = 30\text{Hz}$

SCR8



Análisis en PSIM

Voltaje en la carga



Voltaje promedio:

Average Value	
Time From	1.0000000e-005
Time To	3.3330000e-002
V26	2.1364825e-005

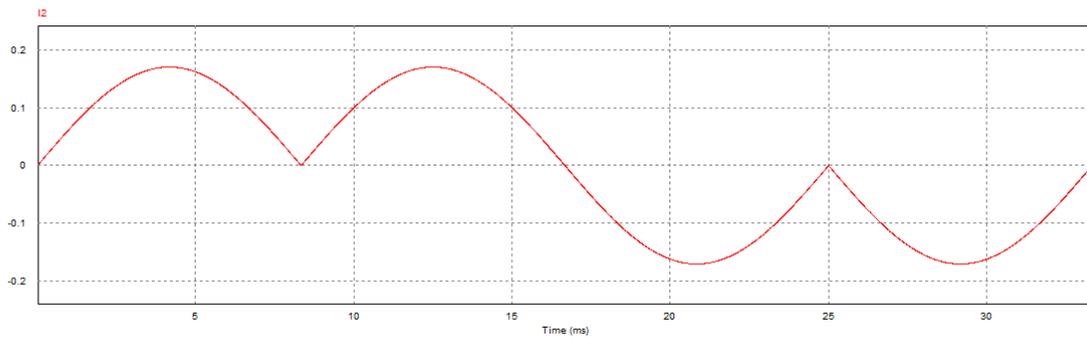
Voltaje RMS:

RMS Value

Time From	1.0000000e-005
Time To	3.3330000e-002
V26	1.2021416e+002

Análisis en PSIM

Corriente en la carga



Corriente promedio en la carga:

Average Value

Time From	1.0000000e-005
Time To	3.3330000e-002
I2	2.3934554e-008

Corriente rms en la carga

RMS Value

Time From	1.0000000e-005
Time To	3.3330000e-002
I2	1.2021416e-001

Problemas principales encontrados

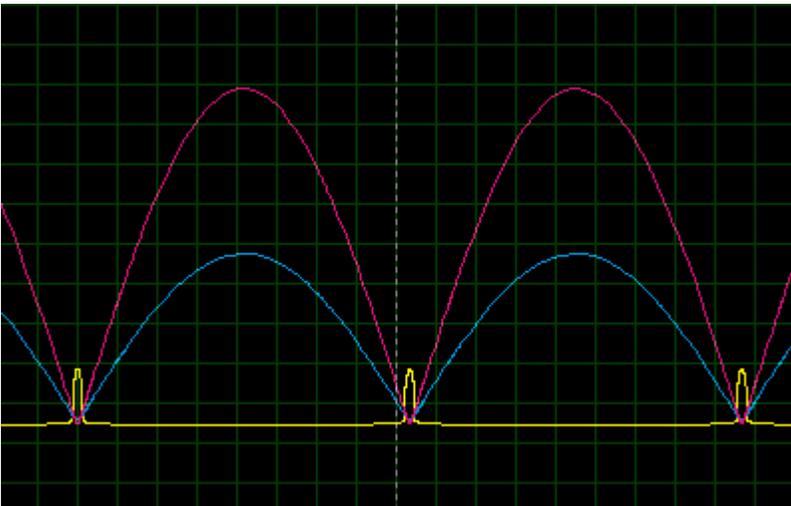
1-Uno de los principales problemas fue el de la detección del cruce por cero, dado que se tenía que saber si el cruce era proveniente de un ciclo positivo o un ciclo negativo. También, el procedimiento para el programa en el ciclo positivo no era el mismo siempre, sino que dependía de la frecuencia deseada. Esto complicó la lógica del programa. Se creó el programa luego usando invocaciones de "attachinterrupt" concatenados. Se buscó online, pero no se encontró nada al respecto. La solución a este problema se encuentra en la sección de explicación del programa y la sección explicativa del procedimiento para detectar el cruce por cero.

2-El primer problema de todo el proyecto fue como hacer un sistema con un arreglo de potencia que proporcionara una forma de onda requerida, para esto se jugó con todas las configuraciones vistas en clase hasta que se llegó a la conclusión que para realizar un ciclo convertidor era necesario conectar dos rectificadores controlados a una misma carga. Con la polaridad de sus terminales de salida invertidas. Una explicación detallada acerca de cómo se logró esto se encuentra en la sección de diseño preliminar.

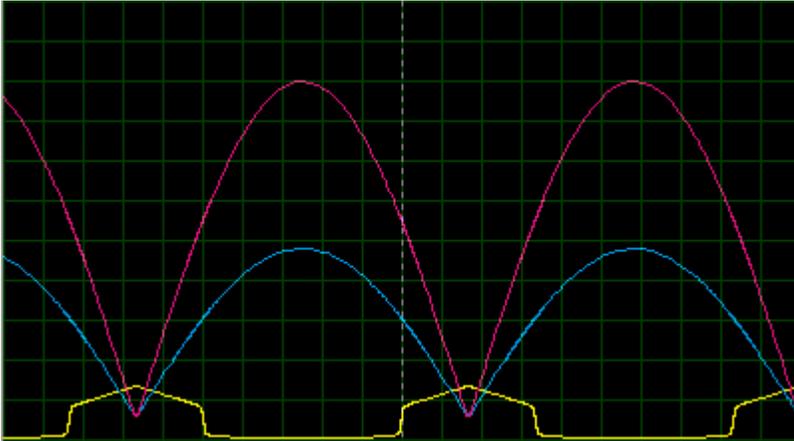
3-El ancho del pulso del detector de cruce por cero era muy ancho. Se notaba que el led del optoacoplador se apagaba no en cero, y se encendía no en cero. Por lo que se le redujo la resistencia de alimentación.

Al disminuir la resistencia se notó que el led soportaba los 170V pico (en la simulación) (en el estudio del diseño de detección por cero, al iniciar el diseño principal esto no fue motivo de confusión, al tener los valores dimensionados). Sin embargo, el ancho del pulso al no tener resistencia fue muy pequeño y el tiristor no se disparaba.

1000hms

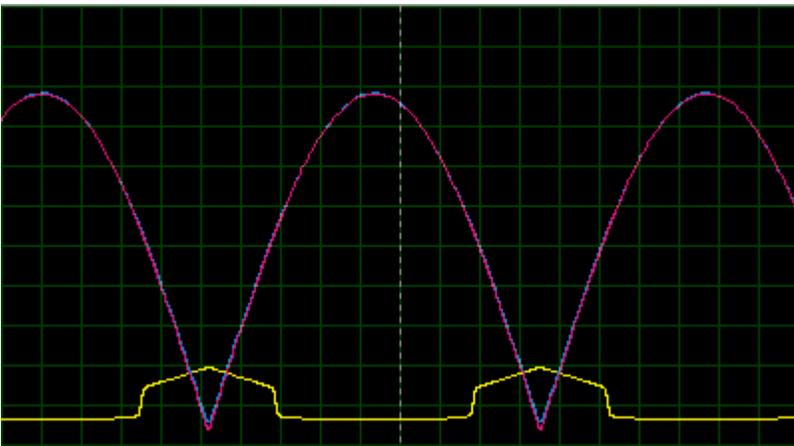


1000Ohms

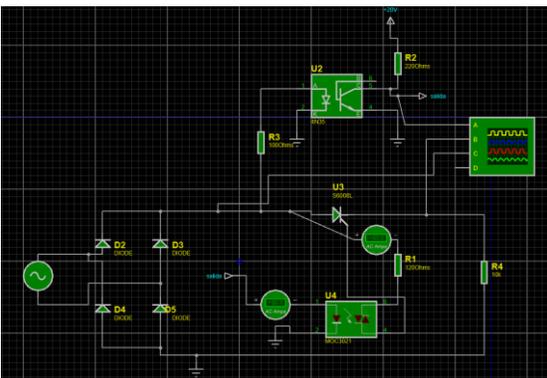


Al reducir, a virtualmente cero la resistencia que conecta al optoacoplador y el gate, se observó que el voltaje de salida igualo al de la fuente, si esta resistencia disminuyo el voltaje también.

Con resistencia en gate de 1200hms:



4-En un inicio se creó un detector de cruce por cero que controlo directamente el disparo del tiristor. Se realizó con el motivo de familiarizarse más con el diseño de circuitos simulables en Proteus.



5-En proteus no se tuvo un parámetro de las turn ratio del transformador, sin embargo, si se pudo definir las inductancias del embobinado primario y secundario. De esta forma **la ratio de las inductancias es el igual a la ratio al cuadrado de las vueltas o voltaje**. Así se pudo definir el correcto voltaje para el secundario.

$$\frac{L_p}{L_s} = \frac{N_p^2}{N_s^2}$$

6-Al simular el osciloscopio al cerrarlo no se volvía a abrir. Aun usando un osciloscopio diferente no se mostraba. Esto se solucionó, en la opción “debug”, y en “reset all windows”.

7-Como sincronizar 8 scrs. En el caso de 1 o 2 es muy fácil, pues la frecuencia es la misma. En cambio, cuando se modifica la frecuencia no se puede utilizar attachinterrupt para múltiples funciones. (Se descubriría luego de múltiples pruebas, debido a la falta de documentación sobre el uso concatenado de esta función, como debía ser la sintaxis)

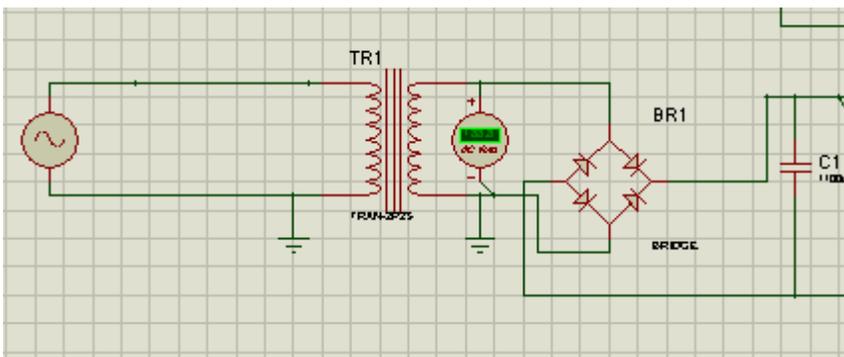
8-Causa de error en simular disparo simultaneo de tiristores: se tuvo dificultades al tratar de disparar simultáneamente los tiristores, se descubrió que había varios errores, primero la tierra del optocoupler detector de cero debía estar conectada a el negativo de la fuente AC y no a la tierra común. También, se limitaron las corrientes a los optocouplers provenientes del microcontrolador (aunque no fuese necesario, ya que ya se había realizado el dimensionamiento), aun así, proteus daba error en la simulación, al limitarla la datasheet.

9- SIMULACIÓN EN PROTEUS ERRORES Experiencia

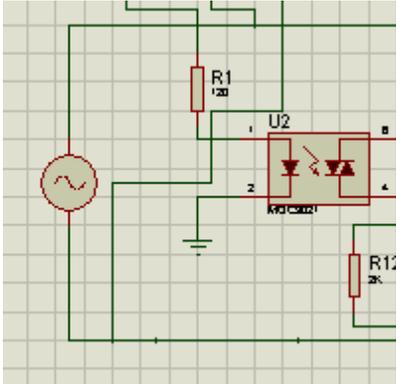
- La tierra en un circuito AC es usada para que el osciloscopio tenga una referencia.
- En ocasiones Proteus al simular si todo se saca de la misma fuente este da error.
- Es mejor colocar fuentes individuales, aunque al final, en el circuito real, sea la misma fuente.

Por ejemplo:

Al alimentar el rectificador a energizar la fuente DC.



Y el ciclo convertidor

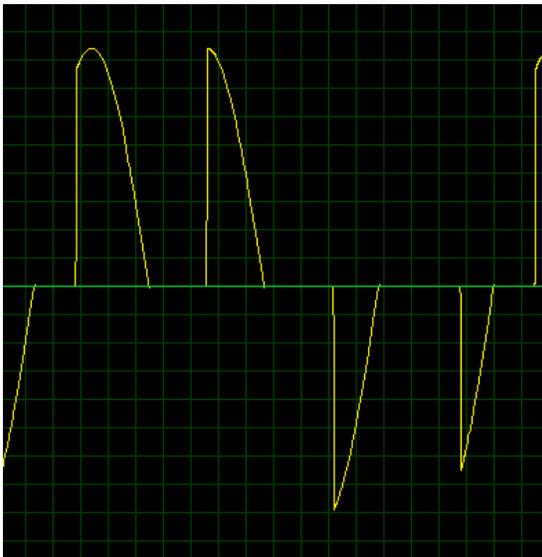


Se debían alimentar con dos fuentes diferentes debido a que si se alimentaban de la misma Proteus daba error. Posteriormente, se descubrió que el eslabón débil era el transformador. Al quitarlo se solucionaron todos los problemas de simulación.

10- Código (primeras pruebas en simulador)

En las primeras pruebas solamente se usó un attach interrupt.

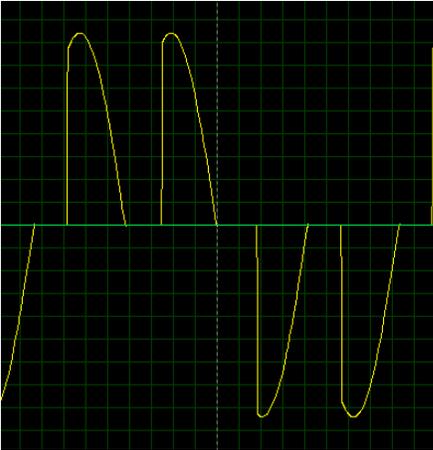
Se obtuvo la siguiente forma de onda:



Se observa como el primer ángulo de disparo es perfecto. Los posteriores, aunque se les dio un delay de 1 periodo, puede notarse como se fue agregando un delay a cada disparo.

Por esto se procedió a modificar los tiempos para compensar este delay.

Al modificar los delay de la siguiente manera 1600-1500-1400 Se obtuvo la siguiente forma de onda:



Esto fue solucionado, en un futuro, al diseñar la detección de cruce por cero con detección de signo. En un principio solo se detectaba el cruce por cero indistintamente fuese proveniente de un medio ciclo positivo o negativo.

Sin embargo, para la programación con delays este fue un éxito, al notarse como la forma de onda fue compensada y la forma se asemeja a la esperada. Luego se descubriría en pruebas que esto funcionaba bien en el simulador y no en la implementación real. El ángulo de disparo en la implementación real oscilaba de forma errática.

11- Al analizar el comportamiento, se descubrió que en venta (Casa rivas, metrocentro) solo habían scr modelo t1c106D con una igt de 200uA como máximo (se necesitaban 8 SCR y no tenían mas de 4 SCR de otros modelos), por lo que se tuvo que redimensionar el circuito, apegándose a la disponibilidad de la existencia de SCR.

12- Se notó que se tenía que cambiar todo el modelo de los tiristores en el simulador al nuevo, no simplemente se podían combinar modelos, pues el simulador daba error.

13- Después de armarlo en la breadboard, se revisaron todas las conexiones y se descubrió que un optoacoplador estaba mal conectado con un tiristor. Se corrigió.

14- Se intuyó que el sistema tendría una resistencia máxima como carga que podría soportar. Esta debía ser tal que no debía disminuir la corriente a menos de la de mantención.

SEGUNDA PARTE

“Cálculos del circuito de control”

4N36

Entrada al MICROCONTROLADOR

Máxima corriente continua soportada por el led de entrada = 60mA

INPUT LED

Reverse Voltage	V_R	6	Volts
Forward Current — Continuous	I_F	60	mA
LED Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ with Negligible Power in Output Detector Derate above 25°C	P_D	120	mW
		1.41	mW/ $^\circ\text{C}$

Figura 1. Valores máximos para el led de entrada del 4N36.

Se alimentó con la señal de salida de un rectificador de onda completa con $v_{pp}=24\text{v}$.

De esta forma se obtuvo el valor para la corriente continua:

$$V_{DC} = \frac{1}{T} \int_0^T v_L(t) dt = \frac{2}{2\pi} \int_0^\pi V_s \sin(\omega t) dt = \frac{2 \cdot V_s}{\pi}$$

$$I_{DC} = \frac{V_{DC}}{R_L} = \frac{2 \cdot V_s}{\pi \cdot R_L}$$

$$0.06 = \frac{2 \times 24}{\pi X}$$

R Mínima:

$$X \approx 254.65$$

Se deseó la menor resistencia posible debido al voltaje requerido a través del led para una corriente de 15mA a 25 grados centígrados fue de 1.2V. Debido a esto, al disminuir el voltaje por debajo de los 1.2V, el transistor se apaga y es detectado como un cruce por cero. De esta forma, se deseó la resistencia mínima que proporcionara un cruce lo más aproximado posible. Se eligió una resistencia de 1Kohm, pues se consideró que un error de

$$\frac{1.2}{24} \times 100 = 5\%$$

La corriente fue: 0.015A o 15mA

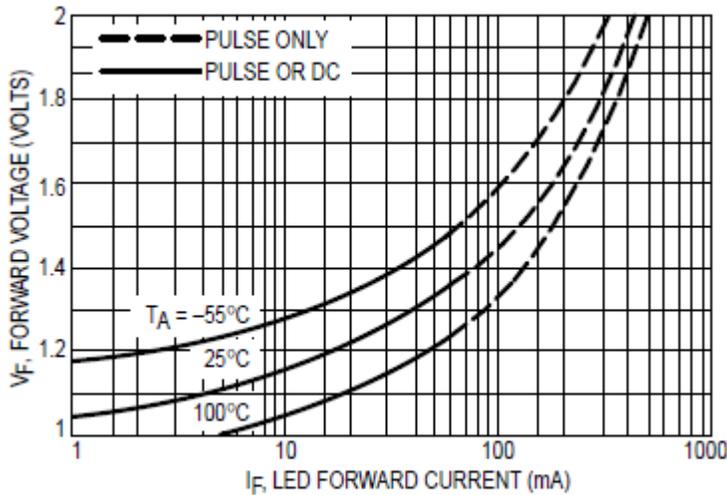


Figura 2. Caída de voltaje vs corriente a través del led del 4n36.

Salida

OUTPUT TRANSISTOR

Collector–Emitter Voltage	V_{CEO}	30	Volts
Emitter–Base Voltage	V_{EBO}	7	Volts
Collector–Base Voltage	V_{CBO}	70	Volts
Collector Current — Continuous	I_C	150	mA
Detector Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ with Negligible Power in Input LED Derate above 25°C	P_D	150	mW
		1.76	mW/ $^\circ\text{C}$

Figura 3. Valores máximos para el transistor de salida del 4n36.

Máxima tensión colector-emisor = 30v

Máxima corriente continua colector = 150mA

Se alimentó con 5Vdc

R mínima=

$$\frac{5 \text{ V (volts)}}{150 \text{ mA (milliamperes)}}$$

33.33 Ω (ohms)

Se eligió una resistencia de 120 ohms. En este caso no importo el valor de la resistencia, además del valor máximo de corriente soportada por el 4N36, pues no afecto la precisión de la detección del cruce por cero.

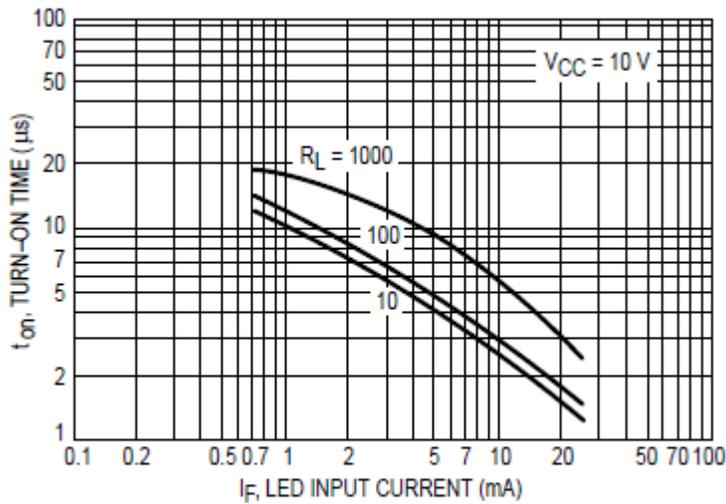


Figura 4. Tiempo de retardo de encendido del led de entrada para el 4N36.

Se observa en la figura 4 que el tiempo máximo de encendido del led para un $V_{cc}=10V$ es de aproximadamente $20\mu s$. Se nota que el intervalo de tiempo en la que una detección de cero se da es de $16000\mu s$. Es así que un retardo de $20\mu s$ es despreciable. Se carece de datos para otro voltaje, por lo que se asume que el retardo es mayor, pero, de igualmente, despreciable.

MOC3021

Entrada

Máxima corriente continua soportada por el diodo de entrada: 50mA

También se nota que se debe tener en cuenta la máxima corriente soportada por las salidas DP del Atmega328. La máxima corriente para un pin individual es: 40mA

Según: <http://playground.arduino.cc/Main/ArduinoPinCurrentLimitations>

Input-to-output peak voltage, 5 s maximum duration, 60 Hz (see Note 1)	7.5 kV
Input diode reverse voltage	3 V
Input diode forward current, continuous	50 mA

Figura 5. Valores máximos para el diodo de entrada del MOC3021.

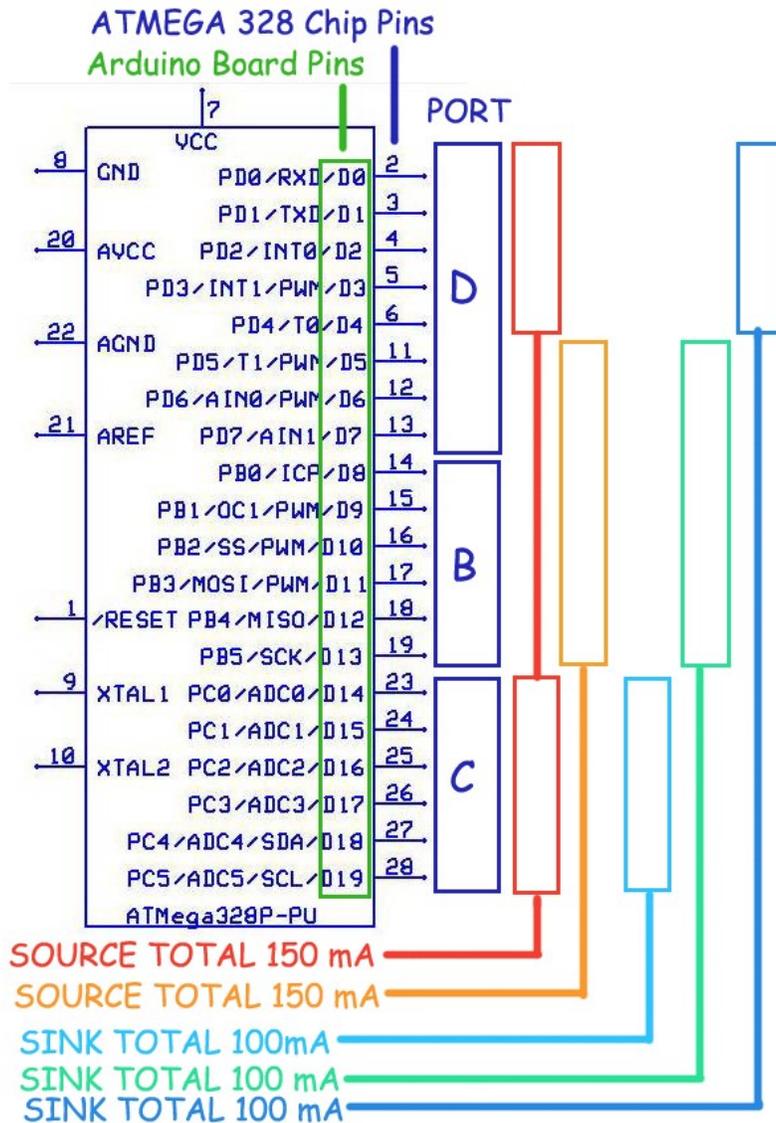


Figura 6. Corriente máxima de salida y entrada para conjuntos de pines del atmega328.

En un mismo instante se controlarán dos MOC3021(1 por SCR). Por lo que la corriente requerida si se estuviese utilizando la máxima para el opto acoplador es de 80ma.

Esto está dentro de los valores seguros del chip. De esta forma, se utilizó una resistencia de 300ohms a la entrada de cada opto acoplador con el objetivo de tener una resistencia equivalente de 150ohms por pin. De esta forma se tendría una corriente de:

$$5v/150ohms = 0.33ma.$$

En adición, se tendría una corriente para el diodo del MOC3021 de

$$5v/300ohms = 16mA.$$

Salida del MICROCONTROLADOR (interfaz con circuito de potencia)

Output repetitive peak off-state voltage	400 V
Output on-state current, total rms value (50-60 Hz, full sine wave): $T_A = 25^\circ\text{C}$	100 mA
$T_A = 70^\circ\text{C}$	50 mA
Output driver nonrepetitive peak on-state current ($t_w = 10$ ms, duty cycle = 10%, see Figure 7)	1.2 A
Continuous power dissipation at (or below) 25°C free-air temperature:	
Infrared-emitting diode (see Note 2)	100 mW
Phototriac (see Note 3)	300 mW
Total device (see Note 4)	330 mW
Operating junction temperature range, T_J	-40°C to 100°C
Storage temperature range, T_{stg}	-40°C to 150°C
Lead temperature 1,6 (1/16 inch) from case for 10 seconds	260°C

Figura 7. Valores máximos para el triac de salida del MOC3021.

Se observa que se tiene una corriente máxima rms a 60hz de 100mA a 25C y 50mA a 70C, se decidió tomar el segundo valor. De esta manera se tiene:

Corriente máxima para triac de salida=50mA

Valor máximo para voltaje de inversa= 400V

La señal a la entrada del triac es AC 60hz 170Vpp. Así, se verifica que es posible exponer el triac a tal entrada.

Para obtener la corriente de trabajo para el triac se necesita el valor máximo de corriente para el gate del SCR que estará conectada a este.

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
I_{DRM} Repetitive Peak Off-State Current	$V_D = \text{Rated } V_{DRM}, R_{GK} = 1 \text{ k}\Omega, T_C = 110^\circ\text{C}$			400	μA
I_{RRM} Repetitive Peak Reverse Current	$V_R = \text{Rated } V_{RRM}, I_G = 0, T_C = 110^\circ\text{C}$			1	mA
I_{GT} Gate Trigger Current	$V_{AA} = 6 \text{ V}, R_L = 100 \Omega, t_w(g) \geq 20 \mu\text{s}$		60	200	μA
V_{GT} Gate Trigger Voltage	$V_{AA} = 6 \text{ V}, R_L = 100 \Omega, R_{GK} = 1 \text{ k}\Omega, t_w(g) \geq 20 \mu\text{s}, T_C = -40^\circ\text{C}$			1.2	V
	$V_{AA} = 6 \text{ V}, R_L = 100 \Omega, R_{GK} = 1 \text{ k}\Omega, t_w(g) \geq 20 \mu\text{s}$	0.4	0.6	1	
	$V_{AA} = 6 \text{ V}, R_L = 100 \Omega, R_{GK} = 1 \text{ k}\Omega, t_w(g) \geq 20 \mu\text{s}, T_C = -110^\circ\text{C}$	0.2			
I_H Holding Current	$V_{AA} = 6 \text{ V}, R_{GK} = 1 \text{ k}\Omega, \text{Initiating } I_T = 10 \text{ mA}$			5	mA
	$V_{AA} = 6 \text{ V}, R_{GK} = 1 \text{ k}\Omega, \text{Initiating } I_T = 10 \text{ mA}, T_C = -40^\circ\text{C}$			8	
V_{TM} Peak On-State Voltage	$I_{TM} = 5 \text{ A}, \text{See Note 6}$			1.7	V
dv/dt Critical Rate of Rise of Off-State Voltage	$V_D = \text{Rated } V_D, R_{GK} = 1 \text{ k}\Omega, T_C = 110^\circ\text{C}$		10		V/ μs

Figura 8. Características eléctricas a 25°C para el SCR TIC106D

Según la figura 8, la corriente mínima de gate para hacer conducir al TIC106D es de $200 \mu\text{A} = 0.0002$. La máxima es de alrededor 20ma.

Por lo tanto, al ser esta corriente menor que la máxima del MOC3021, esta se convierte en el límite del arreglo.

R mínima:

$$\frac{170 \text{ V (volts)}}{0.02 \text{ A (amperes)}}$$

8.5 k Ω (kilohms)

Se eligió una resistencia de 25Kohms para la salida del MOC3021 y el gate del TIC106D.

Sección “Cálculos del circuito de Potencia”

Si el ciclo convertidor estuviera energizando una carga de resistencia R y inductancia L a Vm, 60hz. Y se requiere que tenga una frecuencia de salida de H hertz. Y un ángulo de disparo “alfa” se tiene que:

$$\begin{aligned}E &= v_m, F_1 = H, \text{ ángulo de disparo} = \alpha \\F_0 &= 60 / H, R = R, L = L \\W_0 &= 2 * \pi * 60 / H \\X_L &= W_0 * L = 2 * \pi * 60 / H * L \\Z_L &= \text{squareroot}(R^2 + X_L^2)\end{aligned}$$

$$\theta = \tan^{-1}(\omega_0 L / R)$$

Para un ángulo de $0 \leq \alpha \leq \pi$ el valor rms del voltaje

$$E_o = E \cdot \left[\frac{1}{\pi} \left(\pi - \alpha_p + \frac{\sin 2 \alpha_p}{2} \right) \right]^{1/2}$$

El valor Rms de la corriente en la carga es:

$$I_o = \frac{E_o}{Z_L}$$

El valor Rms para cada grupo de convertidores (rectificadores controlados) es:

$$I_P = I_N = \frac{I_o}{\sqrt{2}}$$

El valor Rms de la corriente a través de cada tiristor es:

$$I_{Rms} = \frac{I_p}{\sqrt{2}}$$

Para el análisis de la corriente que pueden soportar los tiristores se verá a el sistema como un rectificador mixto.

Para el caso resistivo:

Antes del disparo $U_c = 0$ y $I_c = 0$

Después del disparo **$U_c = V_m \text{sen}(wt)$ y $I_c = V_m/R \text{Sen}(wt)$**

Se tendrá (recuérdese que siempre se juega con una onda a 60hz) aunque se estén a diferentes frecuencias logradas:

$$U_c = 170 * \text{Sen}(377 * t)$$

Para una resistencia de 1.5K

$$I_c = 0.113 * \text{Sen}(377 * t)$$

Si se tomase al cicloconvertidor como dos puentes rectificadores unidos a la carga, pero a su vez separados (cuando uno se activa el otro esta como en circuito abierto).

Se tendrá una corriente promedio el cual el tiristor deberá soportar:

Para un rectificador mixto:

$$U = \frac{w}{\pi} \int_{\frac{\alpha}{w}}^{\frac{\pi}{w}} \left(\frac{1}{w}\right) V_m \sin(wt) w dt$$

$$U = \frac{V_m}{\pi} [-\cos(wt)] \frac{\pi}{\alpha} = \frac{V_m}{\pi} [-\cos(\pi) + \cos(\alpha)] = \frac{V_m}{\pi} [1 + \cos(\alpha)]$$

$$U = \frac{V_m}{\pi} [\cos(\alpha) + \cos(\alpha)] = \frac{2V_m}{\pi} \cos(\alpha)$$

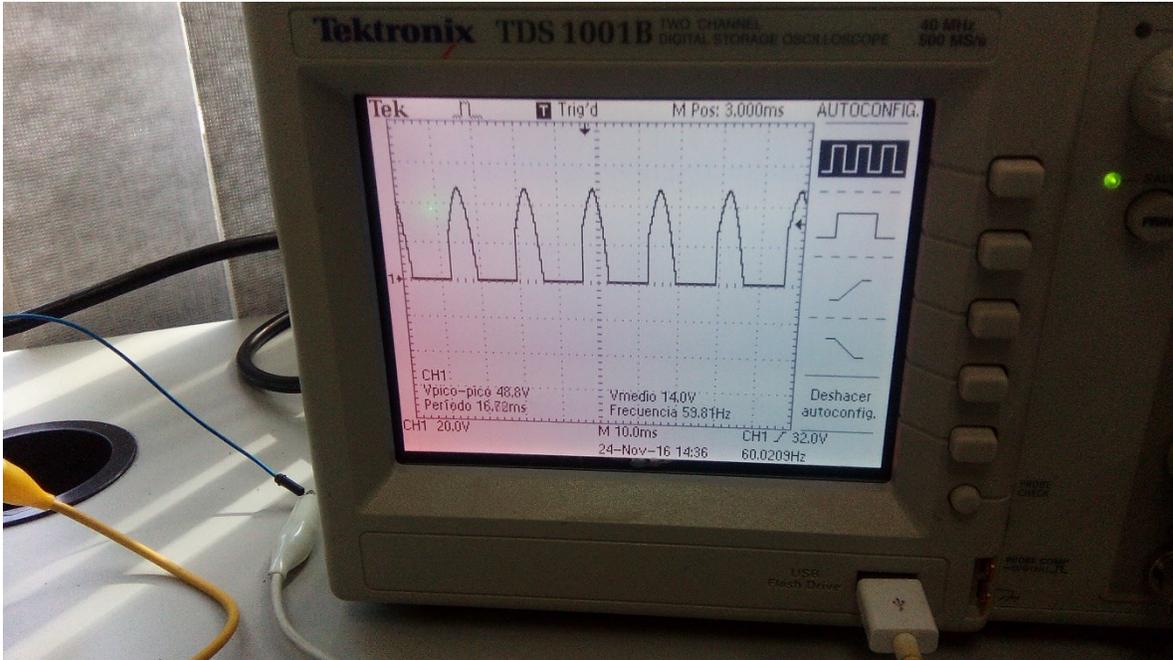
$$I = \frac{2V_m}{\pi R} \cos(\alpha) = \frac{2 * 170}{\pi * 1.5K} \cos(\alpha)$$

Con un ángulo de disparo de 0 grados:

$$I = 0.07215 \text{ A o } 70 \text{ mA.}$$

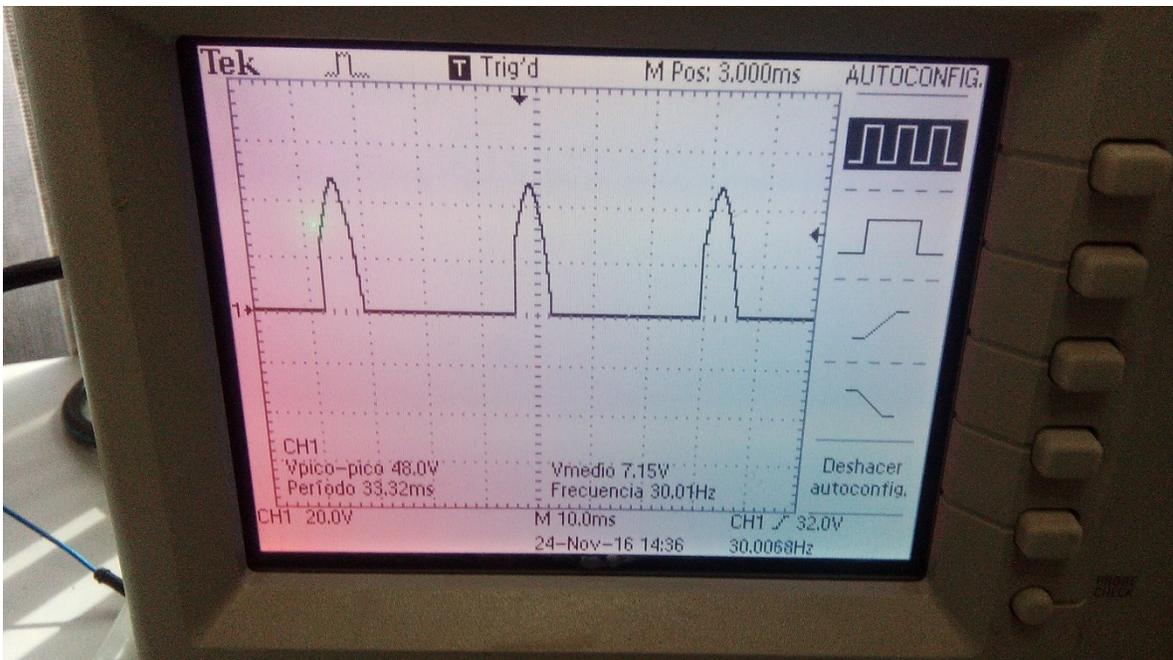
PRUEBAS FINALES Y POSIBLE MEJORIAS (Circuitos de protección)

Algunas capturas de la señal del ciclo convertidor funcionando:

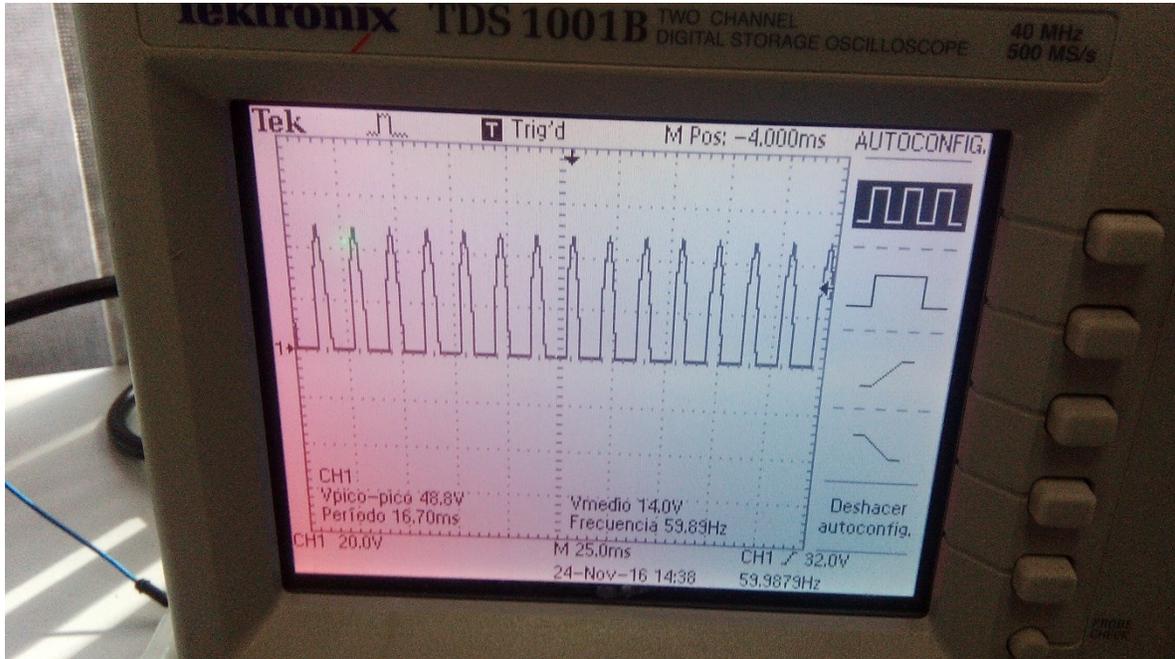


Captura 1. Señal de salida del ciclo convertidor usando solo el primer set de tiristores.

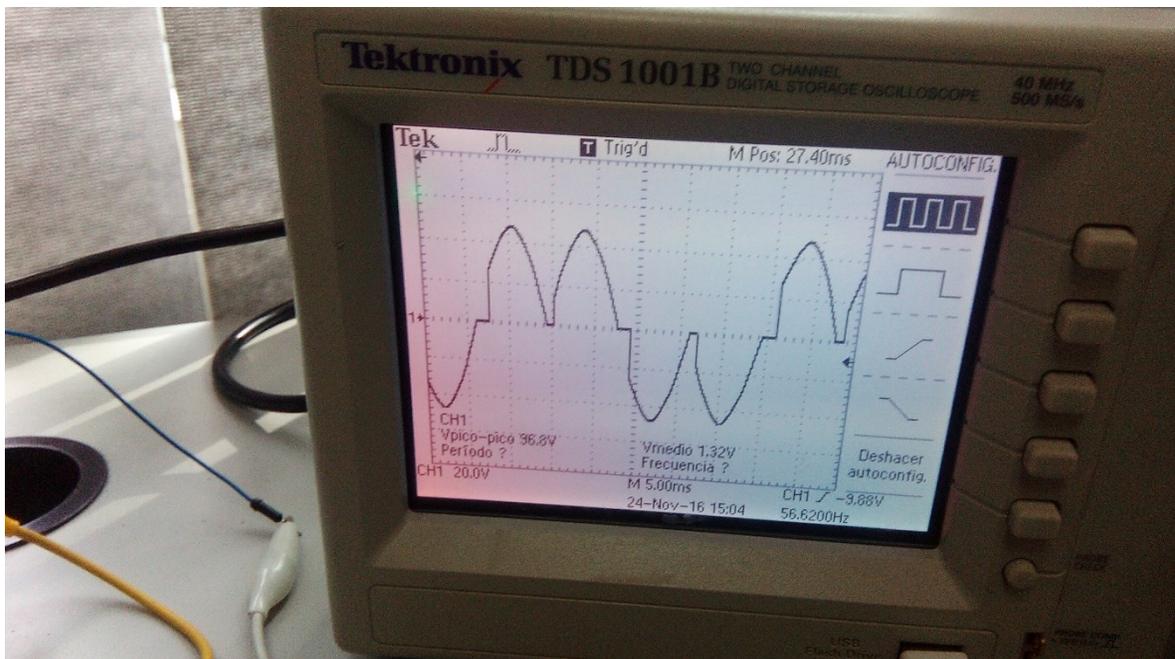
Nótese en la imagen anterior como el voltaje medio es de 14v y el pico de 48.8V, esto es debido al uso de resistencias de seguridad al no haberse implementado todavía las redes snubbers.



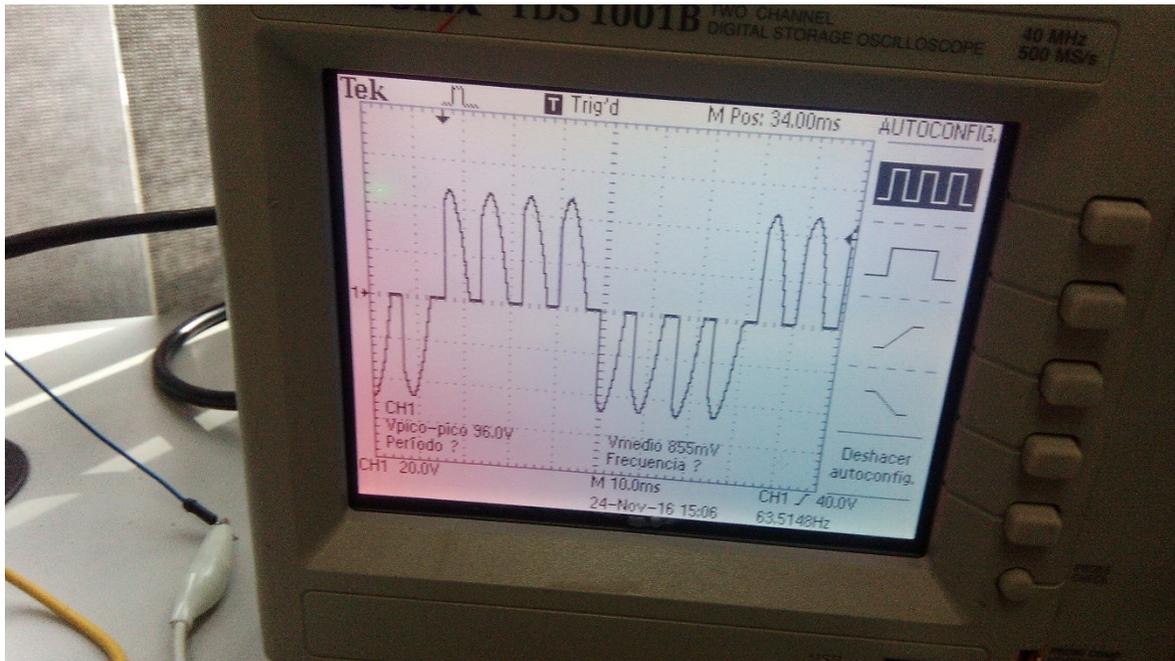
Captura 2. Igualmente, solo se está observando el voltaje en la carga proporcionado solo por el primer set de tiristores. Se nota que la separación entre los picos ha cambiado debido a que se modificó el modo con la perilla de un potenciómetro. En estos momentos no se puede saber en qué modo se está.



Captura 3. Modo Dc, solo aparece la forma de onda resultante del disparo del primer set de tiristores.



Captura 4. Finalmente se unieron todos los sets de tiristores, y se obtuvo la forma de onda mostrada(30HZ).



Captura 5. De la misma forma se obtuvo la forma de onda mostrada cuando se cambió el modo a 15hz. Se nota que el ángulo de disparo es diferente que el de la captura 4. (el potenciómetro del ángulo de disparo fue modificado).

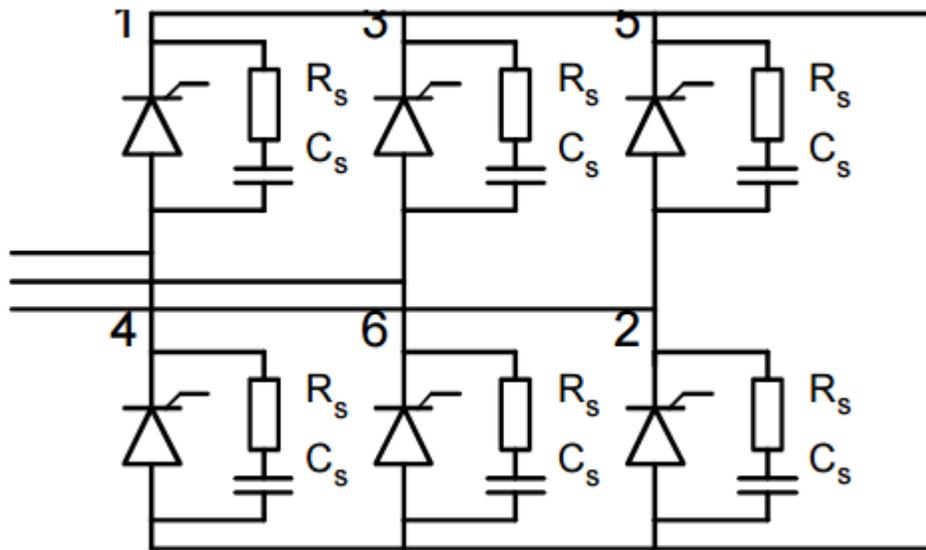
Se ha incluido un video en el cual se muestra el circuito en funcionamiento y todos los modos que este posee (DC, 30Hz, 60Hz, 20Hz, 15Hz)

Circuitos de protección

Un Snubber circuit es un circuito que protege entre otras cosas de los cambios bruscos de voltaje al que podría estar expuesto el tiristor. Se recuerda que el tiristor tiene un efecto capacitivo al estar polarizado en directa y no haber sido disparado. El ciclo convertidor realizado al tener cortocircuitado neutro y línea en varios puntos, siendo los tiristores los únicos tipos de protección, es vital el uso de este tipo de circuitos para que no se dé un disparo erróneo.

Por ejemplo, se tuvo la experiencia que mientras se estaban realizando pruebas, luego de haber cesado los pulsos de disparo, se dejó en reposo el circuito durante 15 minutos. Luego se procedió a desconectarlo de línea. Sin embargo, el cambio brusco de voltaje produjo la activación de un tiristor del primer set y otro del segundo (estos estaban cortocircuitados en la terminal de la carga).

De esta forma, se produjo un corto que quemó el fusible de 1A usado. Por esto, se decidió proteger a todos los tiristores con resistencias en serie (aunque se tuviese caída de potencial), hasta que se implementaran otras medidas de protección, como lo son los snubbers circuits y fusibles en cada tiristor.



Captura 6. Los circuitos snubbers son obligatorios si se está diseñando un sistema en que dos o más tiristores son disparados simultáneamente y están conectados en serie.

Las diferencias de fabricación ocasionan que la caída de voltaje a través de los tiristores no sea la misma y esto puede ocasionar resultados desagradables como fue la experiencia propia.

Es por esto que se decidió incluir un circuito snubber para cada tiristor en el ciclo convertidor (0.1 μ F y 60 ohm) El cálculo de estos valores están fuera del alcance de este texto, y fueron recomendados por el Ing. Torres del DEI UCA.

Explicación del código

El código cargado al atmega328 fue el general, es decir, el que tuvo todos los modos (15Hz, 20Hz, 30Hz, 60Hz, Modo DC), Sin embargo, para una introducción al funcionamiento se introducirá con el caso de 30Hz.

Nota: Algunos comentarios o variables están en inglés, esto podría hacer concluir que el programa ha sido copiado de la web. Sin embargo, el programa ha sido escrito completamente desde cero. Se acostumbra a usar variables en inglés más que en español por gusto personal. Sin embargo el esqueleto del programa inicial si fue usado de un programa hallado en la web. El comentario delay200u es un vestigio de este.

Código:

```

#define triacPulse 5
#define triacPulse2 6
#define triacPulse3 7
#define triacPulse4 8

int val;
int modein = 3;
int modo = 0;

void setup() {
  pinMode(2, INPUT);
  digitalWrite(2, HIGH); // pull up
  pinMode(triacPulse, OUTPUT);
  pinMode(triacPulse2, OUTPUT);
  pinMode(triacPulse3, OUTPUT);
  pinMode(triacPulse4, OUTPUT);

  modo = analogRead(modein);
  if (modo < 200) {
    attachInterrupt(0, fullfreq, FALLING);
  } else if (modo < 400) {
    attachInterrupt(0, acon, FALLING); //30hz
  } else if (modo < 600) {
    attachInterrupt(0, thirdfreq, FALLING);
  } else if (modo < 800) {
    attachInterrupt(0, fourthfreq, FALLING);
  } else {
    attachInterrupt(0, dcacon, FALLING);
  }
}

void loop() {
}

```

-Se definieron los pines en los que se darían los pulsos Triacpulse,2,3,4

-Se inicializo la variable val

-Se inicializo la variable modein(pin de entrada para decidir qué modo se emplearía)

-En el void setup se definieron los inputs, outputs y se hizo un pullup al pin 2.

-Se crearon las condiciones para ver qué modo se elegiría(Potenciómetro)

-Si el valor del potenciómetro, por ejemplo, era menor a 200, se activaba el modo fullfreq(Frecuencia completa).

-Si el potenciómetro es menor a 400, se inicia la secuencia para la frecuencia de 30hz.

-El sistema se acopla a la red hasta que detecta el comienzo de un medio ciclo positivo.

-Se invoca la función "acon" la cual contiene la lógica de disparo del primer medio ciclo.

```
// 30 Hz
void acon()
{
    delayMicroseconds((analogRead(0) * 6) + 1000); // read AD1
    digitalWrite(triacPulse, HIGH);
    delayMicroseconds(200);
    // delay 200 uSec on output pulse to turn on triac
    digitalWrite(triacPulse, LOW);
    detachInterrupt(0);
    attachInterrupt(0, acon2, RISING);
}

void acon2()
{
    delayMicroseconds((analogRead(0) * 6) + 1000); // read AD1
    digitalWrite(triacPulse2, HIGH);
    delayMicroseconds(200);
    // delay 200 uSec on output pulse to turn on triac
    digitalWrite(triacPulse2, LOW);
    detachInterrupt(0);
    attachInterrupt(0, acon3, FALLING);
}

void acon3()
{
    delayMicroseconds((analogRead(0) * 6) + 1000); // read AD1
    digitalWrite(triacPulse3, HIGH);
    delayMicroseconds(200);
    // delay 200 uSec on output pulse to turn on triac
    digitalWrite(triacPulse3, LOW);
    detachInterrupt(0);
    attachInterrupt(0, acon4, RISING);
}
```

-Se ejecuta la función acon(se dispara TriacPulse(Pin5)(primer set de tiristores) y luego se invoca acon2(En rising porque ya se tuvo la transición falling).

```

void acon3()
{
  delayMicroseconds((analogRead(0) * 6) + 1000); // read AD1
  digitalWrite(triacPulse3, HIGH);
  delayMicroseconds(200);
  // delay 200 uSec on output pulse to turn on triac
  digitalWrite(triacPulse3, LOW);
  detachInterrupt(0);
  attachInterrupt(0, acon4, RISING);
}

void acon4()
{
  delayMicroseconds((analogRead(0) * 6) + 1000); // read AD1
  digitalWrite(triacPulse4, HIGH);
  delayMicroseconds(200);
  // delay 200 uSec on output pulse to turn on triac
  digitalWrite(triacPulse4, LOW);
  detachInterrupt(0);
  attachInterrupt(0, acon, FALLING);
}

```

- Se ejecuta acon2, luego se dispara el set correspondiente y se invoca acon3.
- Es lo mismo con acon3, se dispara el set y se invoca acon4.
- Al finalizar el disparo por acon4, se vuelve a invocar a acon y se repite todo de nuevo.
- De aquí en adelante, ya no se usan más funciones, esas funciones son utilizadas por las otras condiciones de modo. (utilizando siempre la misma lógica)

```
//60hz

void fullfreq()
{
  delayMicroseconds((analogRead(0) * 6) + 1000); // read AD1
  digitalWrite(triacPulse, HIGH);
  delayMicroseconds(200);
  // delay 200 uSec on output pulse to turn on triac
  digitalWrite(triacPulse, LOW);
  detachInterrupt(0);
  attachInterrupt(0, fullfreq4, RISING);
}

void fullfreq4()
{
  delayMicroseconds((analogRead(0) * 6) + 1000); // read AD1
  digitalWrite(triacPulse4, HIGH);
  delayMicroseconds(200);
  // delay 200 uSec on output pulse to turn on triac
  digitalWrite(triacPulse4, LOW);
  detachInterrupt(0);
  attachInterrupt(0, fullfreq, FALLING);
}

//20hz

void thirdfreq()
{
  delayMicroseconds((analogRead(0) * 6) + 1000); // read AD1
  digitalWrite(triacPulse, HIGH);
  delayMicroseconds(200);
  // delay 200 uSec on output pulse to turn on triac
  digitalWrite(triacPulse, LOW);
  detachInterrupt(0);
  attachInterrupt(0, thirdfreq2, RISING);
}
```

```
void thirdfreq2()
{
    delayMicroseconds((analogRead(0) * 6) + 1000); // read AD1
    digitalWrite(triacPulse2, HIGH);
    delayMicroseconds(200);
    // delay 200 uSec on output pulse to turn on triac
    digitalWrite(triacPulse2, LOW);
    detachInterrupt(0);
    attachInterrupt(0, thirdfreq12, FALLING);
}

void thirdfreq3()
{
    delayMicroseconds((analogRead(0) * 6) + 1000); // read AD1
    digitalWrite(triacPulse3, HIGH);
    delayMicroseconds(200);
    // delay 200 uSec on output pulse to turn on triac
    digitalWrite(triacPulse3, LOW);
    detachInterrupt(0);
    attachInterrupt(0, thirdfreq42, RISING);
}

void thirdfreq4()
{
    delayMicroseconds((analogRead(0) * 6) + 1000); // read AD1
    digitalWrite(triacPulse4, HIGH);
    delayMicroseconds(200);
    // delay 200 uSec on output pulse to turn on triac
    digitalWrite(triacPulse4, LOW);
    detachInterrupt(0);
    attachInterrupt(0, thirdfreq3, FALLING);
}

void thirdfreq12()
{
    delayMicroseconds((analogRead(0) * 6) + 1000); // read AD1
    digitalWrite(triacPulse, HIGH);
    delayMicroseconds(200);
    // delay 200 uSec on output pulse to turn on triac
    digitalWrite(triacPulse, LOW);
    detachInterrupt(0);
    attachInterrupt(0, thirdfreq4, RISING);
}
```

```

void thirdfreq42()
{
    delayMicroseconds((analogRead(0) * 6) + 1000); // read AD1
    digitalWrite(triacPulse4, HIGH);
    delayMicroseconds(200);
    // delay 200 uSec on output pulse to turn on triac
    digitalWrite(triacPulse4, LOW);
    detachInterrupt(0);
    attachInterrupt(0, thirdfreq, FALLING);
}

//15Hz
void fourthfreq()
{
    delayMicroseconds((analogRead(0) * 6) + 1000); // read AD1
    digitalWrite(triacPulse, HIGH);
    delayMicroseconds(200);
    // delay 200 uSec on output pulse to turn on triac
    digitalWrite(triacPulse, LOW);
    detachInterrupt(0);
    attachInterrupt(0, fourthfreq2, RISING);
}

void fourthfreq2()
{
    delayMicroseconds((analogRead(0) * 6) + 1000); // read AD1
    digitalWrite(triacPulse2, HIGH);
    delayMicroseconds(200);
    // delay 200 uSec on output pulse to turn on triac
    digitalWrite(triacPulse2, LOW);
    detachInterrupt(0);
    attachInterrupt(0, fourthfreq12, FALLING);
}

void fourthfreq12()
{
    delayMicroseconds((analogRead(0) * 6) + 1000); // read AD1
    digitalWrite(triacPulse, HIGH);
    delayMicroseconds(200);
    // delay 200 uSec on output pulse to turn on triac
    digitalWrite(triacPulse, LOW);
    detachInterrupt(0);
    attachInterrupt(0, fourthfreq22, RISING);
}

```

```

void fourthfreq22()
{
  delayMicroseconds((analogRead(0) * 6) + 1000); // read AD1
  digitalWrite(triacPulse2, HIGH);
  delayMicroseconds(200);
  // delay 200 uSec on output pulse to turn on triac
  digitalWrite(triacPulse2, LOW);
  detachInterrupt(0);
  attachInterrupt(0, fourthfreq3, FALLING);
}

void fourthfreq3()
{
  delayMicroseconds((analogRead(0) * 6) + 1000); // read AD1
  digitalWrite(triacPulse3, HIGH);
  delayMicroseconds(200);
  // delay 200 uSec on output pulse to turn on triac
  digitalWrite(triacPulse3, LOW);
  detachInterrupt(0);
  attachInterrupt(0, fourthfreq4, RISING);
}

void fourthfreq4()
{
  delayMicroseconds((analogRead(0) * 6) + 1000); // read AD1
  digitalWrite(triacPulse4, HIGH);
  delayMicroseconds(200);
  // delay 200 uSec on output pulse to turn on triac
  digitalWrite(triacPulse4, LOW);
  detachInterrupt(0);
  attachInterrupt(0, fourthfreq32, FALLING);
}

void fourthfreq32()
{
  delayMicroseconds((analogRead(0) * 6) + 1000); // read AD1
  digitalWrite(triacPulse3, HIGH);
  delayMicroseconds(200);
  // delay 200 uSec on output pulse to turn on triac
  digitalWrite(triacPulse3, LOW);
  detachInterrupt(0);
  attachInterrupt(0, fourthfreq42, RISING);
}

```

```
void fourthfreq42()
{
  delayMicroseconds((analogRead(0) * 6) + 1000); // read AD1
  digitalWrite(triacPulse4, HIGH);
  delayMicroseconds(200);
  // delay 200 uSec on output pulse to turn on triac
  digitalWrite(triacPulse4, LOW);
  detachInterrupt(0);
  attachInterrupt(0, fourthfreq, FALLING);
}

//DC

void dcacon()
{
  delayMicroseconds((analogRead(0) * 6) + 1000); // read AD1
  digitalWrite(triacPulse, HIGH);
  delayMicroseconds(200);
  // delay 200 uSec on output pulse to turn on triac
  digitalWrite(triacPulse, LOW);
  detachInterrupt(0);
  attachInterrupt(0, dcacon2, RISING);
}

void dcacon2()
{
  delayMicroseconds((analogRead(0) * 6) + 1000); // read AD1
  digitalWrite(triacPulse2, HIGH);
  delayMicroseconds(200);
  // delay 200 uSec on output pulse to turn on triac
  digitalWrite(triacPulse2, LOW);
  detachInterrupt(0);
  attachInterrupt(0, dcacon, FALLING);
}
```

Diseño de Fuente de alimentación variable para el circuito de control de un ciclo convertidor (Ajustada a 5V)

Podemos definir fuente de alimentación como aparato electrónico modificador de la electricidad que convierte la tensión alterna en una tensión continua. Remontándonos un poco en la historia describiremos que en la industria no se contaba con equipos eléctricos, luego se empezaron a introducir dispositivos eléctricos no muy sofisticados por lo que no eran muy sensibles a sobretensiones, luego llegaron los equipo más modernos que necesitaban de bajos voltajes y por lo tanto eran muy sensibles a sobretensiones, cambios bruscos o ruido en las tensiones de alimentación por lo que se ha iniciado la construcción de fuentes de alimentación que proporcionaran el voltaje suficiente de estos dispositivos y que garanticen la estabilidad de la tensión que ingresa al equipo.

El diseño de la fuente de alimentación se realizó de acuerdo a los siguiente:

Las listas de componentes necesarios fueron:

- Un transformador reductor Lp573 120v-24Vac
- Regulador de voltaje (lm317t) 1.25v referencia, 1.5Amp max.
- Capacitores (2x1000uf, 0.1uf, 220uf)
- Diodos (4x1N004 + 2x1N540)
- Potenciómetro 5K
- Resistencias (3 x 200 ohms)

1. Fuente de alimentación variable

Regulador de voltaje

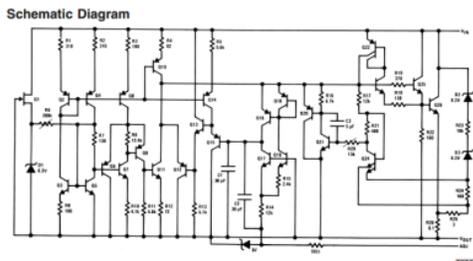


Figura 9. Componentes internos de un regulador LM317T.

El LM317T es un regulador de tensión positiva con terminales, es totalmente ajustable, capaz de suministrar 1,5 amperios con una tensión de salida que va desde alrededor de 1,25 voltios a poco más de 30 voltios. Mediante el uso del ratio de dos resistencias, uno de un valor fijo y la otra variable es posible ajustar la tensión de salida al nivel deseado, con una tensión de entrada de entre 3 y 40 voltios.

La tensión de salida del LM317T es determinada por la relación de las dos resistencias de realimentación R1 y R2 que forman una red divisora de potencial a través del terminal de salida como se muestra a continuación.

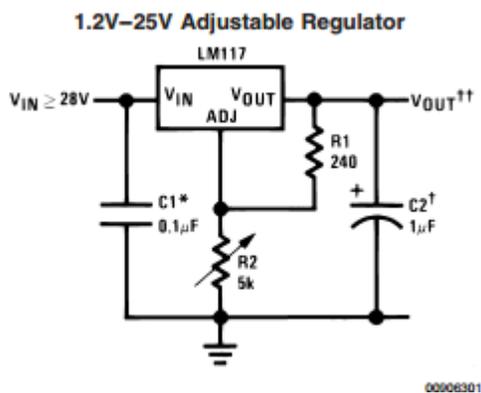


Figura 10. Conexión de Lm317T con salida de voltaje variable.

La tensión en la resistencia de realimentación R1 es un voltaje de referencia constante 1.25V. Así como también, la corriente terminal de ajuste es una corriente constante de 100uA. Dado que la tensión de referencia a través del resistor R1 es constante, una corriente constante "i" fluirá a través de la otra resistencia R2, que resulta en una tensión de salida de:

$$V_{OUT} = 1.25V \left(1 + \frac{R2}{R1} \right) + I_{ADJ}R2 \quad (1)$$

De esta manera, cualquiera que sea la corriente, también fluye a través de la resistencia R2 (ignorando la corriente de ajuste), como la suma de las caídas de voltaje a través de R1 y R2 es igual a la tensión de salida, V_salida. Obviamente, la tensión de entrada, V_entrada debe ser al menos 2,5 voltios mayor que la tensión de salida necesaria para alimentar al regulador.

Part Number Suffix	Package	Design Load Current
K	TO-3	1.5A
H	TO-39	0.5A
T	TO-220	1.5A
E	LCC	0.5A

Figura 11. EL regulador elegido para la fuente a construir ha sido el de sufijo T, de esta manera la variable de diseño de máxima carga es 1.5A.

Además, el LM317T tiene una muy buena regulación de carga, siempre y cuando la corriente de carga mínima sea superior a 10 mA. Por esto, para mantener una tensión de referencia constante de 1,25 V, el valor mínimo de resistencia de realimentación R1 tiene que ser:

$$1.25V / 10mA = 120 \text{ Ohm}$$

Valores típicos de R1 son sobre 220Ω o 240Ω para una buena estabilidad.

Si conocemos el valor de la tensión de salida requerida, V_salida y la resistencia de retroalimentación R1 es decir 240 ohmios, entonces se puede calcular el valor de la resistencia R2 de la ecuación anterior. Por ejemplo, en nuestro caso, nuestra tensión de salida de 20 voltios daría un valor resistivo para R2 de:

$$R1 \times ((V_salida / 1,25) - 1) = 240 \times ((20 / 1,25) - 1) = 3.6 \text{ K o } 3.600 \text{ ohmios (3k6}\Omega\text{)} \text{ al valor preferido cercano.}$$

Sin embargo, se tiene disponible solo un potenciómetro de 5K por lo que el valor de la resistencia R1 será:

330 de manera que:

$$R1 \times ((V_salida / 1,25) - 1) = 330 \times ((20 / 1,25) - 1) = 5K$$

Esto se ha conseguido con una resistencia de 220 ohms en serie con dos resistencias de 220ohms en paralelo.

Desventajas de la LM317T

Una de las principales desventajas de utilizar el LM317T como parte de un circuito de alimentación de tensión variable, con el fin de regular un voltaje, es que casi 2,5 voltios pueden ser perdidos en en forma de calor a través del regulador.

Así, por ejemplo, si la tensión de salida requerida es para ser 20 voltios, entonces la

tensión de entrada tendrá que de 23 voltios o más, si se requiere que la tensión e salida sea estable a máxima carga. Esta caída de tensión en el regulador se llama "deserción". También debido a esta tensión de deserción se requiere alguna forma de "Disipación" para mantener fresco el regulador.

Con la alimentación aproximadamente de 23 voltios y una caída de 2.5 se logrará un voltaje estable a carga máxima para los 1,5 amperios que puede proporcionar el regulador.

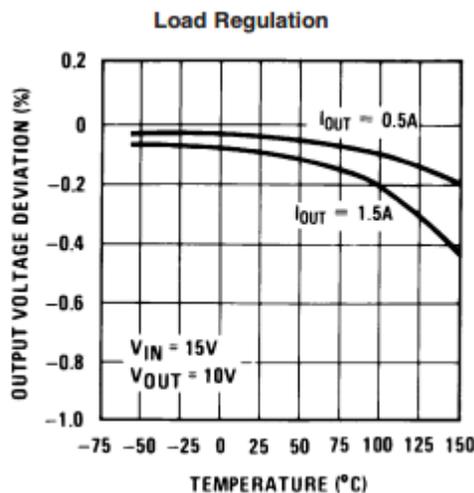


Figura 12. Variación de voltaje de salida ante calentamiento del regulador.

Disipador del regulador LM317T

Para el regulador de voltaje es necesario implementar un disipador de calor a el mismo. Esto es vital para la aplicación de fuente de alimentación variable.

Esto es porque cuando se utiliza un regulador, y se tiene un voltaje diferente al de entrada, por ejemplo, en el caso en el que el potenciómetro está en su más alto de resistencia, no se disipa mucho calor. Sin embargo, si el potenciómetro está ajustado cerca de 0Ω, el CI regula el voltaje de salida a aproximadamente 1.25V, siendo la diferencia de entrada y salida de 24V-1.25V = 22.75V, energía la cual necesita disipar.

Esto crea una gran cantidad de calor, ya que la diferencia de tensión entre la entrada y la tensión de salida es muy grande. Cualquier diferencia aparece en forma de calor. Así que a mayor diferencia mayor es el calor. Esto es un punto de diseño importante, haciendo el uso de un disipador necesario o no.

LM317T adiciones al circuito

Diodos de protección

Cuando capacitores externos son usados con cualquier regulador CI, algunas veces es necesario añadir diodos de protección que prevengan que los capacitores se descarguen en el regulador.

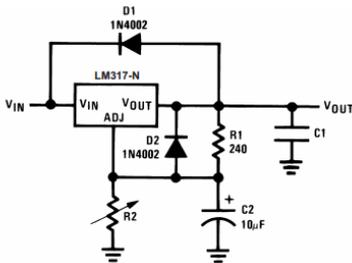


Figura 13. D1 protege de C1 y D2 protege de D2

Respuesta transitoria

Es recomendable añadir una capacitancia por arriba de 1uf a la salida del regulador de voltaje apara mejorar su respuesta transitoria a carga.

De esta manera se diseña un sistema que no varié su voltaje ampliamente al ser expuesto a diferentes valores de carga.

Por esto se ha elegido un capacitor de 1000uf para la salida del regulador de voltaje, así como también, para mejorar el intervalo de rizo (incluido en cálculos de rizado para el presente sistema).

Decaimiento de voltaje

Cuando la fuente energiza alguna carga, esta carga dependiendo de la corriente que demande así será la posibilidad de una caída de tensión, una solución para esto es poner una resistencia muy pequeña a la salida de la fuente, en paralelo a los terminales de salida. Así cuando alguna carga se ubique en estas terminales siempre se percibirá una resistencia equivalente pequeña que demande poca corriente y evite altas caídas de tensión.

Selección del transformador

Teóricamente en un transformador la potencia de entrada en el primario deberá ser igual a la potencia de salida del secundario (pero esto en realidad no se cumple ya que un transformador siempre tiene pérdidas, mayormente en forma de calor),

matemáticamente esto sería así:

Potencia entrada = Potencia de salida

$$V_1 \times I_1 = V_2 \times I_2$$

Gracias a esta expresión podemos decidir qué tipo de transformador usar, dependiendo de las condiciones que quiero generar en el diseño de una fuente.

Otra condición que debe cumplir el transformador debe de tener un secundario con un voltaje lo suficientemente como para que la entrada del circuito integrado regulador se mantenga 3 voltios por encima de su salida a plena carga, esto debido a requisitos de diseño del circuito integrado. En este caso se espera obtener, a la salida, un máximo de 20 voltios lo que significa que a la entrada del integrado debe de haber por lo menos 23 Voltios.

Selección de Fusible



Figura 14. Fusible.

El fusible actúa cuando en el circuito que este protege se da un cortocircuito o un exceso de carga, y así evitar riesgo de incendio o destrucción de otros elementos.

El fusible se especifica por su corriente. Sabemos que un transformador mantiene la misma potencia a la entra y salida. Basándonos en este principio calcularemos el fusible a usar.

$$V_{in} * I_{in} = V_{out} * I_{out}$$

$$I_{out} = \frac{V_{in} * I_{in}}{V_{out}}$$

$$= (120V * 1A) / 24V = 5 A.$$

La fórmula anterior tiene un pequeño error, así que se compra un fusible relativamente mayor a este valor.

Circuito de rectificación

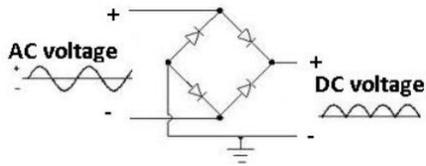


Figura 15. Rectificador de onda completa.

Se ha empleado un rectificador de onda completa, sus ventajas son las siguientes:

- Su ventaja es que la saturación DC es menor debido a que en ambos ciclos se conduce.
- Posee un factor superior de utilización del transformador.

También, se han empleado Diodos 540, 3Amp. Claramente innecesarios para la presente aplicación.

La transformación de la onda de voltaje se da como se ilustra a continuación:

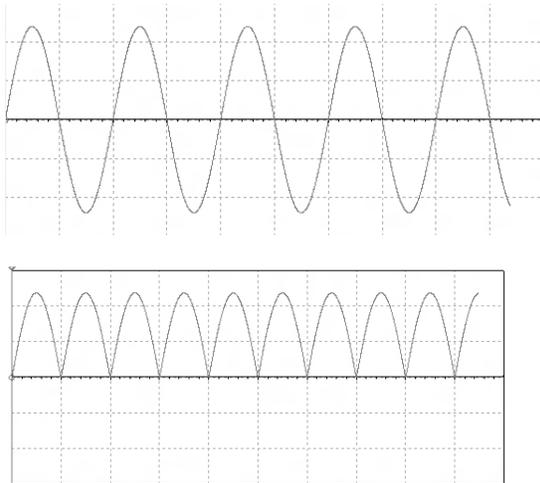


Figura 16. Entrada al rectificador de onda completa y salida, izquierda y derecha respectivamente.

Selección de diodos en rectificador de onda completa

Se seleccionarán componentes que excedan el voltaje requerido máximo y la corriente requerida por un cierto margen.

Para una salida sinusoidal de un transformador, el voltaje requerido sería $\sqrt{2} \times \text{voltaje nominal de transformador} = 1.4142 \times 24 = 33.95v$

UCA. Fuente de alimentación variable, 0-20V dc

4

Se eligen componentes para soportar 2.5 veces el valor nominal del transformador.

$$= 33.95 * 2.5 = \mathbf{84.87v.}$$

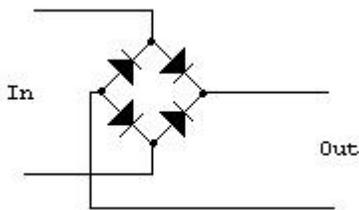
De la misma manera para la corriente = $2.5 * 1 \text{ amp} = 2.5 \text{ amp.}$

Por lo tanto, se cumplen las especificaciones eligiendo el modelo de diodo 1N4004

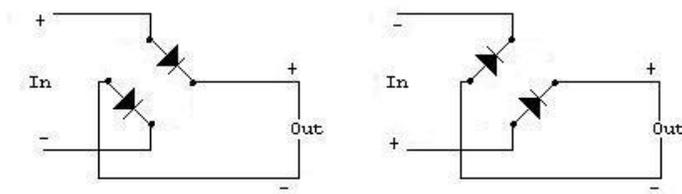
Rating	Symbol	1N4001	1N4002	1N4003	1N4004	1N4005	1N4006	1N4007	Unit
†Peak Repetitive Reverse Voltage Working Peak Reverse Voltage DC Blocking Voltage	V_{RRM} V_{RWM} V_R	50	100	200	400	600	800	1000	V
†Non-Repetitive Peak Reverse Voltage (halfwave, single phase, 60 Hz)	V_{RSM}	60	120	240	480	720	1000	1200	V
†RMS Reverse Voltage	$V_{R(RMS)}$	35	70	140	280	420	560	700	V
†Average Rectified Forward Current (single phase, resistive load, 60 Hz, $T_A = 75^\circ\text{C}$)	I_O	1.0							A
†Non-Repetitive Peak Surge Current (surge applied at rated load conditions)	I_{FSM}	30 (for 1 cycle)							A

Figura 17. Valores máximos para un diodo 1N4004.

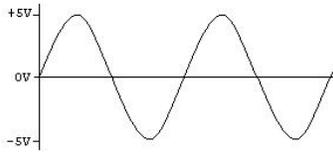
Caída de voltaje en rectificador de onda completa.



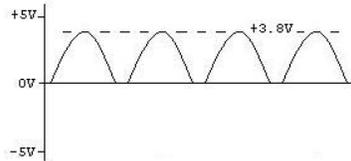
A medida la señal alterna, se observa en el circuito lo siguiente:



Por lo tanto, si se alimenta el rectificador de onda completa se verá a su salida una caída de voltaje de 1.2 volts, debido a las caídas de dos diodos.



La señal caerá:



Rizado

El sistema será usado para alimentar un oscilador y no por ejemplo solo contactores, frenos, relays.

Por lo tanto, se añadirá un capacitor para disminuir el rizado de la señal.

Corriente de carga= 100mA

Rl= 160 ohms

C= 1000uf; Vrms = 24v

Tao= RC=160x1000x10e6 =160ms

60 hz=16.6ms

120hz = 8.3ms

$$i_c = C \frac{dV}{dt} \quad \text{o aproximando} \quad i_c = C \frac{\Delta V}{\Delta t}$$

$$\Delta V = \frac{i \Delta t}{C} \quad \Delta V$$

Resolviendo para ΔV donde i es el voltaje de rizado Vr.

Se desea obtener una variación de menor de 0.20 voltios para una carga de 1K

A 20 voltios esta carga demandará 0.02 A.

Por lo tanto = Vr = 0.02 A x 16.6ms/(2000uf) = 0.16 V,

Se eligen dos capacitores uno de 1000uf a la salida del rectificador, y uno más del mismo valor a la

salida de la fuente.

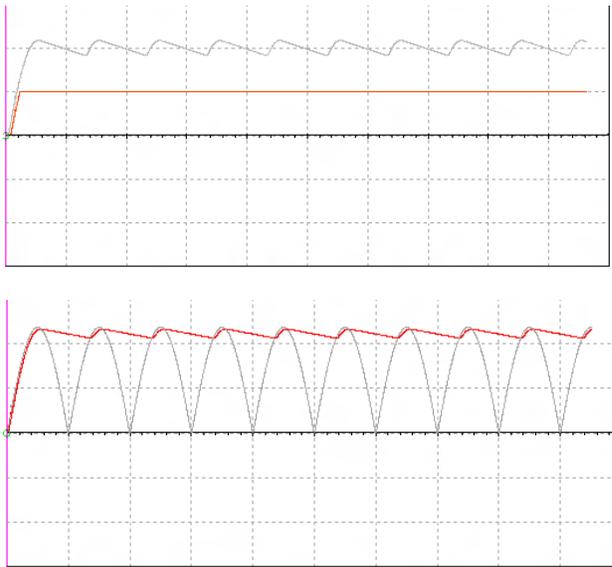


Figura 18. Resultado de la adición de un capacitor en paralelo con las terminales de salida de un rectificador de onda completa.

Conclusiones y reflexiones

-Proteus es un buen simulador, sin embargo, en muchas ocasiones la simulación funcionaba, sin embargo, al realizar los cálculos del comportamiento se descubría que en muchas ocasiones se estaba sobrepasando los límites de las partes reales. Por lo tanto, se concluye que proteus es un simulador nada más. La implementación real es mucho más complicada, al tener que lidiar con cosas como los transientes, por ejemplo, en el caso de tiristores conectados en serie (Algo que vital para el funcionamiento de un ciclo convertidor)

-Se subestimo la complejidad del proyecto cuando fue iniciado. Un ciclo convertidor a simple vista no es muy difícil de entender su funcionamiento. Simplemente controla el encendido y apagado de diferentes sets de tiristores para obtener frecuencias más bajas a la de la fuente. Sin embargo, lo complicado es el circuito de control y protección. Aun tratando de reducir el circuito de control a lo más básico posible se descubrió, que su implementación es muy complicada debido al alto número de opto acopladores a usar, la sincronía que debe haber entre la apertura de los tiristores en serie, entre otras cosas.

-En especial, la creación del programa de control y la detección de cero fue lo que más complico su implementación en físico. Así como también, la existencia de transientes que disparan a los tiristores al experimentar cambios bruscos de voltaje.

-La simulación de la fuente de voltaje +5V y del ciclo convertidor permitió mejorar el uso del software de simulación proteus. También se entendieron las posibles causas de error en un ambiente simulado. Como lo es el referenciar las partes, aunque en una implementación real esto no se haga. Así como también, el no confiar plenamente en la simulación. Por ejemplo, la simulación a la entrada del optoacplador de detección de 0 fallaba con la resistencia calculada real. Es por esto que en la simulación se diseñó un poco diferente al real, rodeando las posibles causas de error; como lo fue el uso de un transformador.

-El diseño, simulación, implementación, prueba de un circuito de potencia ha posibilitado un mayor entendimiento de las dificultades que un diseñador tiene al crear los aparatos que nosotros usamos todos los días. Cada aparato, ha requerido numerosas horas de esfuerzo y tiempo, conocimiento y un trabajo complementario entre todas las partes que forman parte del proceso de creación.

Bibliografía

1. <http://www.circuitgallery.com/2012/07/bridge-rectifier-regulated-lab-power-supply-circuit-schematics-78xx.html>
2. <http://www.learningaboutelectronics.com/Articles/How-to-build-a-DC-power-supply.php>
3. <https://electrosome.com/power-supply-design-5v-7805-voltage-regulator/>
4. <http://www.electronics-tutorials.ws/blog/variable-voltage-power-supply.html>
5. Fusible. Disponible en:
<https://es.wikipedia.org/wiki/Fusible>
6. Fusible – Protección contra sobre corrientes o corto circuitos. Disponible en:
<http://unicrom.com/fusible/>
7. Fusibles en Fuentes de Alimentación. Disponible en:
<http://www.profesormolina.com.ar/electronica/componentes/diodos/fuente/fusible/fusibles.htm>
8. El transformador para la fuente de alimentación. Disponible en:
<http://mrelbernitutoriales.com/el-transformador-blog/>
9. Como quemar un bootloader a un chip que no fuese atmega328p sino atmega328.
<http://www.instructables.com/id/Burning-the-Bootloader-on-ATMega328-using-Arduino-/?ALLSTEPS>

10. <http://www.prometec.net/interrupciones/>

11.

https://books.google.com/sv/books?id=eS1z95mzi28C&pg=PA501&lpg=PA501&dq=cycloconverter+current&source=bl&ots=G1OqcYzFFx&sig=z6d6WUFlyVXQD397jYiOOfUOwHw&hl=es-419&sa=X&ved=0ahUKEwjNobe0-MHQAhWBOSYKHYYI_AZs4ChDoAQgiMAI#v=onepage&q=cycloconverter%20current&f=false

12. <http://digitalcommons.calpoly.edu/cgi/viewcontent.cgi?article=1328&context=theses>

13.

<http://citeseerx.ist.psu.edu/viewdoc/download;jsessionid=381A6FD10DFB1C841C328119086FEB8E?doi=10.1.1.678.2333&rep=rep1&type=pdf>

14.

https://library.e.abb.com/public/27552f27f7688d5cc12573e90032b2cb/Design%20of%20RC%20snubbers%20for%20PCT_5SYA%202020-02NewLay.pdf

15. <http://www.bristolwatch.com/arduino/arduino1.htm>