



LABORATORIO FINAL

Caceres Sebastian Garcia Cesar y Quiroga Miguel
{1803245,1803154,1803264}@unimilitar.edu.co

Profesor: Luis Francisco Niño

Resumen—En este informe se compilán los informes de laboratorio desarrollados a lo largo del primer semestre de 2021-I en la asignatura de Electrónica de potencia

Palabras Clave—Convertidor-Monofásico-Trifásico-Diodos-Inversor-Control-Rectificador-Armónicos-Potencia-Fourier-Curvas Corriente y Voltaje-Energía.

I. INTRODUCCIÓN

A lo largo del semestre se trabajaron circuitos convertidores e inversores monofásicos y trifásicos tanto controlados, como no controlados AC-DC e incluso AC-AC para alimentar diferentes cargas, con el fin de observar su desempeño y analizar su desempeño energético. Tanto los cálculos como la selección de componentes se hicieron de tal forma que el diseño sea viable y eficiente energéticamente.

II. MARCO TEÓRICO.

A continuación se explican conceptos necesarios para el desarrollo de todos los circuitos a explicar.

Tensión trifásica.

Las tensiones trifásicas son producidas a menudo por medio de un generador trifásico de ca, los generadores se forman por tres devanados o bobinas independientes dispuestas físicamente alrededor del estator a 120° [1], estos sistemas, encargados de producir y distribuir energía eléctrica, producen tres corrientes alternas monofásicas de misma frecuencia, amplitud y por lo tanto mismo valor eficaz las cuales presentan un desfase eléctrico de 120° eléctricos. Ver Fig.8 de Anexos, Un sistema trifásico común consta de tres fuentes de tensión conectadas a cargas mediante tres o cuatro líneas de transmisión, cuando las cargas están equilibradas, es decir su impedancia equivalente es la misma, se dice que es un sistema trifásico balanceado [5].

Tipos de carga.

Las configuraciones de la carga, como en la fuente pueden estar el delta o en estrella, en una conexión de la fuente en estrella Ver Fig.9 de Anexos, la suma fasorial de cada uno de los voltajes de fase respecto a neutro es cero y si la carga está equilibrada la corriente de neutro tiende a 0A. Cuando se tienen cargas desbalanceadas, se presentan problemas de voltaje que pueden ocurrir tanto en grandes instalaciones urbanas[8], como en sistemas rurales, esto se debe principalmente cuando demanda a una sola línea monofásica es muy alta [12], por esta razón es importante conocer la

manera de modelar matemáticamente estos sistemas y corregir cosas como el factor de potencia.

Para ello se usan diagramas fasoriales, tanto para la corriente como para el voltaje, uno de los aspectos más importantes en la representación fasorial de la potencia, es que es posible modelar el factor de potencia, para circuitos donde la impedancia equivalente de las fases es compleja, por medio de estos diagramas y sus ecuaciones es posible corregir problemas que afectarían la eficiencia del sistema a la hora de consumir potencia [4], y para ello se busca un factor de potencia cercano a 1, esto brinda un mejor rendimiento, seguridad, funcionamiento y duración cuando nuestro sistema está instalado correctamente [9,10].

¿Qué es un convertidor AC/DC monofásico controlado?

Es un circuito que se caracteriza por transformar corriente alterna en continua de forma controlada por medio de un tiristor, este tiristor recibe una señal de control que hará conmutar dicho elemento, haciendo variar el ángulo de disparo.

¿Qué es un tiristor?

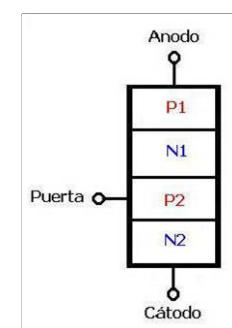
Un tiristor es un dispositivo semiconductor de potencia usado como interruptor que es posible controlar externamente, ya sea para permitir o impedir el paso de corriente eléctrica.

Circuito de cruce por cero

Este circuito indica cuando la señal cambia de polaridad, se usa para tener una referencia y así poder realizar el control por ángulo

SCR

Un SCR , es un dispositivo de conmutación rápida el cual en su interior se encuentran transistores en configuración NPN y PNP el comportamiento de un SCR para poder ser activado tiene que aplicar corriente en la puerta del SCR y la polarización del SCR debe ser directa.





Convertidor

Un convertidor es un rectificador de corriente que se caracteriza por transformar la corriente alterna en continua. De esta manera permiten la conversión directa desde un circuito alimentado con voltaje alterno, poder alimentar a la carga con corriente continua.

(Inversor) Convertidor DC-AC monofásico:

Los circuitos de este tipo tienen como objetivo la conversión de una entrada de alimentación DC en una señal de salida de carácter AC. Se distinguen entre 2 tipos, de acuerdo al circuito de potencia a emplear para esta tarea, y que son el semi-puente y puente completo [2]. Para efectos de requerimientos en el diseño del circuito desarrollado en este documento, se emplea el semi-puente.

IGBT:

Es un dispositivo electrónico de potencia cuyo comportamiento en conducción es parecido al de un transistor BJT, pero su pin de entrada se encuentra aislado completamente como en un transistor de tipo MOSFET, lo cual le da la capacidad para ser un dispositivo de control en la electrónica de potencia, pues puede manejar altas corrientes, además de que su señal de entrada es de 15 Voltios, por lo que en proporción se puede aplicar señales débiles para su conmutación aun cuando los voltajes de alimentación sean de órdenes mucho mayores [3]. En la figura 2 se muestra el símbolo de este dispositivo.

1. Convertidor AC-DC monofásico.

DESARROLLO DE LA PRÁCTICA

- Diseñe un circuito convertidor AC-DC monofásico. Utilizar la red 220VAC y considerar en el diseño una carga de tipo motor de 5HP.

Se convierte en watts la potencia del motor.

$$5\text{HP} = 3.728\text{W}$$

Se sabe que la potencia en DC es $P=V*I$, por lo cual despejamos la corriente asumiendo que el motor tiene una potencia del 80%

$$\text{Potencia con eficiencia al } 80\% = 4660.63 \text{ W}$$

$$\text{Corriente del circuito} = 21.18\text{A}$$

$$\text{Resistencia equivalente del motor} = 14.83 \text{ ohms}$$

- Realice la simulación de la práctica con las mediciones y análisis correspondientes. Para la simulación puede utilizar un circuito RL equivalente.

Figura 1. Circuito Diseñado.

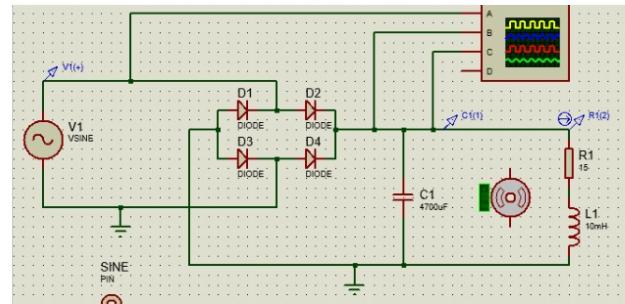


Figura 1. Simulación del circuito

- Diseñe el circuito impreso correspondiente. Utilice bornas y cables adecuados para conexiones eléctricas.

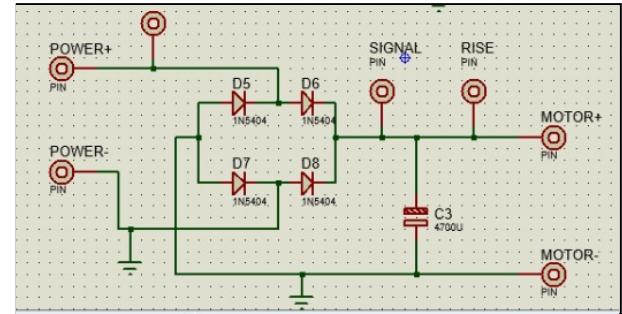


Figura 2. Diagrama con sus correspondientes borneras

- Analice las correspondientes curvas de corriente y voltaje teniendo en cuenta dispositivos de protección.

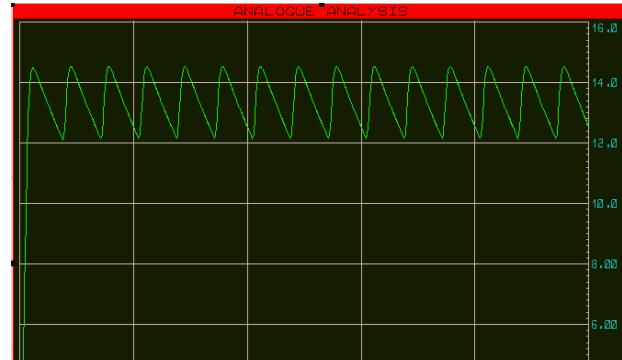


Figura 3. Curva de corriente

Cabe resaltar que la corriente por encima de 20A provoca una interrupción en la alimentación del motor gracias a la llave termomagnética bipolar

Figura 4.breaker bipolar de 20 A



$$F_p = P/S$$

$$F_p = 3728/4473 = 0.83$$

$$C(\mu F) = \frac{P \cdot (\operatorname{tg} \varphi_1 - \operatorname{tg} \varphi_2) \cdot 10^6}{U^2 \cdot \omega}$$

Aplicando la fórmula para corregir el factor de potencia obtenemos: $C=136.93\mu F$, con lo cual es corregido el factor de potencia.

5. Evalúe la potencia en el circuito y determine el factor de potencia.

$$S=4473W$$

$$P=3728W$$

6. Realice el análisis de calidad de energía en la fuente.

Corregido el factor de potencia se puede garantizar una eficiencia energética para el diseño e implementación del sistema, por lo cual se garantiza un rendimiento óptimo que cumple con los requerimientos energéticos de calidad de energía. Por otro lado, la llave termo magnética complementa al circuito y previene posibles fallos en el diseño.

Se concluye que el diseño implementado cumple con la rectificación de la señal y los cálculos hechos corresponden con los obtenidos por medio de simulación ecuaciones 7 y 8, por otro lado la corrección de factor de potencia con el capacitor calculado en el numeral 4 es importante para garantizar que se cumplan los estándares IEC-61000-4-15 y el estándar IEEE 519[1992].

2. Convertidor AC-DC trifásico.

DESARROLLO DE LA PRÁCTICA

1. Realice la simulación de la práctica con las mediciones y análisis correspondientes. Para la simulación puede utilizar un circuito RL equivalente

Para un motor de 15 HP se tiene una potencia eléctrica. de 11185.5W

Ahora se calcula el voltaje efectivo sobre la carga teniendo en cuenta que las fases de la fuente están desfasadas 120° ($\frac{2\pi}{3}$) entre sí, los límites de la integral muestran el tiempo que cada diodo está polarizado.

$$V_{dc} = \frac{1}{(2\pi/3)} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} V_m \operatorname{Sen} wt \quad dwt \quad (1)$$

$$V_{dc} = \frac{3V_m}{2\pi} (-\operatorname{Cos} wt) \Big|_{\pi/6}^{5\pi/6} \quad (2)$$

$$V_{dc} = \frac{3V_m \sqrt{2}}{2\pi} \left(-\operatorname{Cos} \frac{5\pi}{6} + \operatorname{Cos} \frac{\pi}{6} \right) \quad (3)$$

$$V_{dc} = \frac{3V_m \sqrt{2} \sqrt{3}}{2\pi} \quad (4)$$

$$V_{dc} = 1.1695V_{fn rms} \quad (5)$$

$$V_{fn} = 220V$$

$$V_{dc} = 1.1695 * 220V = 257.29V$$

Ahora se calcula la resistencia con la cual se logra la potencia requerida para el motor

$$P = V * I \quad (6)$$

$$I = P/V$$

$$\frac{11185.5W}{257.29V} = 43.47428A \quad (7)$$

$$I = 43.47428A$$

$$R = V/I \quad (8)$$

$$\frac{257.29V}{43.47428A} = 5.9182 = 5.92\Omega$$



2. Diseñe el circuito impreso correspondiente. Utilice bornas y cables adecuados para conexiones eléctricas.

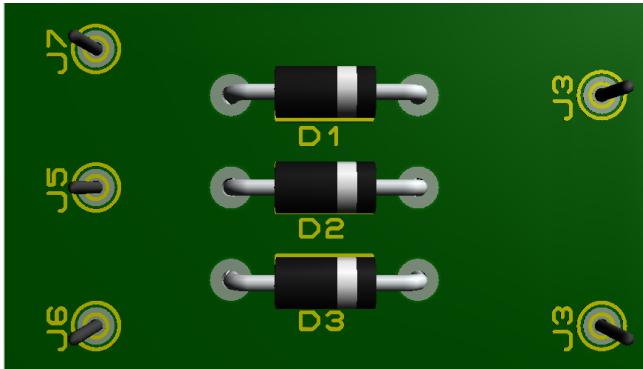


Figura 1. Circuito en PCB

3. Analice las correspondientes curvas de corriente y voltaje teniendo en cuenta dispositivos de protección.

Curva de voltaje fuente.

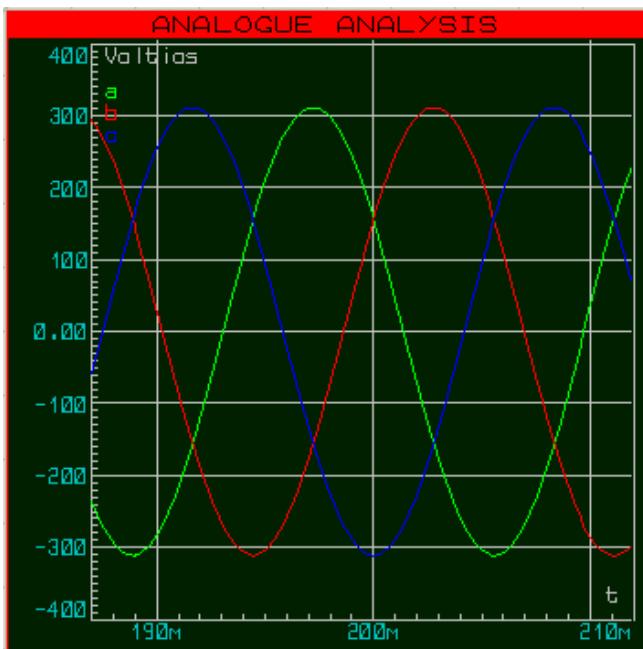


Figura 2. Curva de voltaje en cada fase

Curva de voltaje carga.

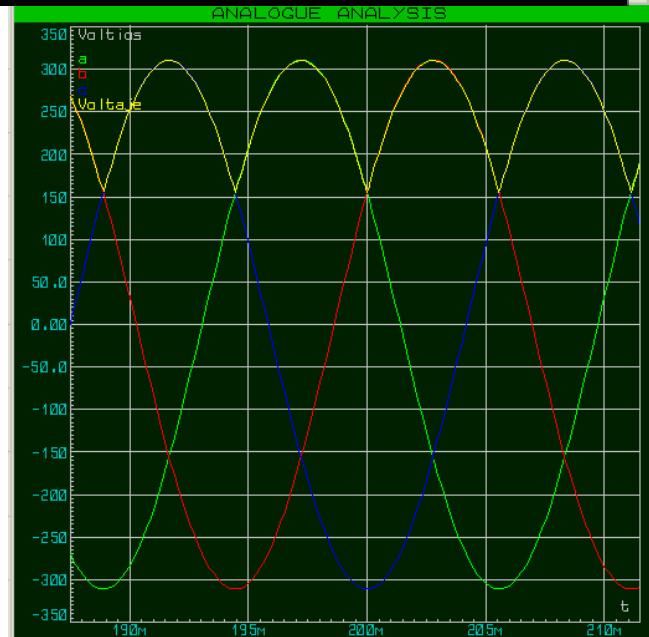


Figura 3. Curvas de voltaje DC y AC

Curva de corriente carga.

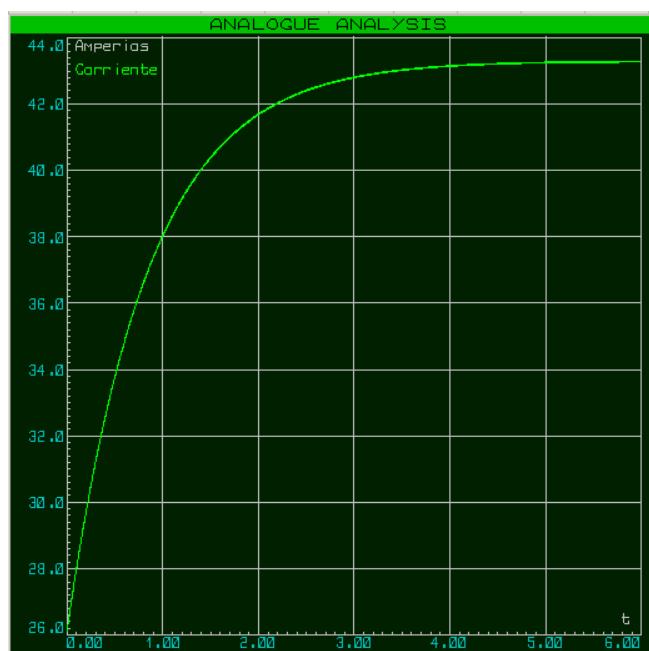


Figura 4. Curva de corriente en la carga

Curva de voltaje carga.

4. Evalúe la potencia en el circuito y determine el factor de potencia.

$$V_{dc} = 1.1695 \times 220v = 257.29V$$

$$V_{rms} = 1.188 * 380 / \sqrt{3} = 260.63V$$

$$P = 260.63^2 V / 5.92\Omega = 11474.32W$$

La corriente rms en la entrada del rectificador será:

$$I_{rmsin} = 0.485 * I_m$$

$$I_m = V_m / R$$

$$I_{rmsin} = 0.485 * V_m / R = 0.485 * (380 * \sqrt{2}) * (5.92 * \sqrt{3})$$

$$I_{rmsin} = 25.42A$$

$$S = \sqrt{3} * 380 * 25.42 = 16730.91VA$$

$$F_p = 11474.32W / 16730.91VA = 0.6858$$

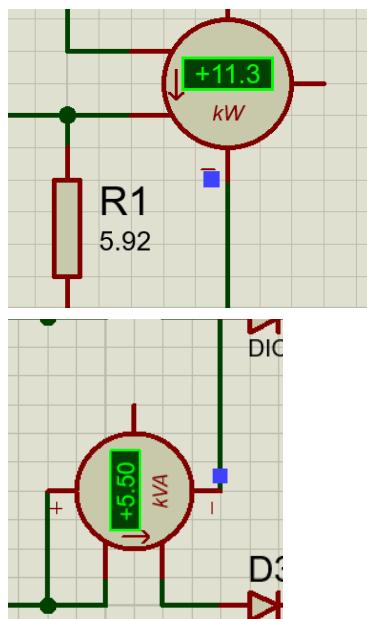


Figura 5. Medición de la potencia en la carga y en la fuente

5. Realice el análisis de calidad de energía en la fuente.
Determine si se encuentra balanceada o no

Observando las gráficas de análisis de armónicos por medio de fourier, no se observaron armónicos que afectan la calidad de la energía.

CONCLUSIONES

Se concluye que el rectificador trifásico es eficiente, ya que las tres fases otorgan voltaje una detrás de la otra con una desfase de 16.6 milisegundos, produciendo un rizo de 60 V sobre un offset de 150 V, restaría calcular un capacitor para atenuar el rizo y que el voltaje DC sea más estable.

La potencia sobre la carga resistiva en DC no es afectada significativamente por la inductancia, no obstante se calculó un capacitor para reducir el factor de potencia pero no tuvo efecto.

3. Convertidor AC-DC monofásico controlado.

Lo primero que se hizo fue analizar el motor de 15 HP que tenemos que usar, este motor tiene una potencia mecánica de 15 HP que se pasara a potencia eléctrica mediante una fórmula:

$$\text{Potencia Mecánica} = 5 HP$$

$$5 HP * 745,7 W / 1 HP = 3728.5 W$$

Con la potencia equivalente en vatios, asumimos que el motor no es 100% eficiente. Tomamos una eficiencia del 80%

$$\text{Eficiencia} = \frac{\text{Potencia teorica}}{\text{Potencia real}}$$

$$0.8 = \frac{3728.5 W}{\text{Potencia real}}$$

$$\text{Potencia electrica} = 4660.6 W$$

Habiendo hallado la potencia hallamos la corriente de línea que pasará por el circuito con la ley de ohm.

$$P = V * I$$

$$4660.6 W = 220 * I$$

$$I = 21.18 A$$

Habiendo hallado la corriente podemos hallar la resistencia equivalente que ese motor tendría con la siguiente fórmula

$$P = R * I^2$$

$$R = \frac{P}{I^2} = \frac{4660.6 W}{21.18^2 A}$$

$$R = 10.39 \Omega$$

Habiendo hallado la resistencia equivalente la aproximamos a un valor comercial que en este caso serían $R = 10 \Omega$.



Ahora calcularemos una bobina que tenga un valor significativo respecto a la resistencia

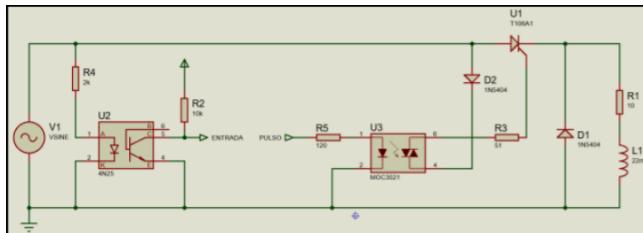
$$Z = 10 + 10j$$

Al tener solo componente inductivo hallamos la inductancia equivalente:

$$j\omega L = 10 j$$

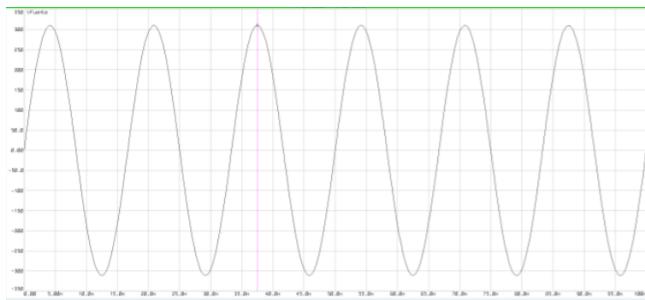
$$L = \frac{10}{\omega} = \frac{10}{2 * \pi * 60} = 26.5 \text{ mH}$$

Con este valor hallado aproximamos la inductancia a un valor comercial $L = 22\text{mH}$. Procedemos a hacer el montaje en proteus que nos dará una visión de cómo se comportará el circuito en la vida real. Para implementar el conversor AC-DC se usará un rectificador de media onda, para ello es necesario tener en cuenta la corriente hallada en la ecuación 8 para poder determinar el SCR a usar en el rectificador.



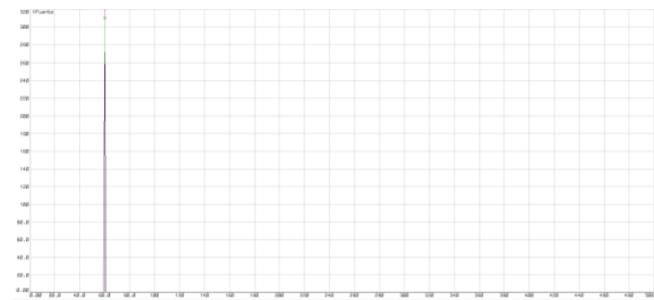
Simulación conversor AC-DC

Aquí podemos evidenciar el circuito en proteus con el valor equivalente de la resistencia del motor y una inductancia de 22 mH. Con el circuito montado empezaremos con el análisis del comportamiento del voltaje en la fuente y el análisis de Fourier en la fuente.



Analisis analogico en la fuente

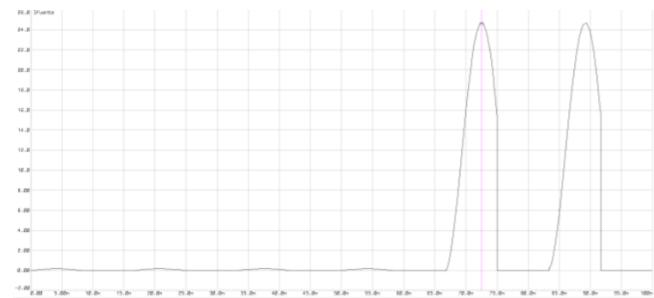
Como podemos ver nos arroja un valor de 311 que es el valor pico de la señal



Analisis de Fourier en la fuente

Teniendo en cuenta los resultados del análisis análogo en voltaje podemos deducir que la fuente en está trabajando adecuadamente, en términos de análisis de Fourier y distorsión armónica vemos que la fuente no presenta ningún tipo de distorsión armónica es decir que la eficiencia energética es óptima

Ahora analizaremos el comportamiento de la corriente en la fuente, al ser una fuente en estrella la corriente de línea y la corriente de fase es la misma. Así que solo se presentaron 2 gráficas el análisis análogo de corriente y el análisis de Fourier

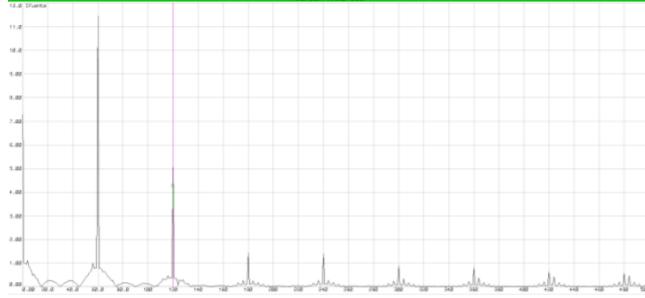


Analisis analogico en la fuente

En la figura vemos como la fuente empieza con una oscilación en corriente y pasado cierto tiempo vemos como la onda se asemeja a una onda rectificada, esto es debido al SCR que funciona como un interruptor, es decir mientras el SCR no tenga ningún impulso en la puerta, no dejará pasar corriente, así que el comportamiento de oscilación ocurre en este lapso de tiempo, cuando ya ingresa voltaje y corriente



por la puerta vemos el comportamiento de la onda



Análisis de Fourier

Armónico	Amplitud (A)
1	11,5
2	5,05
3	1,43
4	1,4
5	0,893
6	0,826

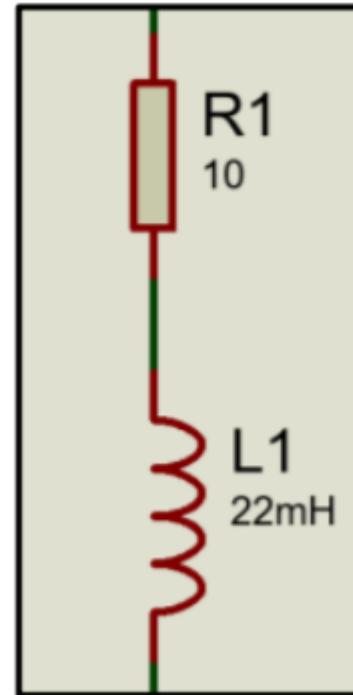
Armónicos de la señal corriente

$$THD_I = \frac{1}{I_1} \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}$$

$$THD_I = 48.41\%$$

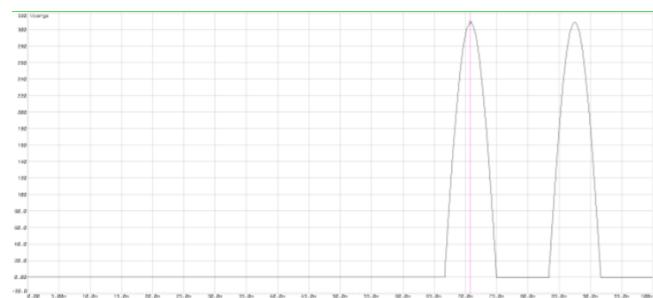
Al realizar el análisis de calidad de energía nos arroja un valor del 48.41%, que, aunque tengamos una buena cantidad de la señal en 60 Hz presentamos también unos componentes en armónicos de la señal, por ende, no tenemos un buen aprovechamiento de la energía en términos de corriente. Aun así, tenemos un comportamiento DC en la fuente es decir que esta fuente AC no está trabajando de buena manera

Habiendo analizado la fuente en términos de voltaje y corriente pasaremos a la carga que como anteriormente mencione está compuesta por una resistencia equivalente de 10 ohms y una inductancia de 22 mH

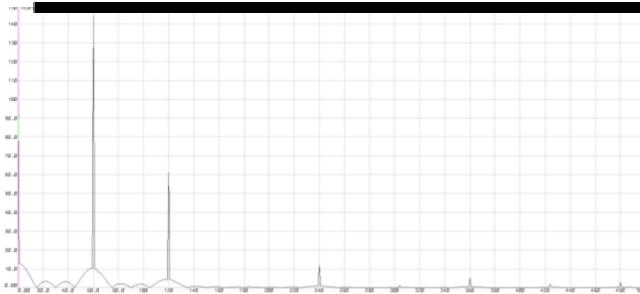


Circuito Equivalente RL

En este circuito es donde se realizarán las mediciones de corriente y voltaje, esto con el objetivo de saber el factor de potencia del circuito. Además de mirar como es el comportamiento de los armónicos en la carga.



Análisis analógico en la carga (V)



Analisis de Fourier en la carga(V)

En el análisis analógico podemos evidenciar que la señal en la carga tiene una caída de voltaje con respecto a la señal de la fuente, esto se debe al consumo de los diodos podemos evidenciar que efectivamente obtenemos la señal esperada, en este circuito el análisis de Fourier no tiene mucho sentido, pero se quiere resaltar que al ser un rectificador de media onda monofásico su primer armónico lo deberíamos de encontrar en 60 Hz como así se puede ver en la figura del circuito equivalente

$$V_{diodo} = 0.7 V$$

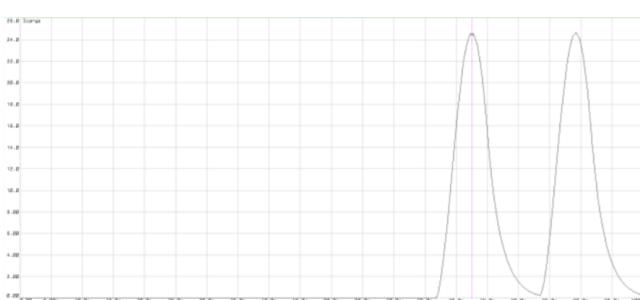
$$V_{diodo} * 2 = 1.4 V$$

$$V_{fuente} - V_{diódos} = V_{carga}$$

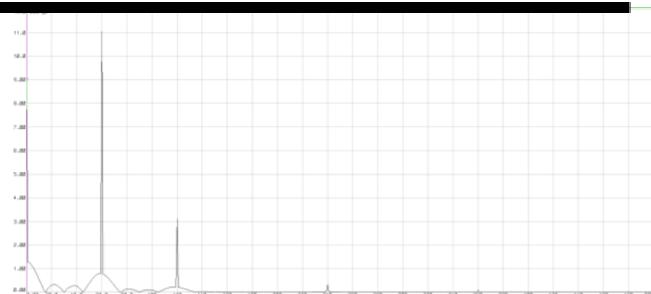
$$V_{carga} = 311 V - 1.4 V = 309.6 V$$

$$V_{carga} \approx 309 V$$

Ahora analizaremos el comportamiento de la corriente en la carga



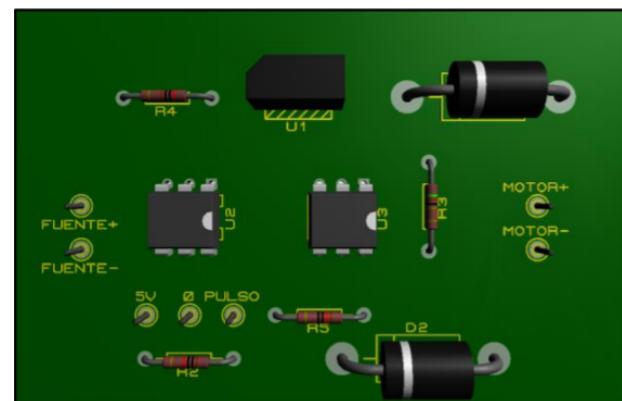
Analisis analógico en la fuente



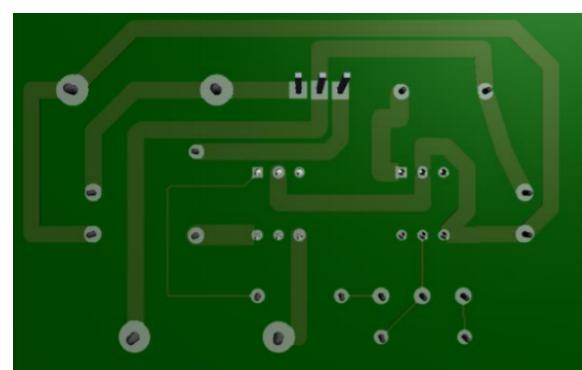
Analisis de Fourier en la fuente

Viendo las gráficas anteriores podemos evidenciar que la corriente que llega al motor en términos de forma de onda es la misma forma que del voltaje y como se indicó anteriormente esto sucede porque el diodo solo dejará que pase corriente si tiene un impulso en la puerta, es por ello que tiene un delay, el análisis de Fourier en la carga no tiene mucho sentido ya que solo llegaría corriente DC, pero no es así, esto evidencia que hay un error en el suministro de corriente

Habiendo analizado los comportamientos de voltaje y de corriente en los dos puntos elementales ahora procedemos a visualizar el montaje de la pcb en proteus y este es el resultado



Vista frontal PCB



Vista posterior PCB



Ahora procederemos a encontrar el factor de potencia de nuestro circuito, tomaremos los valores que nos arroja la simulación, en este caso simularemos un disparo en 0 y asumimos el factor de potencia porque a medida que cambiamos el ángulo de disparo el factor de potencia será diferente

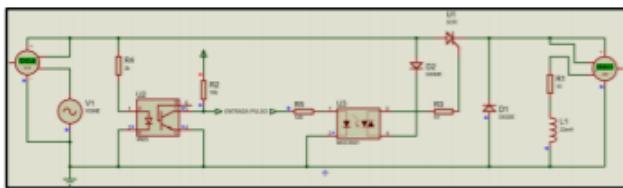
$$FP = \frac{\text{Potencia activa}}{\text{Potencia aparente}} = \frac{\text{Potencia carga}}{\text{Potencia fuente}}$$

$$FP = \frac{2.04 \text{ kW}}{2.77 \text{ kVA}}$$

$$FP = 0.74$$

Habiendo hallado el factor de potencia el valor de este va a ir cambiando tomaremos los siguientes ángulos para evaluar el factor de potencia

45 grados

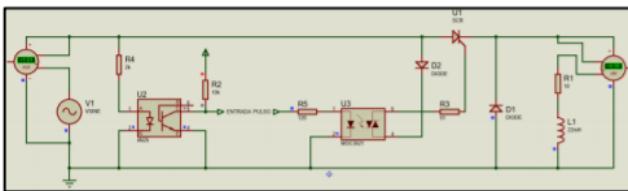


Medición de potencia a 45 grados

$$FP = \frac{1.74 \text{ kW}}{2.47 \text{ kVA}}$$

$$FP = 0.70$$

90 grados

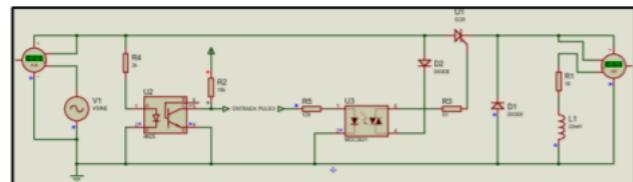


Medición de potencia a 90 grados

$$FP = \frac{0.89 \text{ kW}}{1.60 \text{ kVA}}$$

$$FP = 0.56$$

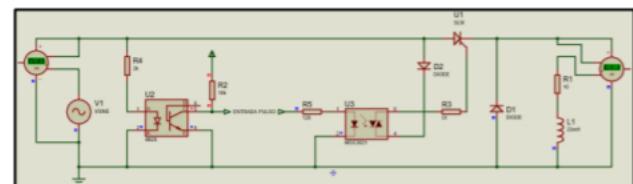
135 grados



$$FP = \frac{0.15 \text{ kW}}{0.52 \text{ kVA}}$$

$$FP = 0.29$$

180 grados



Medición de potencia a 180 grados

$$FP = \frac{0.08 \text{ W}}{17.4 \text{ VA}}$$

$$FP = 0.004$$

CONCLUSIONES

- Como se evidencio en los cálculos al aumentar el ángulo de disparo, el factor de potencia disminuye lo que provoca un mal aprovechamiento de la energía, este aumento del ángulo de disparo también afecta los armónicos, dado que al disminuir el voltaje que nos entrega la red las amplitudes de los armónicos aumenta

- La red snubber nos ayuda a controlar picos de voltaje que puedan afectar el circuito, es por ello que la red snubber que se implementó fue un diodo en inverso, que, aunque su función es descargar la bobina en el ciclo negativo, también es un circuito de protección es decir una red snubber.

- Con respecto a las gráficas de corriente y voltaje en la fuente podemos evidenciar que la calidad de la energía es mala, ya que al realizar el análisis de distorsión armónica tenemos una gran pérdida en lo que armónicos se refiere

4. Convertidor AC-DC trifásico controlado.

1. Diseñe un circuito convertidor AC-DC trifásico controlado. Utilizar la red 220VAC y considerar en el diseño una carga de tipo motor de 15HP.



Se diseño un circuito por medio de microcontroladores los cuales detectan el paso por cero y por medio de un teclado se varía el angulo de disparo

- Realice la simulación de la práctica con las mediciones y análisis correspondientes. Para la simulación puede utilizar un circuito RL equivalente.

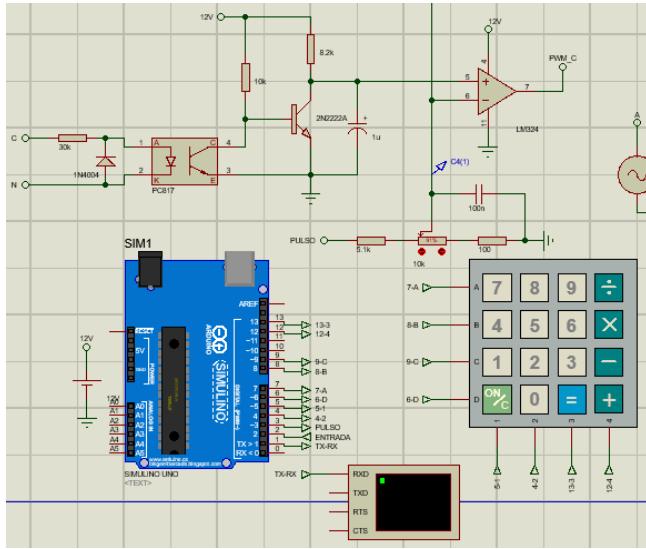


Figura 2. Circuito diseñado y simulación.

- Diseñe el circuito impreso correspondiente. Utilice bornas y cables adecuados para conexiones eléctricas.

Para el diseño de la PCB se tuvieron en cuenta las dimensiones de los dispositivos que se iban a implementar en la práctica de laboratorio, como es el caso del SCR, se dispuso a la implementación de borneras para tener conectores tipo banana-banana para la fuente y el motor, de esta manera se facilita la realización del montaje y las mediciones en este. Para el diseño de las pistas se debe tener en cuenta que es un circuito de potencia por lo cual, los tamaños de las pistas tienen que ser más grandes para que soporten las corrientes máximas que se presentan en el circuito, para determinar su tamaño se utilizaron los siguientes cálculos:

$$Area = \left(\frac{I}{(k1 * \Delta T^{k2})} \right)^{\frac{1}{k3}}$$

$$I = \frac{P}{V} = \frac{3728.5}{220} = 16.947A$$

Donde:

I: Corriente que soportara la pista = 17A

ΔT : Diferencia de temperatura entre el aire y la pista = 70 – 25 = 45

$$Area = \left(\frac{17}{0,0647 * 45^{0,4281}} \right)^{\frac{1}{0,6732}} = 348.9693$$

$$Ancho = \frac{348.9693}{3 * 1.378} = 84.41$$

- Analice las correspondientes curvas de corriente y voltaje teniendo en cuenta dispositivos de protección.

Para calcular el voltaje DC se utilizan la misma ecuación que para carga resistiva, solo que se cambian los límites de integración hasta $\pi + \beta$, que es el ángulo que se genera por la inductancia, así pues, la fórmula queda de la siguiente manera:

$$V_{DC} = \frac{3V_M}{2\pi} \left(-\cos\left(\frac{5\pi}{6} + \alpha + \beta\right) + \cos\left(\frac{\pi}{6} + \alpha\right) \right)$$

$$V_{DC} = \frac{3V_M}{2\pi} \left(-\cos(\pi + \beta) + \cos\left(\frac{\pi}{6} + \alpha\right) \right)$$

La ecuación 5 se aplica para los dos primeros ángulos, dado que son disparos interiores a 30°, para los restantes se aplica la otra fórmula, se realiza el cálculo con el ángulo de 45°, para verificar la aplicación de la ecuación 5 y posteriormente para 90° para verificar la ecuación de la otra ecuación. Antes de aplicar la fórmula se calcula el valor de beta para una relación RL de resistencia 100Ω, e inductancia 26 mH.

$$\beta = \tan^{-1}\left(\frac{2\pi * 60 * (26 * 10^{-3})}{100}\right) = 5.598^\circ = \frac{311\pi}{10000}$$

45°:

$$V_{DC} = \frac{3(\sqrt{2} * 110)}{2\pi} \left(-\cos\left(\pi + 15^\circ + \frac{311\pi}{10000}\right) + \cos\left(\frac{\pi}{6} + 15^\circ\right) \right)$$

90°:

$$V_{DC} = \frac{3(\sqrt{2} * 110)}{2\pi} \left(-\cos\left(\pi + \frac{311\pi}{10000}\right) + \cos\left(\frac{\pi}{6} + 15^\circ\right) \right)$$



Angulo	α	Voltaje DC
45°	15°	122.04 V
60°	30°	97.53 V
90°	60°	73.92 V
150°	120°	9.59 V

Para calcular el voltaje RMS se utilizan la misma ecuación que para carga resistiva , solo que se cambian los límites de integración hasta $\pi+\beta$, que es el ángulo que se genera por la inductancia, así pues, la fórmula queda de la siguiente manera :

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{3V_M^2}{2\pi} \left(\frac{wt}{2} - \frac{\sin 2(wt)}{4} \right)^{\frac{5\pi}{6} + \alpha + \beta}}$$

$$V_{rms}^2 = \frac{3V_M^2}{2\pi} \left(\frac{\pi + \beta}{2} - \frac{\sin(2(\pi + \beta))}{4} - \frac{\pi}{12} - \frac{\alpha}{2} + \frac{\sin 2\left(\frac{\pi}{6} + \alpha\right)}{4} \right)$$

Esta fórmula se aplica para todos los ángulos, dado que el disparo tiene un valor mayor a 30°, por lo que es aplicable la misma fórmula para todos, se realiza el cálculo con 45°, y se realiza el mismo proceso con todos, antes de aplicar la fórmula se calcula el valor de beta para una relación RL de resistencia 100Ω, e inductancia 26 mH.

$$\beta = \tan^{-1}\left(\frac{2\pi * 60 * (26 * 10^{-3})}{100}\right) = 5.598^\circ = \frac{311\pi}{10000}$$

45°:

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{3(\sqrt{2} * 110)^2}{2\pi} \left(\frac{wt}{2} - \frac{\sin 2(wt)}{4} \right)^{\frac{5\pi}{6} + 15^\circ + 5.598^\circ}}$$

$$V_{rms} = 128.3 \text{ Vrms}$$

90°:

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{3V_M^2}{2\pi} \left(\frac{\pi + 5.598^\circ}{2} - \frac{\sin(2(\pi + 5.598^\circ))}{4} - \frac{\pi}{12} - \frac{60^\circ}{2} + \frac{\sin 2\left(\frac{\pi}{6} + 60^\circ\right)}{4} \right)}$$

$$V_{rms} = 98.18 \text{ Vrms}$$

A continuación, se muestran los valores de voltaje RMS para cada ángulo de disparo:

Angulo	α	Voltaje RMS
45°	15°	128.3 V
60°	30°	120.8 V
90°	60°	98.18 V
150°	120°	32.98 V

A continuación, se muestran los valores de corriente RMS para cada ángulo de disparo:

Angulo	α	Corriente RMS
45°	15°	1.283 A
60°	30°	1.208 A
90°	60°	0.98 A
150°	120°	0.33 A

5. Evalúe la potencia en el circuito y determine el factor de potencia.

Para el cálculo del factor de potencia se utiliza la siguiente ecuación que relaciona la potencia aparente de la fuente y la potencia activa que consume la parte resistiva de la carga:

$$FP = \frac{I_{rms}^2 * R}{V_L \text{ rms} I_{rms}}$$

A continuación, se muestran los valores de corriente RMS para cada ángulo de disparo:

Angulo	FP
45°	0.67
60°	0.63
90°	0.51
150°	0.27

las cargas con inductancia, es por esto que también en el caso de una carga altamente inductiva, y de una carga RL , el valor de la corriente en cada SCR es el mismo que la corriente RMS calculado anteriormente, así pues , las corrientes efectivas del SCR por cada comutación son las siguientes:

Angulo	α	Corriente RMS
45°	15°	1.283 A
60°	30°	1.208 A
90°	60°	0.98 A
150°	120°	0.33 A

6. Determine si requiere disipador de calor en la aplicación, en caso afirmativo determine cuál debe

Primero se calcula la potencia eléctrica consumida por el motor asumiendo que tiene una eficiencia del 85%.

$$n = \frac{P_{mec}}{P_{elec}}$$

$$P_{mec} = 15 \text{ HP} = 11.2 \text{ kW}$$

$$P_{elec} = 11.2 \text{ kW} * 0.85 = 9.5 \text{ kW}$$

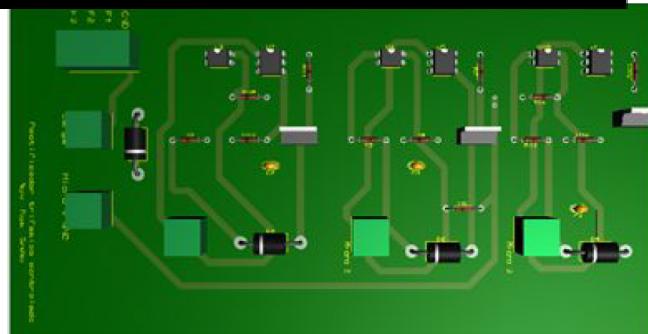
En este orden de ideas, se selecciona una referencia comercial que logre satisfacer las necesidades de este montaje. Se escoge un POW-12S-3, el cual soporta hasta 15



kW y 25 A de corriente de fase. Su RJC (Resistencia térmica unión-cápsula) corresponde a 3.6°C/kW, de esta manera se obtiene la caída de temperatura en este elemento resistivo:

$$T = R_{JC}P$$

$$T = 3.6 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{kW}} 9.5 \text{ kW} = 34.2 ^{\circ}\text{C}$$



De igual modo su RCD (Resistencia térmica cápsula-disipador) es de 0.15 °C/kW, así se calcula la pérdida de temperatura en esta segunda resistencia:

$$T = R_{CD}P$$

$$T = 0.15 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{kW}} 9.5 \text{ kW} = 1.425 ^{\circ}\text{C}$$

Teniendo en cuenta que el disipador se encuentra a temperatura ambiente (25°C), el calor a disipar equivale a:

$$T = 100 - \sum T$$

$$T = 100 - (34.2 + 25 + 1.425)$$

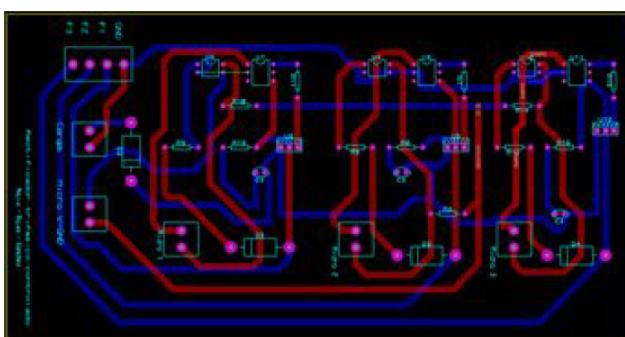
$$T_t = 39.4 ^{\circ}\text{C}$$

Siguiendo el anterior punto, para obtener la resistencia térmica del disipador (RDA), se realiza lo que se presenta a continuación:

$$R_{DA} = \frac{T_t}{P}$$

$$R_{DA} = \frac{39.4 ^{\circ}\text{C}}{9.5 \text{ kW}} = 4.14 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{kW}}$$

7. Realice el diseño del circuito impreso correspondiente.



8. Determine la distorsión armónica en función del ángulo de disparo.

Se varió el ángulo de disparo en el SCR y se tomaron las mediciones de THD en la fuente.

Angulo de disparo	THD
10	20.4%
30	34.4%
50	20.4%
70	33.5%
90	29%
100	19%

Se observa que la distorsión armónica en la fuente es bastante elevada comparándola con la norma CRG-024 de 2005 [4] para medir la distorsión armónica debe seguir Estándar IEC-61000-4-15 y el estándar IEEE 519, donde de acuerdo a la Figura 16, se tiene un límite de THD del 5%.

9. Realice el análisis de calidad de energía en la fuente. Determine si se encuentra balanceada o no.

RESULTADOS OBTENIDOS

Por medio de un voltímetro y un amperímetro del simulador Proteus se realizan las respectivas medidas teniendo de ello la potencia aparente 'S', mientras que con un vatímetro se tiene la potencia útil 'P'. A partir de estos datos, se realizaron tablas conforme a la variación del porcentaje de carga en un 20%, 40%, 60% y 80%, en la Tabla 1 se tiene un ángulo de disparo del 30%, en la Tabla 2 se tiene un ángulo de disparo del 50% y en la Tabla 3, se tiene un ángulo de disparo del 70%.



Factor de potencia Ángulo 30%			
Porcentaje de carga	Potencia aparente [VA]	Potencia útil [W]	Factor de potencia
20%	190.8	150.7	0.79
40%	355.2	277.1	0.78
60%	476.4	357.3	0.75
80%	628.8	477.8	0.76

Tabla 1. Factor de potencia en base a los cambios de porcentaje de carga con ángulo de disparo del sistema del 30%.

Factor de potencia Ángulo 50%			
Porcentaje de carga	Potencia aparente [VA]	Potencia útil [W]	Factor de potencia
20%	183.6	141.38	0.77
40%	244.8	181.1	0.74
60%	324.0	246.2	0.76
80%	415.2	303.1	0.73

Tabla 2. Factor de potencia en base a los cambios de porcentaje de carga con ángulo de disparo del sistema del 50%.

Factor de potencia Ángulo 70%			
Porcentaje de carga	Potencia aparente [VA]	Potencia útil [W]	Factor de potencia
20%	84.0	63.0	0.75
40%	114.1	83.2	0.73
60%	157.2	110.1	0.70
80%	188.4	139.4	0.74

Tabla 3. Factor de potencia en base a los cambios de porcentaje de carga con ángulo de disparo del sistema del 70%.

En la Figura 9, se evidencia las tres ondas senoidal de la fuente de 220 V junto a la onda rectificada de azul de media onda, en este caso se tiene un ángulo de disparo del 30% con los parámetros dados por la práctica. La variación del ángulo de disparo permite controlar la velocidad del motor DC, en este caso (Ver Figura 10), se tiene un ángulo de 50% donde se visualiza la onda azul en un 50% frente a las demás ondas, cumpliendo con el control dado por el ángulo de disparo.

En la Figura 11, se tiene un ángulo de disparo del 80%, lo que corrobora el buen funcionamiento respecto al rectificador de media onda controlado por el tiristor.

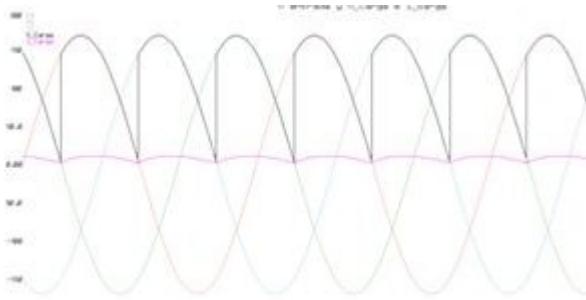


Figura 9. Onda rectificada con ángulo de disparo del 30%.

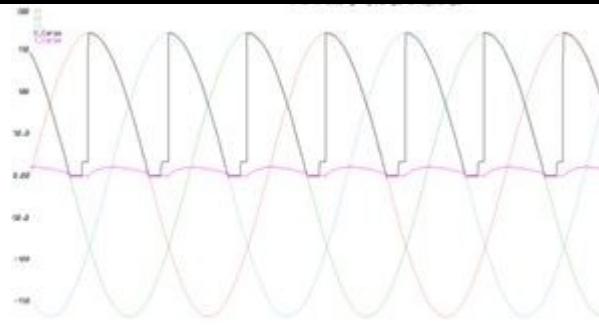


Figura 10. Onda rectificada con ángulo de disparo del 50%.

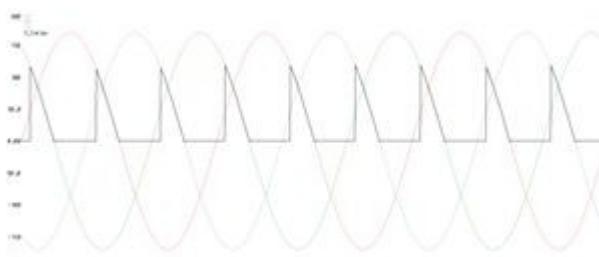


Figura 11. Onda rectificada con ángulo de disparo del 80%

El diodo que se pone en antiparalelo al motor, cumple con la función de que la corriente quede en un ciclo continuo, dado el caso en el que se des energice el sistema y no quede cargado el motor.

Se observa, que al utilizar la configuración de 3 pulsos este circuito se rectifica solamente el semicírculo positivo de las señales de voltaje de cada fase, por lo tanto, su eficiencia no es buena (menor al 50%) debido a que se desperdicia el semicírculo negativo

Los SCR conducen incluso después de haber sido polarizados en sentido inverso, ya que la corriente de carga no puede modificar su magnitud en forma brusca. Entre mayor sea el ángulo de disparo, se tendrá un valor menor del voltaje obtenido en la carga, esto debido a que la conducción forzada de los diodos provoca que parte de la señal de voltaje aparezca en el lado negativo y el valor de voltaje medio será inferior.

El factor de potencia es similar respecto al rectificador monofásico controlado implementado en la práctica anterior, con la diferencia del ángulo de disparo, mientras mayor sea el ángulo de disparo de los SCR, se tendrán bajas potencias, sin embargo, los factores de potencia en este caso son similares. Se contempla en el campo ideal puesto que es una simulación, sin embargo, se prevé que, al recortar la señal de voltaje aplicada en la carga, se tendrá una mayor distorsión lo que implica que si el ángulo de disparo es menor, así mismo será su factor de potencia.[6]

Calidad de la energía



Por medio del analizador del espectro Fourier del simulador Proteus, se realiza el análisis de distorsión armónica que se tiene en la fuente, puesto se encuentra en la frecuencia de la misma red (60Hz) para un ángulo de disparo del 50% como se muestra en la Figura 13, para el voltaje en la carga (Ver Figura 14) y la corriente en el motor (Ver Figura 15).

Angulo de disparo del 10%

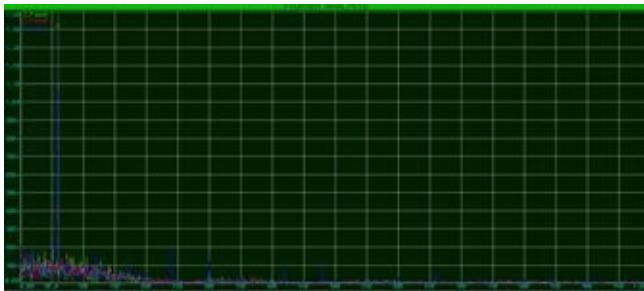


Figura 12. Análisis de Fourier en las fases con ángulo de disparo del 10%

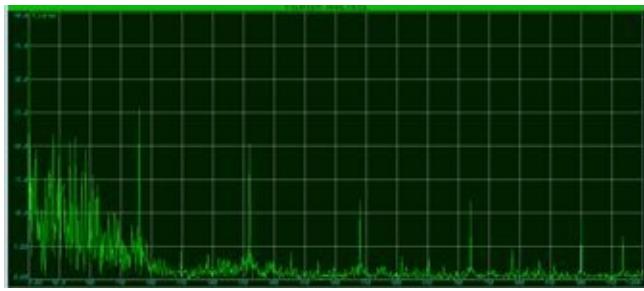


Figura 13. Análisis de Fourier del voltaje en la carga con ángulo de disparo del 10%

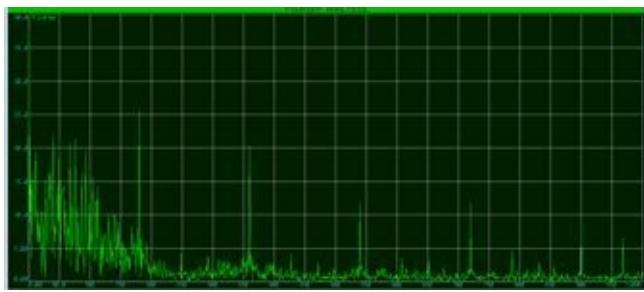


Figura 14. Análisis de Fourier de la corriente en la carga con ángulo de disparo del 10%

Angulo de disparo del 30%



Figura 15. Análisis de Fourier en las fases con ángulo de disparo del 30%

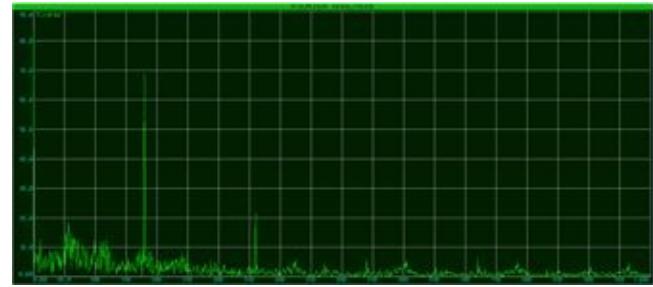


Figura 16. Análisis de Fourier del voltaje en la carga con ángulo de disparo del 30%

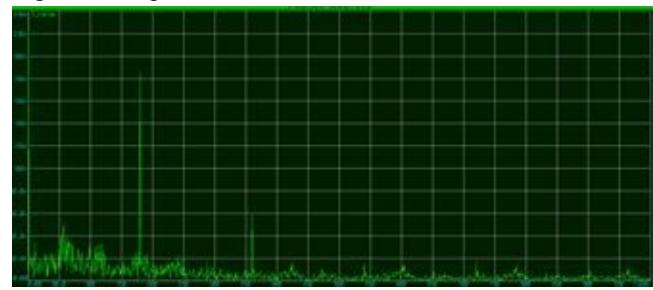


Figura 17. Análisis de Fourier de la corriente en la carga con ángulo de disparo del 30%

Angulo de disparo del 50%

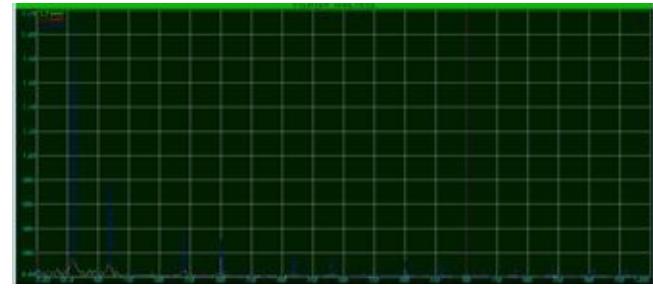


Figura 18. Análisis de Fourier en las fases con ángulo de disparo del 50%



Figura 19. Análisis de Fourier del voltaje en la carga con ángulo de disparo del 50%

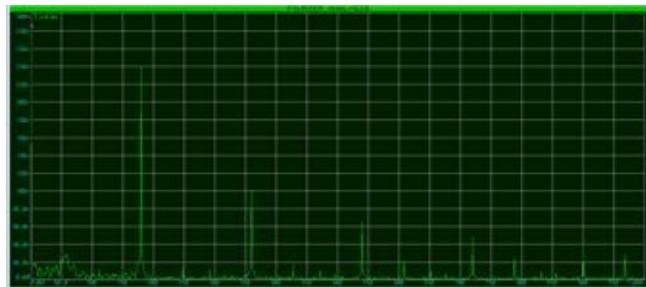


Figura 20. Análisis de Fourier de la corriente en la carga con ángulo de disparo del 50%

Angulo de disparo del 70%

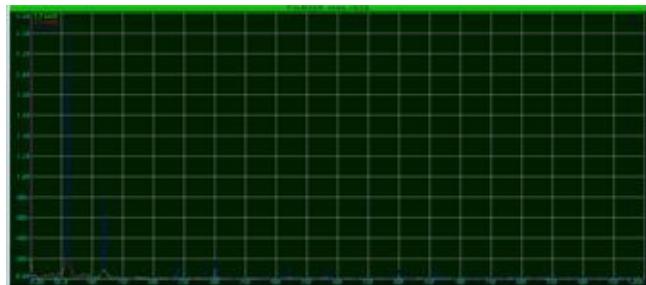


Figura 21. Análisis de Fourier en las fases con ángulo de disparo del 70%

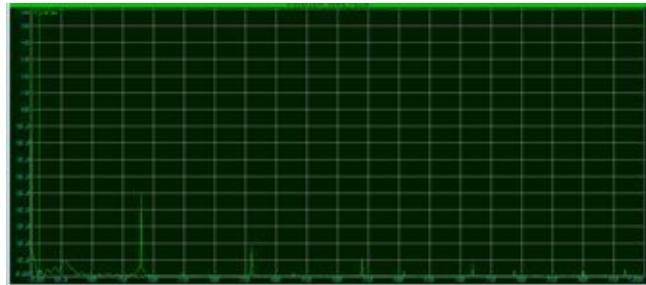


Figura 22. Análisis de Fourier del voltaje en la carga con ángulo de disparo del 70%



Figura 23. Análisis de Fourier de la corriente en la carga con ángulo de disparo del 70%

Angulo de disparo del 90%

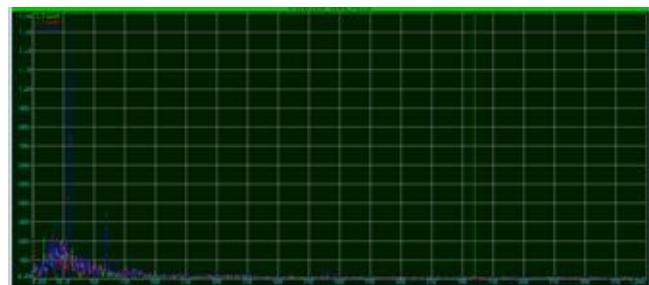


Figura 24. Análisis de Fourier en las fases con ángulo de disparo del 90%

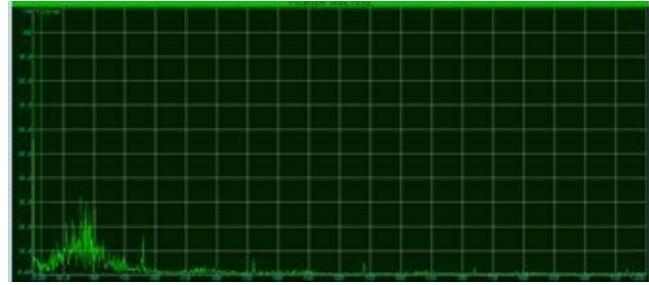


Figura 25. Análisis de Fourier del voltaje en la carga con ángulo de disparo del 90%

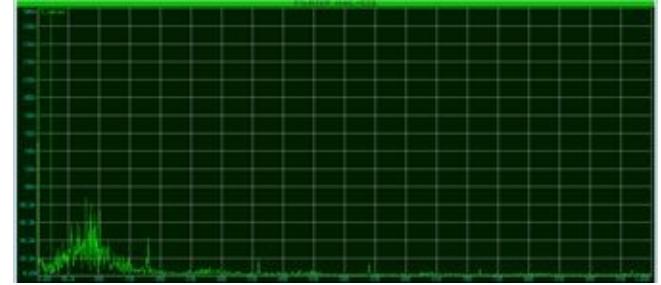


Figura 26. Análisis de Fourier de la corriente en la carga con ángulo de disparo del 90%

Angulo de disparo del 100%



Figura 27. Análisis de Fourier en las fases con ángulo de disparo del 100%

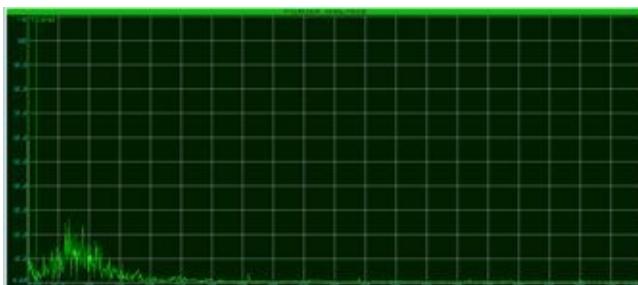


Figura 28. Análisis de Fourier del voltaje en la carga con ángulo de disparo del 100%

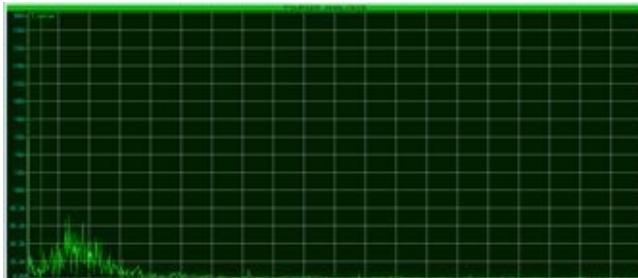


Figura 29. Análisis de Fourier de la corriente en la carga con ángulo de disparo del 100%

Distorsión armónica total	
Angulo de disparo del sistema	THD
10°	20.3%
30°	34.5%
50°	20.3%
70°	32.6%
90°	28%
100°	18%

Tabla 4. Cálculos de distorsión armónica total

Cálculo Armónicos.

Se calculan los coeficientes de la siguiente forma:

$$a_0 = \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\pi+\beta} \frac{V_M}{R} \sin(wt) dwt$$

$$a_n = \frac{2}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\pi+\beta} \frac{V_M}{R} \sin(wt) \cos(nwt) dwt$$

$$b_n = \frac{2}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\pi+\beta} \frac{V_M}{R} \sin(wt) \sin(nwt) dwt$$

Se realiza el cálculo de los armónicos para el caso de un ángulo de disparo de 45° y se repite el mismo proceso para los demás ángulos:
45°:

$$a_0 = \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}+15^\circ}^{\pi+5.598^\circ} \frac{\sqrt{2} * 110}{100} \sin(wt) dwt = 24.14$$

$$a_1 = \frac{2}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}+15^\circ}^{\pi+5.598^\circ} \frac{\sqrt{2} * 110}{100} \sin(wt) \cos(wt) dwt = -3.48$$

$$a_2 = \frac{2}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}+15^\circ}^{\pi+5.598^\circ} \frac{\sqrt{2} * 110}{100} \sin(wt) \cos(2wt) dwt = -11.48$$

$$a_3 = \frac{2}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}+15^\circ}^{\pi+5.598^\circ} \frac{\sqrt{2} * 110}{100} \sin(wt) \cos(3wt) dwt = 0.066$$

$$a_4 = \frac{2}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}+15^\circ}^{\pi+5.598^\circ} \frac{\sqrt{2} * 110}{100} \sin(wt) \cos(4wt) dwt = -0.342$$

$$b_1 = \frac{2}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}+15^\circ}^{\pi+5.598^\circ} \frac{\sqrt{2} * 110}{100} \sin(wt) \sin(wt) dwt = 40.51$$

$$b_2 = \frac{2}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}+15^\circ}^{\pi+5.598^\circ} \frac{\sqrt{2} * 110}{100} \sin(wt) \sin(2wt) dwt = 40.51$$

$$b_3 = \frac{2}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}+15^\circ}^{\pi+5.598^\circ} \frac{\sqrt{2} * 110}{100} \sin(wt) \sin(3wt) dwt = -7.09$$

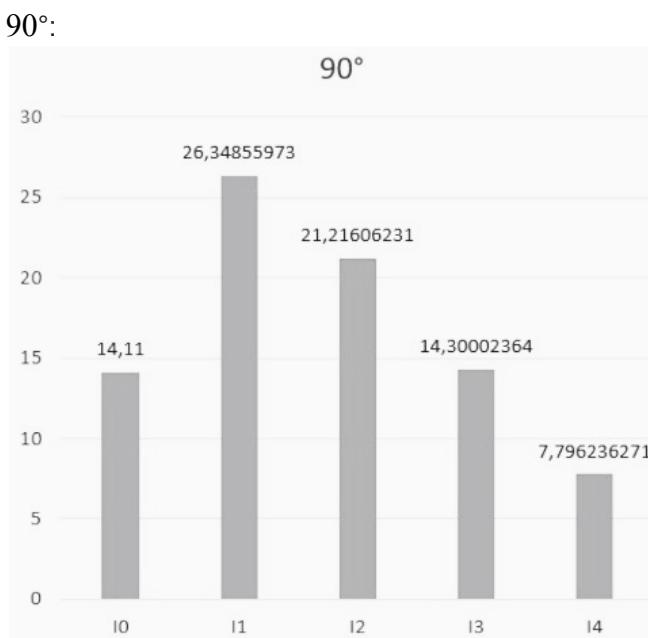
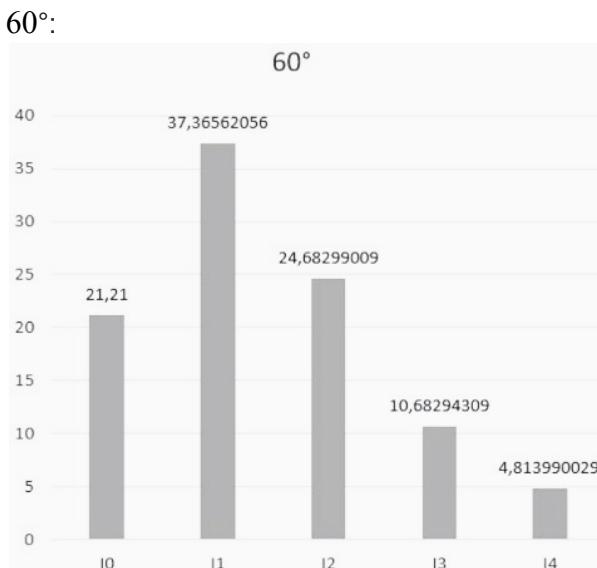
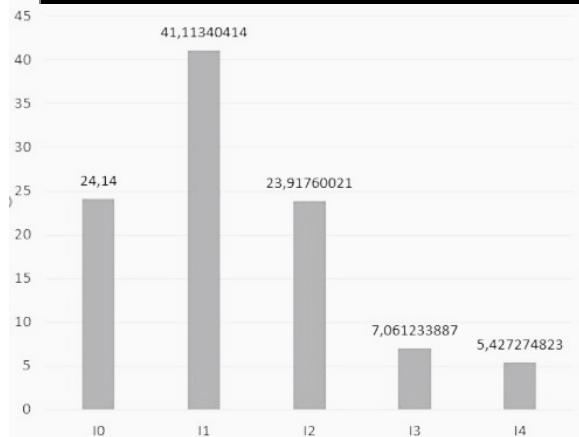
$$b_4 = \frac{2}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}+15^\circ}^{\pi+5.598^\circ} \frac{\sqrt{2} * 110}{100} dwt = -5.34$$

Y los valores de los armónicos se calculan con la siguiente fórmula:

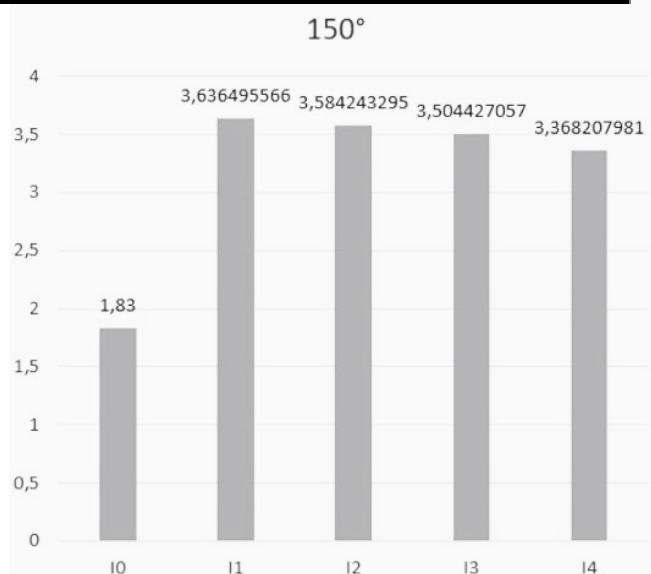
$$c_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}$$

La gráfica de los armónicos en función de los ángulos, queda de la siguiente manera:

45°:



150°:



CONCLUSIONES

Se concluye que el rectificador trifásico es eficiente, ya que las tres fases otorgan voltaje una detrás de la otra con una desfase de 16.6 milisegundos, produciendo un rizo de 60 V sobre un offset de 150 V, restaría calcular un capacitor para atenuar el rizo y que el voltaje DC sea más estable.

La potencia sobre la carga resistiva en DC no es afectada significativamente por la inductancia, no obstante se calculó un capacitor para reducir el factor de potencia pero no tuvo efecto.

Revisando los datos del porcentaje de distorsión total armónica respecto al rectificador monofásico, el porcentaje es más bajo esto se debe al número de fases, esta medición es útil para saber cómo las cargas no lineales afectan, pero no es un cálculo efectivo para la industria ya que esta se mide por medio de normas y regulaciones como Estándar IEC-61000-4-15 y el estándar IEEE 519[1992]

El cambio de ángulo de disparo nos indica frente a la distorsión armónica total que a mayor ángulo se tiene un menor porcentaje de armónicos.

Se tiene un rango de factor de potencia de 0.7 aproximadamente, donde el rango ideal es 1, este rango nos indica que se requiere de mayor consumo de energía para producir un trabajo útil.



5. Convertidor AC-AC trifásico controlado.

DESARROLLO DE LA PRÁCTICA.

Diseñe un circuito convertidor AC-AC trifásico controlado, usando triac.

Para comenzar con la práctica se configuró la fuente de alimentación encargada de suministrar un voltaje de 220 V AC con su respectivo desfase teniendo en cuenta que este voltaje debe ser de line y RMS por lo tanto fue necesario hacer uso de las siguientes ecuaciones para adecuar la fuente

$$V_l = \sqrt{3} * V_f$$

$$V_m = V_f RMS * \sqrt{2}$$

Se implementó un circuito de detección de cruces por cero para utilizar estas indicaciones para desarrollar la lógica de programación que permitirá variar el ángulo de disparo de los triacs

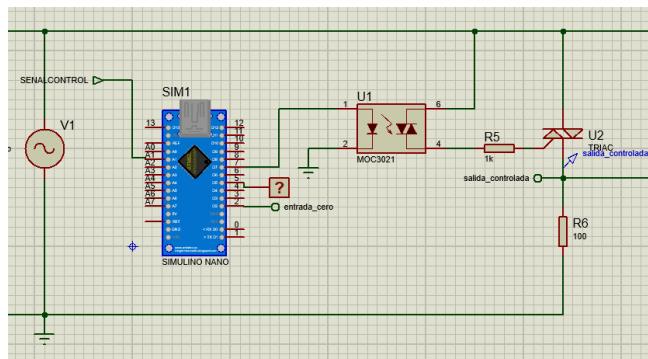


Figura 1. Circuito identificador de ceros

Teniendo definido el tipo de señal que se va a recibir del sistema de detección de cruce por cero se procedió a realizar la programación del microcontrolador , para que envíe los pulsos a los triacs dependiendo del ángulo que se le indique, para esta práctica se trabajó con el microcontrolador arduino uno que ofrece el simulador proteus

Digital Oscilloscope

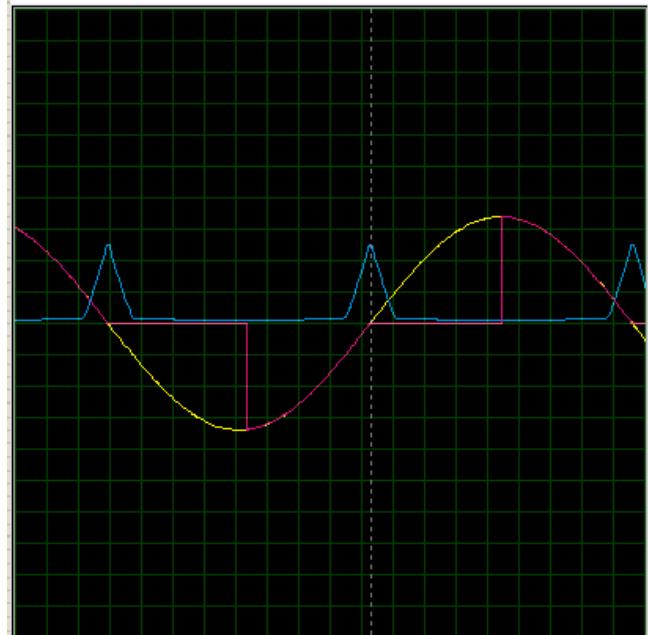


Figura 2. Señal cruce por ceros

Se programó el microcontrolador para que envíe un pulso para el semiciclo positivo y un pulso para el semiciclo negativo dependiendo de los pulsos que recibe del sistema de detección de cruce por cero y el ángulo que se defina.

Digital Oscilloscope

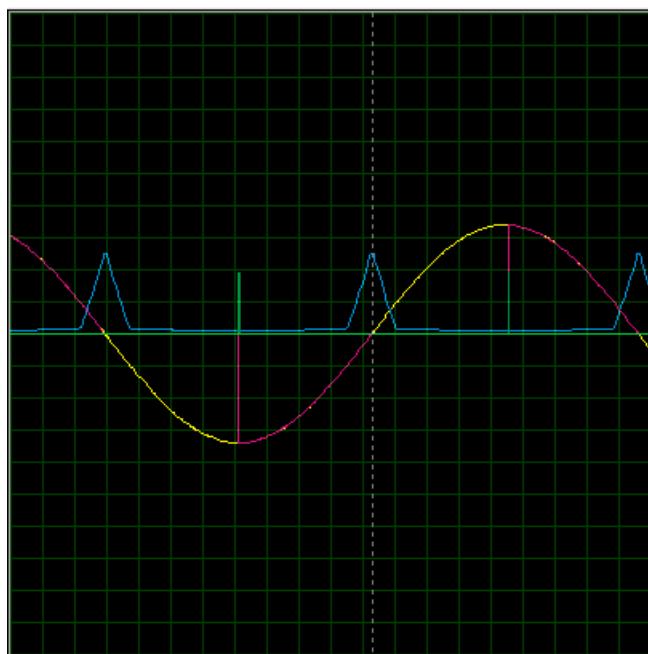


Figura 3. Señal con que el microcontrolador controla los triacs



Aquí se ve dónde se recorta una parte de la señal hasta que el triac es activado por el pulso enviado desde el microcontrolador

Digital Oscilloscope

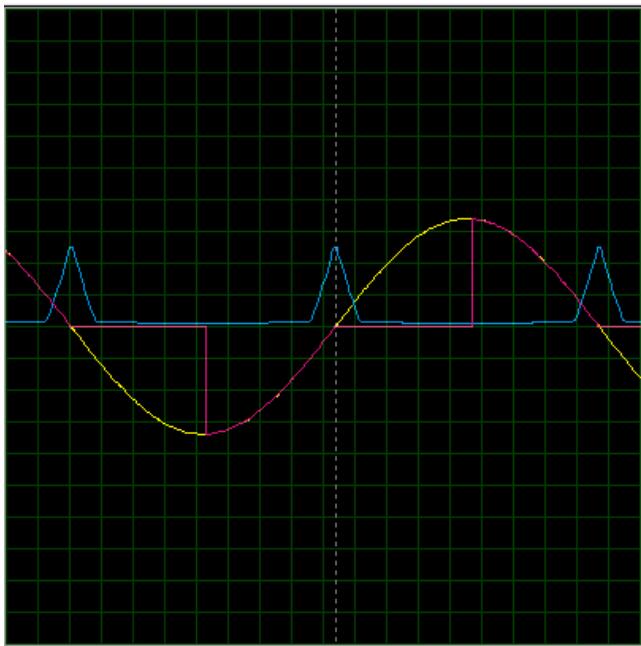


Figura 4. Salida del rectificador con ángulo de disparo de 90°

Teniendo tres microcontroladores trabajando simultáneamente realizando el mismo proceso para cada una de las fases fue posible realizar el arrancador suave que recorta la señal de entrada al motor y así definir la potencia que este va a suministrar.

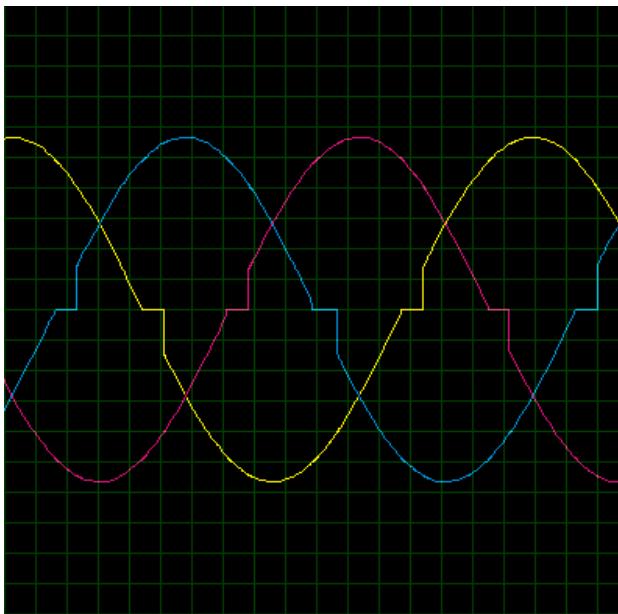


Figura 5. Gráfica de la salida del convertidor en las tres fases.

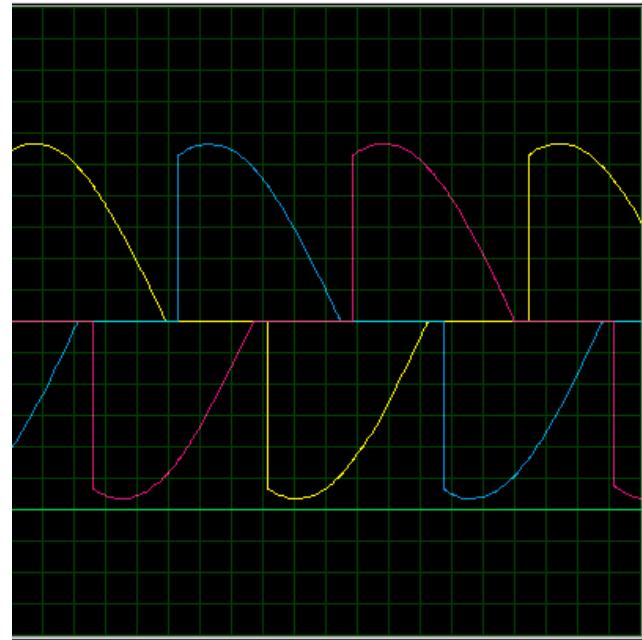


Figura 6. Gráfica de la salida del convertidor en las tres fases con ángulo de disparo de 50 grados.

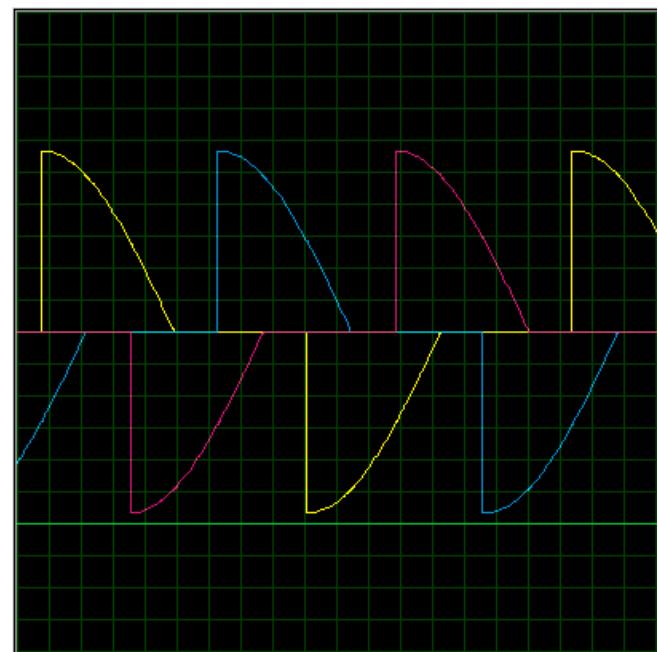


Figura 7. Gráfica de la salida del convertidor en las tres fases con ángulo de disparo de 90 grados.

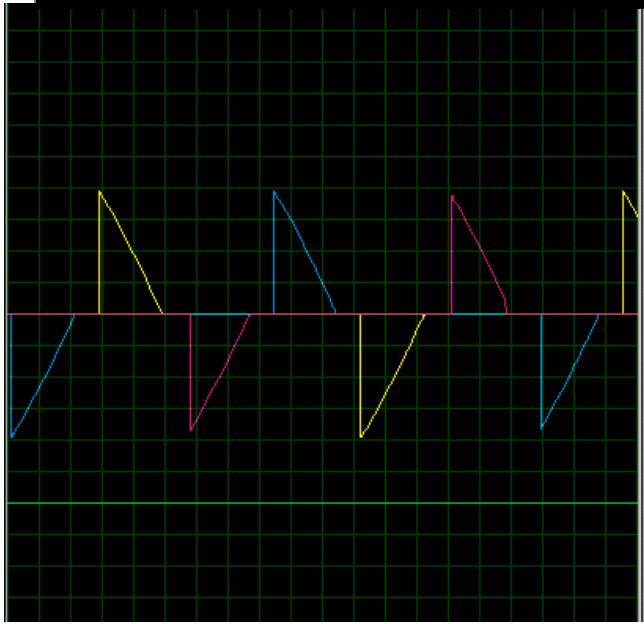


Figura 8. Gráfica de la salida del convertidor en las tres fases con ángulo de disparo de 135 grados.

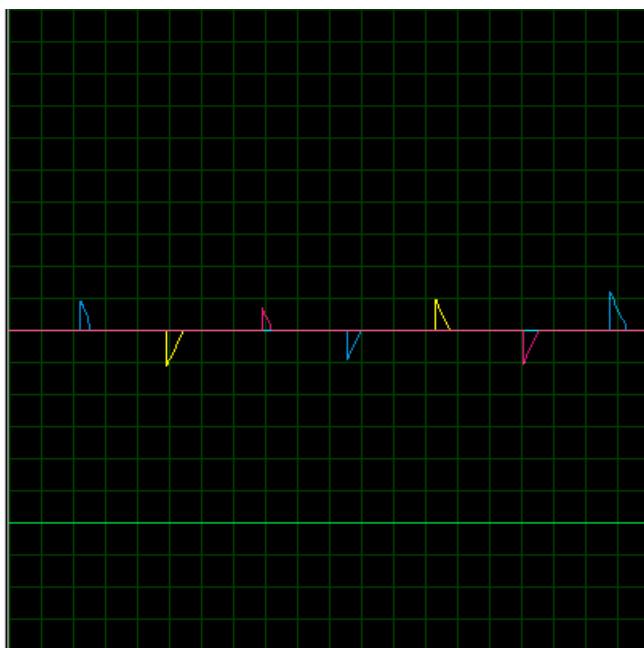


Figura 9. Gráfica de la salida del convertidor en las tres fases con ángulo de disparo de 150 grados.

Para el análisis de la calidad de la energía en la fuente se utilizó la herramienta “gráfica de análisis de Fourier” del simulador con la cual se hicieron los análisis de los voltajes en las tres fases y sus respectivas corrientes. Hacemos el respectivo cálculo de la distorsión armónica total

$$THD = 0.323 * 100\%$$

$$THD = 32.3\%$$

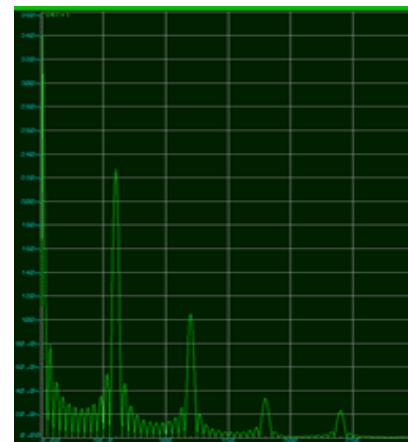


Figura 6. Análisis de Fourier en la corriente de la primera fase (fuente)

$$THD = 0.02 * 100\%$$

$$THD = 2\%$$

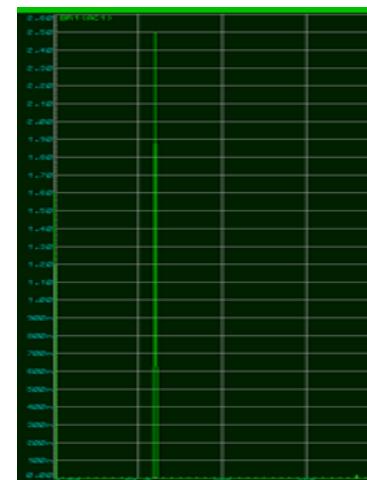


Figura 7. Análisis de Fourier en el voltaje de la primera fase (fuente)

$$THD = 40.9\%$$

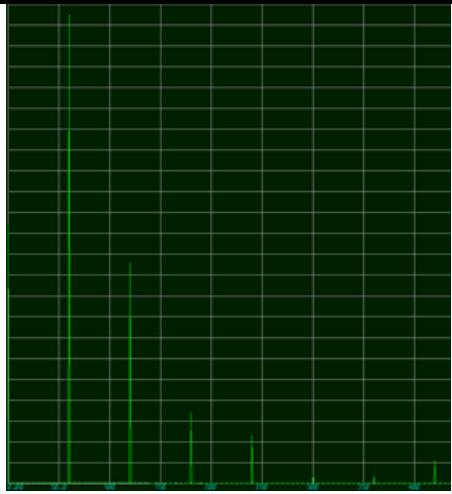


Figura 8. Análisis de Fourier en la corriente de la segunda fase (fuente)

$$THD = 3\%$$

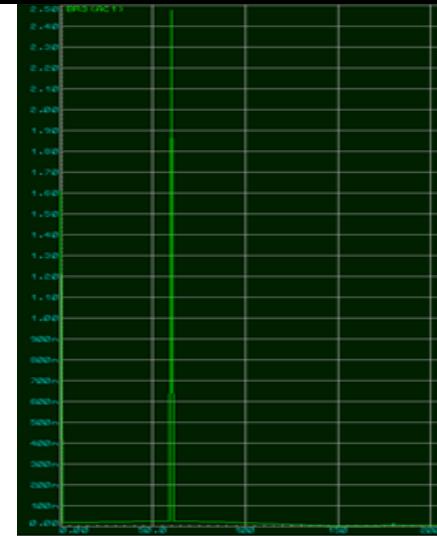


Figura 11. Análisis de Fourier en el voltaje de la tercera fase (fuente)

Figura 9. Análisis de Fourier en el voltaje de la segunda fase (fuente)

$$THD = 29.5\%$$



Figura 10. Análisis de Fourier en la corriente de la tercera fase (fuente)

$$THD = 2.7\%$$

Una vez analizada la fuente se procede a analizar sobre la carga

$$THD = 47.2\%$$

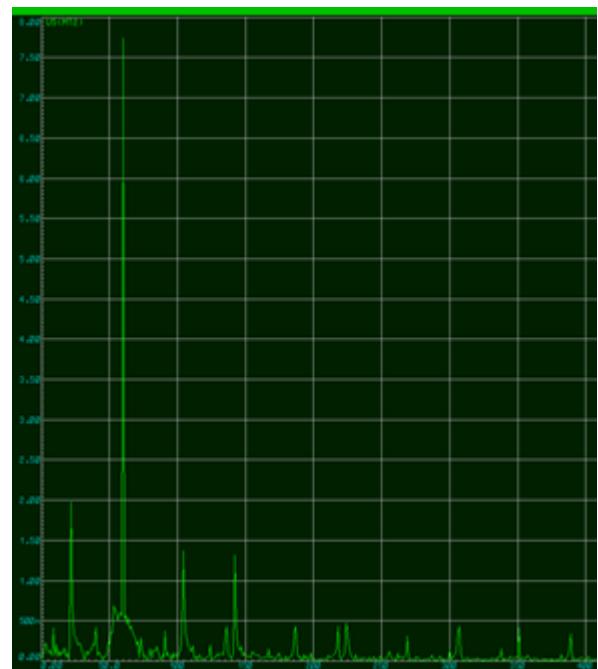


Figura 13. Análisis de Fourier en la corriente de la carga



a partir de ella se coloque un disipador de temperatura:

$$THD = 48.7\%$$

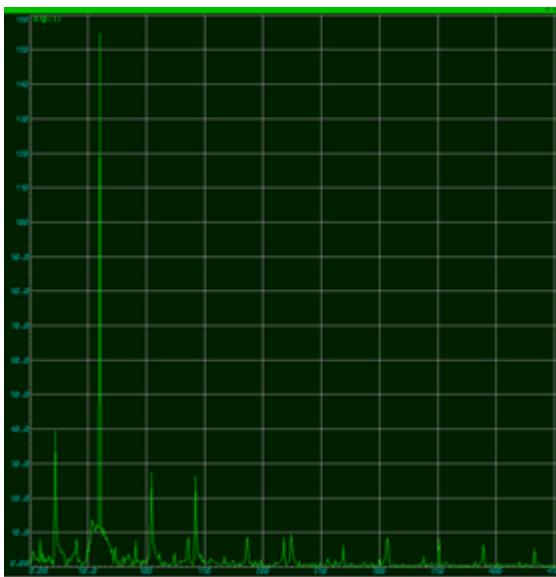


Figura 14. Análisis de Fourier en el voltaje de la carga

Utilizar la red 220VAC y considerar en el diseño una carga de tipo motor de 15HP.

Primero se calcula la potencia eléctrica consumida por el motor asumiendo que tiene una eficiencia del 85%.

$$n = \frac{P_{mec}}{P_{elec}}$$

$$P_{mec} = 15 \text{ HP} = 11.2 \text{ kW}$$

$$P_{elec} = 11.2 \text{ kW} * 0.85 = 9.5 \text{ kW}$$

Determine si requiere disipador de calor en la aplicación, en caso afirmativo determine cuál debe usar

Para hallar si se necesita de disipación térmica en este caso se procede a usar el triac de referencia BTA40, que soporta una corriente máxima de 40A. Si consultamos la hoja de datos de este componente encontramos las siguientes resistencias térmicas:

Table 5. Thermal resistance

Symbol	Test conditions		Value	Unit
$R_{\theta(j-c)}$	Junction to case (AC)	RD91 (insulated) / TOP3 insulated	0.9	$^{\circ}\text{C/W}$
		TOP3	0.6	$^{\circ}\text{C/W}$
$R_{\theta(j-a)}$	Junction to ambient	TOP3 / TOP3 insulated	50	$^{\circ}\text{C/W}$

Figura 15. Resistencias térmicas del triac

De estos datos podemos hallar la potencia máxima para que

$$P_{max} = \frac{T_j - T_a}{R_{\theta JA}}$$

Donde T_a es la temperatura ambiente que la tomaremos como 20C:

$$P_{max} = \frac{125^{\circ}\text{C}-20^{\circ}\text{C}}{0.9 \text{ } ^{\circ}\text{C}/\text{W}}$$

$$P_{max} = 116.66$$

Ahora observamos la máxima potencia que puede soportar el triac que no puede ser mayor a 116.66W, por ende, no sería necesario llevar un disipador ya que cuando el tiristor alcance una corriente de 12A va a disipar más o menos 10W. Igualmente por seguridad podríamos calcular la resistencia térmica que debería llevar el disipador en caso de que lo necesite. Esto se hace de la siguiente manera:

$$P = \frac{T_j - T_a}{R_{\theta jc} + R_{\theta cs} + R_{\theta sa}}$$

$$42\text{W} = \frac{125^{\circ}\text{C}-20^{\circ}\text{C}}{0.9 \text{ } ^{\circ}\text{C}/\text{W} + 0.6 \text{ } ^{\circ}\text{C}/\text{W} + R_{\theta sa}}$$

$$R_{\theta sa} = 1 \text{ } ^{\circ}\text{C}/\text{W}$$

Entonces si se necesitara de un disipador de calor, debería tener una resistencia mínima de 1C/W.

Realice el diseño del circuito impreso correspondiente

Por último se realizó el diseño del circuito impreso PCB del sistema desarrollado siguiendo parámetros específicos que son necesarios tener en cuenta para que no se dañen los dispositivos de control al estar expuestos a las tensiones que maneja el sistema de potencia.

A continuación se muestra la PCB desde una vista superior donde se visualizan los componentes que la conforman, como resistencias puentes de diodos y opamps que fueron utilizados como buffers.

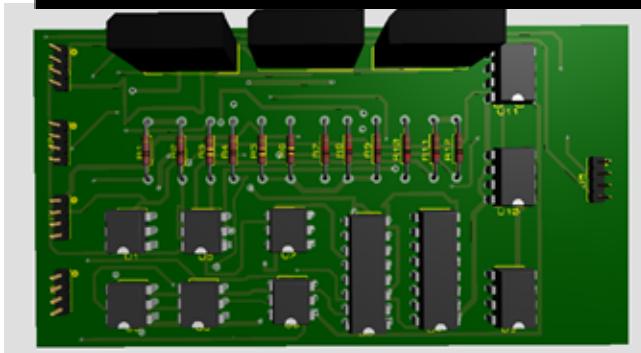


Figura 17. Modelo de la PCB parte superior

A continuación, se muestra la parte inferior de la PCB por donde hay conectados gran parte de los caminos que van a transmitir señales de control dentro de la misma

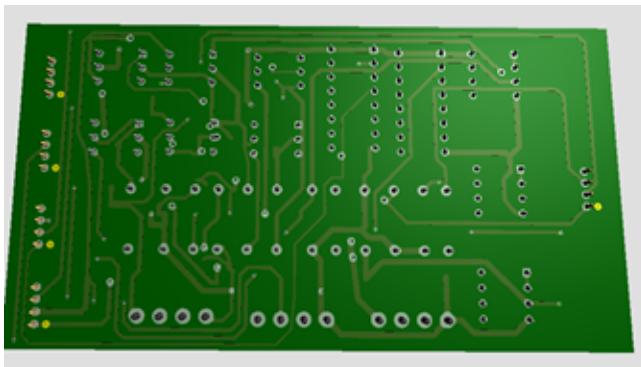


Figura 18. Modelo de la PCB parte inferior

CONCLUSIONES

Con este tipo de convertidores solo se presentan armónicos a la hora del arranque del motor, una vez los triacs dejen pasar la onda completa no habrá armónicos en la fuente y se reducirán o eliminarán por completo los armónicos, es muy importante ya que así se protegen los equipos que están conectados a la misma

La selección del triac determina si es necesario implementar o no disipadores de calor, ya que con otra referencia era necesario pero no se implementó don este debido a que no se comportaba igualmente en el ciclo positivo que el negativo

Este tipo de arrancadores suaves son útiles tanto a la hora de arrancar como para frenar un motor reduciendo el desgaste mecánico en el mismo y los picos de corriente en la fuente.

Este arranque equilibra el consumo de corriente y voltaje en instantes donde el motor fuerza el circuito y su mecanismo sufre desgaste innecesario al no estar diseñado para este consumo

Revisando los datos del porcentaje de distorsión total armónica respecto al rectificador monofásico, el porcentaje

es más bajo esto se debe al número de fases, esta medición es útil para saber cómo las cargas no lineales afectan, pero no es un cálculo efectivo para la industria ya que esta se mide por medio de normas y regulaciones como Estándar IEC-61000-4-15 y el estándar IEEE 519[1992]

El cambio de ángulo de disparo nos indica frente a la distorsión armónica total que a mayor ángulo se tiene un menor porcentaje de armónicos.

Se tiene un rango de factor de potencia de 0.7 aproximadamente, donde el rango ideal es 1, este rango nos indica que se requiere de mayor consumo de energía para producir un trabajo útil.

6. Inversor semipuente monofásico.

1. Diseñe un circuito convertidor DC-DC para voltaje de entrada 24 V y de salida 120 V.
2. Calcule la relación de espiras del transformador TR1 para un voltaje de salida en la carga de 120 V a 32 A.
3. Determine el área producto del núcleo que requiere el núcleo del transformador.
4. Determine las tensiones y corrientes de los 2 transistores de la etapa de potencia.
5. Realice la simulación del sistema.

Observación: Para realizar el transformador se utiliza un núcleo de material N62 donde la densidad de flujo se limita a $\beta_{max}=30mT$ para conseguir unas pérdidas de $30mWcm^3$.

ANÁLISIS DE RESULTADOS

A continuación, se enuncian los valores que nos da el ejercicio y los valores asumidos que se tomarán:

- Voltaje de salida: 120 V
- Voltaje de entrada: 24 V
- Rizado admisible en las tensiones de entrada y salida: 1%
- Frecuencia de conmutación: 20kHz
- Corriente de salida: 32 A

Habiendo enunciado estos valores hallaremos algunos valores necesarios para continuar con el problema:

- Potencia de salida:

$$P_o=I_o \cdot V_o \quad (1)$$

$$P_o=32 \text{ A} \cdot 120 \text{ V} \quad (2)$$

$$Po=3840 \text{ W} (3)$$

$$Cs=\Delta Qs\Delta Vs (24)$$

- Resistencia de carga

$$Cs=1.563e-61.2 (25)$$

$$R=VoIo (4)$$

$$Cs=1.3 \mu F \approx 2.2 \mu F (26)$$

$$R=120 \text{ V} 32 \text{ A} (5)$$

- Condensador de entrada:

$$R=3.75 \Omega (6)$$

$$\Delta Ve=Ve100 (27)$$

- Periodo de conmutación:

$$T=1f (7)$$

$$\Delta Qe=imax+imin2*n2-1*d*Ts2 (29)$$

$$T=120 \text{ kHz} (8)$$

$$\Delta Qe=40e-6 (30)$$

$$T=50 \text{ us} (9)$$

$$Cs=\Delta Qe\Delta Ve (31)$$

- Corriente en la salida:

$$Ie=PoVe (10)$$

$$Ce=167 \mu F \approx 220 \mu F (33)$$

$$Ie=3840 \text{ W} 24 \text{ V} (11)$$

- Voltaje en los diodos:

$$Ie=160 \text{ A} (12)$$

$$D1,D2 \rightarrow 2*n2-1*Ve=480 \text{ V} (34)$$

- Relación de espiras:

Condiciones normales d=0.5

$$D3 \rightarrow n2-1*Ve=240 \text{ V} (35)$$

$$n2-1=VsVe*0.5=101 (13)$$

- Voltaje en los transistores:

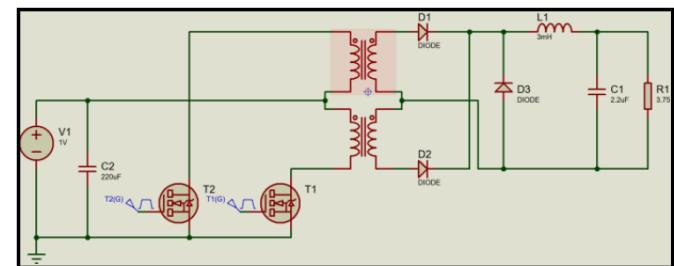
- Inductor de salida:

$$T1,T2 \rightarrow 2*Ve=48 \text{ V} (36)$$

$$\Delta i=0.5 \text{ mA} \rightarrow \text{valor arbitrario}$$

Por último, habiendo hallado todos los valores de la simulación se procede a hacer el montaje del circuito en proteus dando como resultado la figura 1.

$$L1=(n2-1*Ve)-Vs\Delta i*d*Ts2 (14)$$



$$L1=3 \text{ mH} (15)$$

$$imax=is+\Delta i2 (16)$$

$$imax=32.00025 \text{ A} (17)$$

$$imin=imax-\Delta i (18)$$

$$imin=31.99975 \text{ A} (19)$$

- Condensador de salida:

$$\Delta Vs=Vs100 (20)$$

$$\Delta Vs=1.2 \text{ V} (21)$$

$$\Delta Qs=Ts2*\Delta i22 (22)$$

$$\Delta Qs=1.563e-6 (23)$$

Figura 1. Simulación conversor DC-DC push-pull

CONCLUSIONES

- En un sistema en el cual su control está constituido por elementos semiconductores como transistores, la frecuencia de conmutación desempeña un papel muy importante dado que al trabajar con frecuencias más altas podemos diseñar circuitos con capacitancias mas bajas, esto porque el tao del circuito disminuye, esto a su vez genera un problema en los transistores dado que cada vez necesitaremos que llegue a



saturación más rápido para poder seguir teniendo una señal cuadrada en los terminales del transformador.

- Cuando trabajamos con conversores elevadores podemos evidenciar que al lado izquierdo tenemos un voltaje bajo (24 V) pero la corriente llega a ser de 160 A, por el lado derecho tenemos un voltaje mucho más alto (120 V) pero la corriente disminuye, es decir que para poder tener un voltaje alto debemos sacrificar corriente. Por otro lado, debemos asegurarnos de que la fuente de voltaje pueda suministrar la cantidad de corriente que pide el transformador y que los elementos semiconductores que estén allí soporten esa cantidad de corriente.

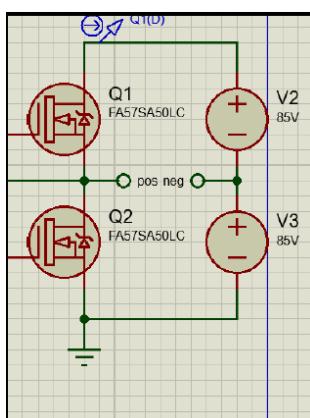
7. Inversor DC-AC trifásico.

IR2106:

Es un dispositivo empleado para el control de elementos tipo IGBT. Dado que, a partir de una entrada lógica, este dispositivo genera una fuente flotante cuyo fin es la conmutación de los elementos de potencia cuyas alimentaciones son mucho mas altas que la alimentación del sistema de control, razón por la cual no se pueden disparar directamente. Su aplicación típica es para la configuración de semi-puente empleada en los circuitos inversores [1].

(Inversor) Convertidor DC-AC monofásico:

Los circuitos de este tipo tienen como objetivo la conversión de una entrada de alimentación DC en una señal de salida de carácter AC. Se distinguen entre 2 tipos, de acuerdo al circuito de potencia a emplear para esta tarea, y que son el semi-puente y puente completo [2]. Para efectos de requerimientos en el diseño del circuito desarrollado en este documento, se emplea el semi-puente, cuyo esquemático se muestra en la figura 1.



La aplicación típica y mas conocida para este tipo de circuitos, en el campo de la energía solar fotovoltaica, pues los paneles solares ofrecen como resultado de sus procesos físicos energía en forma de continua, razón por la cual necesita de estos dispositivos para integrarla a la red o bien satisfacer el consumo para el cual se emplearon este tipo de generación de energía.

IGBT:

Es un dispositivo electrónico de potencia cuyo comportamiento en conducción es parecido al de un transistor BJT, pero su pin de entrada se encuentra aislado completamente como en un transistor de tipo MOSFET, lo cual le da la capacidad para ser un dispositivo de control en la electrónica de potencia, pues puede manejar altas corrientes, además de que su señal de entrada es de 15 Voltios, por lo que en proporción se puede aplicar señales débiles para su conmutación aun cuando los voltajes de alimentación sean de ordenes mucho mayores [3]. En la figura 2 se muestra el símbolo de este dispositivo.

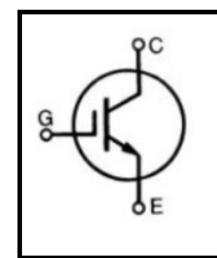


Figura 2. Símbolo de dispositivo IGBT.

DESARROLLO

Se especifica la carga como un motor de inducción monofásico con una potencia de 3 HP, realiza la búsqueda de un motor de estas condiciones para emplear la eficiencia y hallar la potencia eléctrica necesaria para llevar a cabo el diseño del conversor.

Se tiene que el motor a implementar es un modelo Siemens 1LF3030-1BA11-4AA3-Z B09+D80 de 2 polos cuya velocidad es de 3485 RPM, según el catálogo, bajo condiciones nominales de trabajo (220 VAC), requiere 26 A, con una eficiencia de trabajo del 78,5%, asimismo posee un factor de potencia del 95% y una corriente en arranque directo 7.5 veces al corriente nominal. A partir de los datos anteriores se obtiene la potencia eléctrica requerida para el trabajo en condiciones nominales.

$$\eta = P_{mecanica} / P_{electrica} \rightarrow P_{electrica} = P_{mecanica} / \eta \quad (1)$$

$$P_{electrica} = 2.238 \text{ kW} / 0.785 = 2.851 \text{ kW} \quad (2)$$



Diseno de circuito y emulación de carga

Para emular la carga se realiza una caracterización de un circuito RL con el cual se busca dar con los parámetros suministrados por el fabricante, en términos del consumo de corriente para una red monofásica de 120 V, para la cual, se estipula una corriente de 26 A. Con esto se determina que la resistencia es de 2.7Ω y 10 mH de inductancia.

Para este caso, se requiere que los dispositivos de control sean de tipo IGBT, por lo cual una referencia idónea para esta aplicación es la IRGB15B60KD que soporta 600 VCES con una corriente de trabajo de 31 A, siendo la corriente pico máxima de 62 A. Asimismo, para su conmutación se emplea un driver IR2106, al cual se le suministran señales lógicas de entrada, provenientes de un integrado LM555, con su respectiva adecuación ante los requerimientos de switcheo de los dispositivos de potencia anteriormente mencionados. Véase en la figura 3 el circuito inversor en configuración semi-puente a implementar con fuente dual.

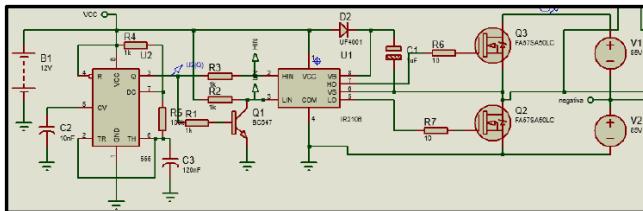


Figura 3. Circuito inversor semi-puente.

Diseño algoritmo de control:

Para conseguir los 2 trenes de pulso lo que se hace es tomar un LM555 que es un oscilador que se configurará en modo astable, para poder hallar sus componentes utilizaremos las siguientes ecuaciones, tener en cuenta que la frecuencia del lm555 será de 60 Hz:

$$talto = \ln(2) * (R1 + R2) * C \quad (3)$$

$$tbajo = \ln(2) * R2 * C \quad (4)$$

$$f = 1 / [\ln(2) * (R1 + 2 * R2) * C] \quad (5)$$

Con las ecuaciones anteriores se definieron los siguientes valores de resistencias y condensador:

$$R1 = 1k\Omega \quad R2 = 100k\Omega \quad C1 = 120nF$$

Cabe aclarar que para que haya un buen desempeño en el circuito los trenes de pulsos tienen que estar desfasado 180° además que entre un tren y otro tienen que tener un tiempo muerto esto evitara que haya cortos o picos de corriente.

Adecuación de tren pulsado:

Para la conmutación de los dispositivos IGBT se necesitan de 12 a 15 V, por esta razón es necesario implementar un

circuito de adecuación de las señales de salida del LM555, pues el voltaje de salida corresponde a 5 V. Para ello se dispone del acoplador IR2106 que se encarga de agregar un offset para poder generar la conmutación de los IGBT

Simulación:

Para realizar las simulaciones se emplea el software Proteus. Se verifica en primera instancia, el tiempo muerto existente entre las señales de conmutación, pues como ya se mencionó anteriormente, es de vital importancia, pues se evita que la fuente dual empleada en el semi-puente entren en corto circuito. A continuación, en la figura 4, se muestran las señales en el osciloscopio y se evidencia claramente la banda de tiempo muerto.

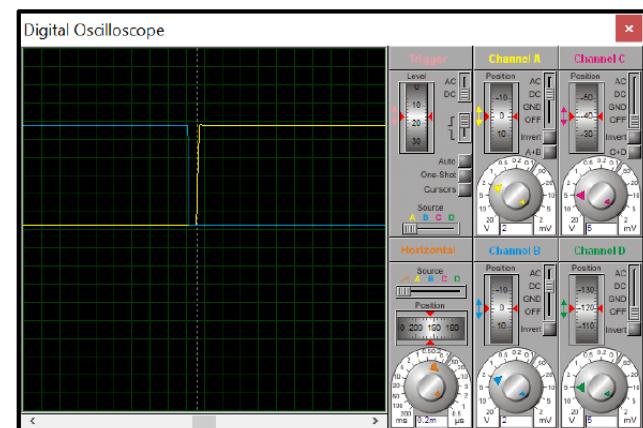


Figura 4. Tiempo muerto para protección contra corto circuito.

Posteriormente, se verifica que en la salida del inversor se tenga efectivamente una señal cuadrada de tipo AC, lo cual se muestra en la figura 5, donde se observa que la señal tiene un valor máximo de amplitud de 180 V, que se ve reflejado en su parte negativa tal cual lo esperado.

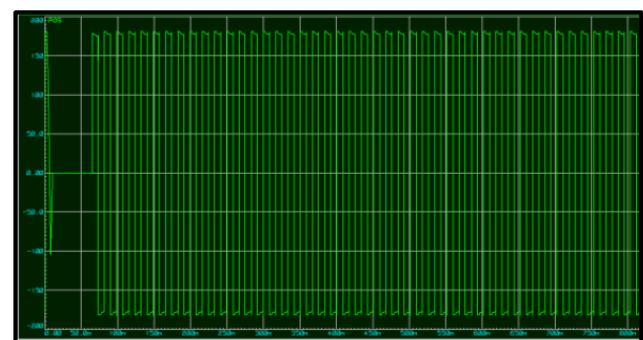


Figura 5. Salida del inversor sin filtrado.

Se realiza una etapa previa de filtrado, antes de ofrecer una salida a la carga, la cual se realiza para la eliminación de distorsión armónica y asimismo suavizar la señal de entrada. Lo anterior se desarrolla como recomendación, mediante una reactancia, que industrialmente consta de un inductor que elimina en una proporción porcentual los armónicos de la red. Por ello se emplea un inductor de 800



uH previo a la carga, con el que se obtiene la señal que se muestra en la figura 6.

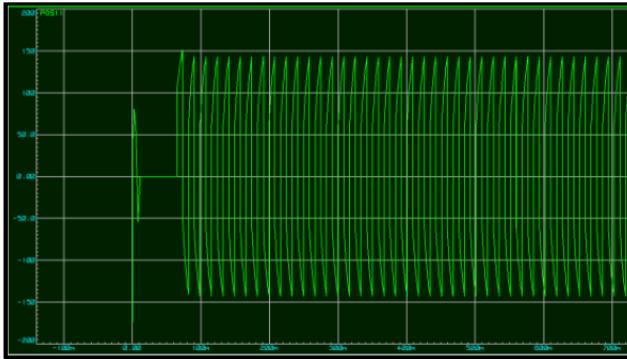


Figura 6. Salida del inversor filtrada.

Como se pudo evidenciar en la figura, la señal de voltaje no se ve modificada en su totalidad, por lo cual de antemano se deduce que tendrá una distorsión armónica importante, a diferencia de la señal de corriente cuyo comportamiento es más análogo a una señal sinusoidal, como se muestra en la figura 7.

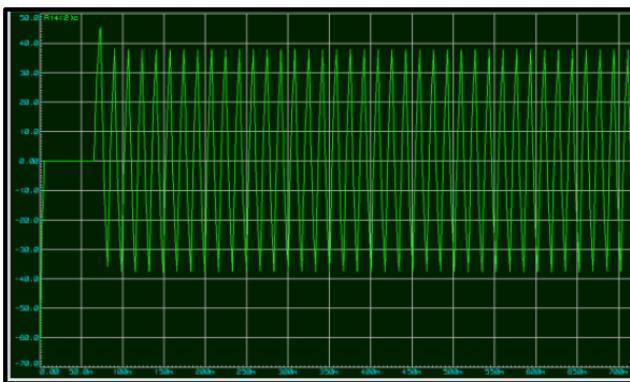


Figura 7. Corriente del inversor filtrada.

Se obtiene el análisis espectral de las señales de voltaje y corriente para observar de manera más detallada cual es el nivel de distorsión real, evidenciando que se tienen más armónicos, y de mayor amplitud en voltaje, que, en corriente, lo cual coincide con lo esperado debido al funcionamiento de la inductancia. A continuación, se muestran ambos análisis, siendo la gráfica superior la correspondiente a la corriente y la inferior a voltaje. Véase figura 8.



Figura 8. Análisis espectral para las señales en la carga.

Otros abordajes:

Dado el comportamiento en voltaje se busca como alternativa emplear un modo de commutación diferente, de manera que la señal obtenida fuese la señal conocida como sinusoidal modificada, para observar si la distorsión armónica podía ser reducida. Sin embargo, se obtuvo el resultado opuesto, pues el carácter inductivo de la carga provoca que haya flujo de corriente aun cuando se apaga el IGBT, lo cual generó una distorsión armónica mucho más elevada que la que se mostró anteriormente, y que se puede observar en la figura 9.



Figura 8. Análisis espectral para sinusoidal modificada.

De igual manera se muestra que en corriente la distorsión se hace mucho más elevada que en el manejo de la señal de entrada como una cuadrada pura. Véase el análisis espectral de la sinusoidal modificada en corriente, en la figura 9.

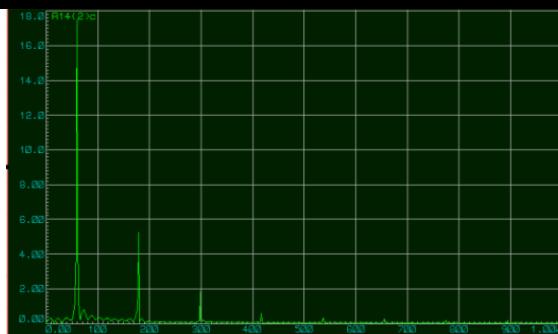


Figura 9. Análisis espectral para sinusoidal modificada en corriente.

Calidad de energía:

Se desarrolla el análisis de la distorsión armónica total en la carga de acuerdo a los espectros anteriormente obtenidos, para ver el comportamiento del inversor en cuanto a calidad de energía se refiere. Esto se desarrolla a partir de la expresión enunciada a continuación [6].

$$THD = \frac{I_1 RMS}{\sqrt{\sum I_n RMS^2}} \quad (6)$$

De esta manera, para el voltaje se tiene una distorsión del 46.7% lo cual es un valor muy elevado para lo estipulado en la norma IEEE 519, que es del 5%, lo cual muestra que es necesario buscar alternativas al filtrado más robustas en términos de voltaje. A continuación, se muestra una pequeña tabla con los valores de los armónicos para voltaje, véase en la figura 10.

Armónico	Amplitud
3	39,7
5	24,8
7	16,9
9	10,3
11	8,62

Figura 10. Tabla de armónicos en amplitud y su correspondiente frecuencia.

En contraste, para corriente la distorsión es del 14.98%, el cual es un valor que, si bien es menor que el voltaje, dista del estipulado por la norma para corriente que es del 2% por lo cual es necesario mejorar las técnicas de filtrado. En la figura 11 se muestra una tabla con los armónicos.

Armónico	Amplitud
3	3,33
5	1,35
7	0,69
9	0,28

Figura 11. Armónicos generados en corriente

Se obtienen así también los resultados del factor de distorsión individual para cada armónico, se obtiene también el factor de distorsión general, que es del 18.3% en voltaje y de 0.57% para corriente. En la figura 12 se muestran los valores de distorsión individual.

Voltaje	Corriente
19,4579012	0,1369
0,984064	0,002916
0,1189546	0,00019829
0,01616979	1,1949E-05
0,00507509	0,14002624

Figura 12. Factor de distorsión presente en los armónicos.

Factor de potencia:

Para calcular el factor de potencia sobre el circuito se emplea la componente de la corriente en frecuencia fundamental correspondiente a 12 A, asimismo se realiza una medición sobre el voltaje, obteniendo que este es de 174 V. A su vez la señal de entrada es una señal cuadrada, por lo cual el voltaje de entrada es el voltaje pico de la misma, correspondiente a 174 V, la corriente es la misma corriente medida sobre el circuito. A continuación, se presentará el procedimiento llevado a cabo para este cálculo, donde se evidencia que el factor de potencia es considerablemente alto.

$$P=174*12=2088 \text{ W} \quad (7)$$

$$FP=PVRMS*IRMS \quad (8)$$

$$FP=P180*12=0.97 \quad (9)$$

CONCLUSIONES

- El dispositivo diseñado es susceptible a la reducción de sus prestaciones en potencia cuando las cargas son altamente inductivas, pues requiere una gran cantidad de energía extra para proporcionar condiciones de trabajo nominales en motores.
- Por lo anterior, es un escenario en el que requiere la alimentación de motores, se sugiere el empleo de reactancias de tipo industrial para la disminución de la distorsión armónica, que contemplen una menor atenuación de la magnitud del voltaje, para el empleo de la menor cantidad de celdas solares, en caso de que esta sea la fuente DC implementada.
- La onda de salida sinusoidal modificada no ofrece ninguna mejora en la distorsión armónica para cargas altamente inductivas, a su vez empeoran el rendimiento del inversor, pues sus requerimientos de potencia de entrada son más

altos en comparación a los exigidos por una onda cuadrada en la salida, para este tipo de aplicaciones.

V. REFERENCIAS

- [1] J.R. Villaseñor, Circuitos eléctricos y aplicaciones digitales, Segundo edición, México, PEARSON EDUCATION, 2013.
- [2] C.K. Alexander, Fundamentos de circuitos eléctricos, Sexta edición, México, McGraw-Hill Interamericana, 2018.
- [3] M.A. Toledo Análisis de circuitos en ingeniería, Octava edición, México D.F, Editorial Mc Graw Hill, 2012.
- [4] Muhammad H. Rashid, Electrónica de potencia: circuitos, dispositivos y aplicaciones, Pearson Educación, México, 2004.
- [5] P.D. Joaquín, Circuitos monofásicos y trifásicos, Ediciones UPC, Cataluña, 1999.
- [6] Gurú, Bhag S; Enriquez Brito, Javier; Hiziroglu, Hüseyin R., Máquinas eléctricas y transformadores, México: Oxford University Press, 2003.
- [7] Chapman, Stephen J., Electric Machinery and Power System Fundamentals, New York :McGraw-Hill, 2002.
- [8] Enríquez Harper, Gilberto. Accionamientos eléctricos. Editorial Limusa. México 2009
- [9] Boldea, Ion. Electric machines: steady state, transients, and design with MATLAB. Boca Raton. CRC Press; Taylor Francis Gropu, 2009.
- [10] Guía de diseño de instalaciones eléctricas Según normas internacionales IEC. Schneider Electric España, S.A Segunda Edición. ISBN 84-609- 8658-6
- [11] P.W. Sauer,"A Power Systems Experiment in an Electric MachineryLaboratory Course", University of Illinois at UrbanaChampaign, IEEE, 2014.
- [12] E. Muljadi, D. Yildirim, T. Batan, and C. P. Butterfield, "Understanding the unbalanced-voltage problem in wind turbine generation," in Industry Applications Conference, 1999. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 1999 IEEE, vol. 2, pp. 1359–1365 vol.2