

Cicloconvertidor Trifásico a Monofásico

Adrián Dittel-Retana, Emmanuel Naranjo-Blanco, Jose Fabio Navarro-Naranjo
 adriandittel19@estudiantec.cr naranjo760emm@estudiantec.cr josefabio1127@estudiantec.cr
 Área Académica de Ingeniería Mecatrónica
 Instituto Tecnológico de Costa Rica

Resumen—En la electrónica de potencia se emplean múltiples configuraciones para regular la caída de tensión en la carga y por ende la potencia. Según su aplicación, se utilizan las familias de tiristores y demás componentes de potencia para obtener inversores, rectificadores, controladores a frecuencia fija, frecuencia variable; entre otros. Seguidamente, se presenta el proyecto de laboratorio de electrónica de potencia, cuyo objetivo recae en el estudio del cicloconvertidor y sus características. De este modo, en el presente texto se analizará a partir del ambiente de simulación PSpice AD un circuito cicloconvertidor trifásico a monofásico, del cual se sometió a prueba distintos parámetros como tensión, FP, THD y eficiencia para distintas cargas. Se obtuvo como conclusión principal que estos dispositivos permiten obtener tensiones de salida estables y regular la entrega de potencia a distintas frecuencias de entrada y salida sin necesidad de un intermediario.

Palabras clave—Cicloconvertidor, Regulación de potencia, Simulación en PSpice, Tiristores.

I. INTRODUCCIÓN

Existen múltiples formas para obtener un voltaje de salida y frecuencia variables. Por un lado, se puede hacer a partir de conversiones de dos etapas, etapa de CA fija a CC variable con el uso de rectificadores controlados, y etapa CC variable a CA variable a frecuencia variable mediante inversores. Sin embargo, el uso de cicloconvertidores puede eliminar la necesidad de etapas intermedias, lo cual es una ventaja a la hora de proveer mayor potencia y mejorar la forma de la tensión de salida [1].

Las características de los cicloconvertidores los posiciona en el mercado de forma competitiva debido a sus ventajas en términos energéticos y de eficiencia. Este tipo de equipos, son capaces incluso de reemplazar casi por completo a otras tecnologías no electrónicas o semi-electrónicas, para las mismas aplicaciones, por ejemplo, accionamientos de velocidad fija y sistemas mecánicos e hidráulicos. Lo cual le otorga mayores motivos para su estudio e implementación en el desarrollo de nuevas tecnologías [2].

Rashid menciona que un cicloconvertidor es un cambiador de frecuencia directa, que convierte la energía de CA en una frecuencia, en energía de CA en otra frecuencia mediante la conversión de CA a CA sin necesidad de un enlace de conversión intermedio. Actualmente, hay disponible gran variedad de estos circuitos, el presente proyecto se basa en un cicloconvertidor trifásico a monofásico, cuyo diagrama se muestra en la Figura 1. Este se trata de dos convertidores trifásicos rectificadores controlados, uno positivo denominado P y otro negativo llamado N.

El resultado de la onda de salida teórica se muestra en Figura 2. El convertidor positivo P funciona durante la mitad del período de la frecuencia de salida y el convertidor negativo N funciona durante la otra mitad del período.

De esta forma, a partir del uso de un cicloconvertidor $3\varnothing$ a $1\varnothing$ se pretende alcanzar los objetivos del presente proyecto de investigación, los cuales consisten en: diseñar un cicloconvertidor trifásico a monofásico en PSpice; utilizar dispositivos semiconductores para el manejo de potencia; implementar un análisis de calidad de energía del cicloconvertidor; y observar las correlaciones entre condiciones de operación y parámetros de calidad como THD, FP y eficiencia.

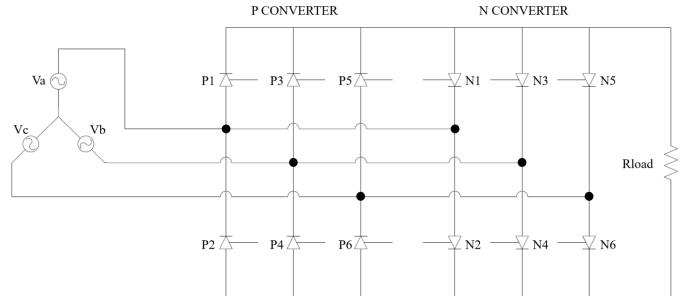


Figura 1. Diagrama del circuito.

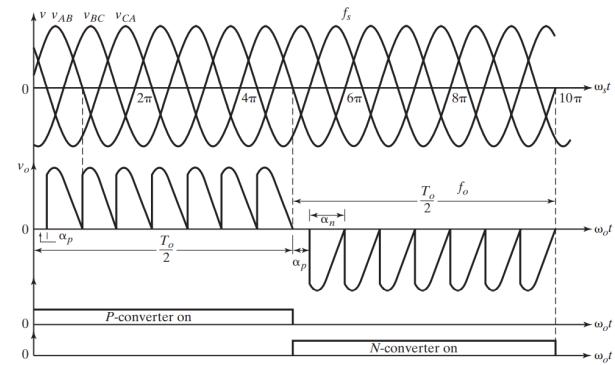


Figura 2. Ondas características de cicloconvertidor trifásico / monofásico. [1].

II. IMPLEMENTACIÓN EN PSPICE

El análisis del cicloconvertidor de la Figura 1 es similar al rectificador controlado trifásico normal cuando entra en operación únicamente P o N, es decir, el convertidor positivo funciona durante la mitad del período de la frecuencia de salida

y el convertidor negativo funciona durante la otra mitad del periodo, esto en caso que se desee que las etapas P y N sean simétricas.

Sabiendo esto y conociendo la forma de onda característica de salida de la Figura 2, es posible simular el comportamiento para un periodo de la salida, a partir de las plantillas disponibles de un circuito trifásico controlado empleadas en el curso de Electrónica de Potencia, y así modelar la activación de los SCR.

A partir del análisis realizado anterior, se obtuvo la plantilla que se muestra en la Figura 3, para la cual se supuso un ángulo de disparo de 120° con la finalidad de mostrar la activación de los dispositivos de potencia, sin embargo, dicha plantilla permite el análisis de las ondas y los dispositivos de potencia para cualquier ángulo de disparo.

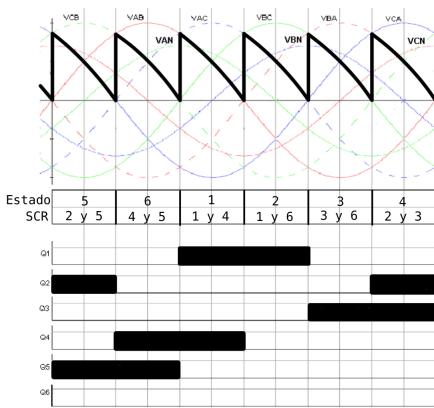


Figura 3. Modelado de activación de SCR.

Asimismo, con el planteamiento anterior, se pudo observar gran similitud y simetría en diferentes secciones de la onda obtenida (de manera muy similar a los rectificadores de trifásicos controlados como se mencionó anteriormente), por lo que con esto, se obtuvo la integral que relaciona el ángulo de disparo con el valor RMS de la tensión de salida, con la finalidad de seleccionar el ángulo de disparo del sistema. Esta ecuación (3), se obtuvo a partir del desarrollo de las integrales de V_{RMS1} y V_{RMS2} , y permite saber que para tener un valor constante en la salida de 120 VRMS, es necesario el uso de un ángulo de disparo $\alpha = 131^\circ$. Además, a partir de esto, se aplicó el comportamiento experimentalmente para llegar a un ángulo de disparo satisfactorio.

$$V_{RMS1} = \frac{12}{2\pi} \left(\int_{\alpha}^{\pi} (208\sqrt{2} \cdot \sin(wt))^2 dwt \right) \quad (1)$$

$$V_{RMS2} = \frac{12}{2\pi} \left(\int_{\pi+\alpha}^{2\pi} (208\sqrt{2} \cdot \sin(wt))^2 dwt \right) \quad (2)$$

$$V_{RMS} = \sqrt{V_{RMS1} + V_{RMS2}} \quad (3)$$

Por otra parte, en lo que respecta a la selección de las resistencias para cumplir con los valores de potencia requeridos para las cargas, se partió de la ecuación 4, la cual muestra la relación existente entre la potencia consumida por la carga, la

tensión RMS que existe entre las terminales de dicha carga, y el valor de la carga (resistiva).

$$P = \frac{V_{RMS}^2}{R} \quad (4)$$

De este modo, partiendo del hecho de que se necesita que el valor de tensión RMS en la carga sea de 120 VRMS, se despejaron los valores de R para las potencias requeridas, y se obtuvieron los datos que se muestran en la Tabla I.

Tabla I
VALORES DE RESISTENCIA PARA CADA POTENCIA REQUERIDA

Potencia Requerida (W)	Resistencia (Ω)
50	288
175	82,3
300	48

Continuando así con los parámetros restantes, según los requerimientos se sabe que tanto la tensión de entrada como la tensión de salida corresponden a 120 VRMS por fase, además de que la frecuencia de entrada debe ubicarse entre 120Hz y 400Hz, y la frecuencia de salida, debe pertenecer al intervalo limitado por 30Hz y 100Hz. Es importante mencionar que para los efectos de este proyecto se supuso, debido a los intervalos de las frecuencias de entrada y salida, que la relación entre las frecuencias de entrada y salida siempre sería de 4:1, motivo por el cual, anteriormente, solo se calculó un ángulo de disparo. Asimismo, se debe aclarar que el planteamiento del código del circuito, especialmente el ángulo de disparo, se basa en el hecho de que las fases A, B y C tienen desfases de -30° , -150° , y -270° respectivamente, medidos desde el mismo punto de referencia que se toma para medir el ángulo de disparo. Lo anterior se debe a que se siguió al pie de la letra el modelo planteado por la plantilla de la Figura 3.

Una vez definidos todos los parámetros, suposiciones y lineamientos que sigue el circuito a implementar, se procede a la descripción del código.

Primero, la definición de los parámetros de entrada se muestra en la figura 4. Como el código lo muestra, la definición de cada parámetro se hace mediante el comando “.param”. El primer parámetro que se define corresponde al valor RMS de la tensión de entrada que va a tener cada fase. Este parámetro se utiliza posteriormente para definir parámetros internos referentes a las fuentes de fase en cada entrada. Luego, se asigna un parámetro tanto para la frecuencia de entrada, como de salida, siempre manteniendo el énfasis en la relación 4:1 entre dichas frecuencias como se explicó anteriormente. Estos parámetros sirven para definir los períodos de entrada y de salida, los cuales son de gran importancia para la definición de las fuentes de control que se explican posteriormente. Por último, se definen los valores para el ángulo de disparo y para la carga. El primero se utiliza para definir los tiempos de activación de los tiristores, y el segundo, es el que regula la potencia de salida, en este caso, según la tabla I, el valor

de resistencia mostrado obedece a una potencia de salida de 175W.

```
.param V_in={120}; *Tensión RMS de entrada por fase
.param f_in={260} ; *Frecuencia de entrada (entre 120Hz y 400Hz)
.param f_out={65} ; *Frecuencia de salida (entre 30Hz y 100Hz)
.param alfa={131}; *Angulo de disparo
.param carga={48} ;*carga a alimentar (resistiva)
```

Figura 4. Código para los parámetros de entrada del circuito.

Luego de haber definido de manera correcta los parámetros de entrada, es necesario definir algunos parámetros internos dentro del circuito, para realizar el código con mayor facilidad, y además para que el lector pueda comprenderlo de una mejor manera. Primero, se define la tensión pico en función de la tensión RMS de la fuente que se definió en los parámetros de entrada del circuito. Para esto, se multiplica dicho valor por raíz de dos, con la finalidad de utilizarlo en la definición de las fuentes de tensión de entrada. Luego, se define el delay que van a utilizar los tiristores que pertenecen a la fase P. Para esto, se hace una razón entre el ángulo de disparo y 360° para saber que proporción del periodo ocupa este ángulo de desfase, y luego para convertirlo a las unidades de tiempo que son definidas por la frecuencia del circuito, se divide esta razón entre la frecuencia, lo que es igual a multiplicar por el periodo, con lo que finalmente se obtienen las unidades de tiempo que abarca el ángulo de desfase. Este parámetro se utilizará en el control de los SCR en secciones posteriores.

De manera similar, se define el delay para los SCR de la etapa N, ya que la forma que en que se activan estos dispositivos de potencia mantienen el mismo patrón que en la etapa P, pero inician con un tiristor diferente, ya que se toma la tensión de la parte negativa de la onda, y por este motivo, se le debe de sumar medio periodo al valor de tiempo definido por el ángulo de disparo. Luego de esto, se define el tiempo en alto que tendrá cada tiristor, el cuál se observa en la Figura 3 que corresponde a un tercio del periodo como mucho, ya que en caso de que el ángulo de disparo sea mayor a 120°, este valor se verá reducido, pero el diodo (simulando un SCR) dejará de conducir en el instante en la que tensión cruce con cero. Este parámetro se utilizará posteriormente para definir las fuentes de tensión que controlan los switches de la etapa P.

Por otra parte, se definen los periodos tanto de la onda de entrada como de la onda de salida, tomando el inverso de la frecuencia respectiva en ambos casos. Esto se realiza para definir las fuentes de control más adelante. Finalmente, se define un parámetro que define el tiempo en alto de las etapas P y N, el cual resulta ser la mitad del periodo de salida. Este parámetro se define de esta manera, para la implementación de las fuentes de control para estas etapas. Dicho código se muestra en la Figura (Figura 5).

Seguidamente, se inicia con la definición de los componentes del circuito. En la Figura 6, se muestra la definición de las fuentes para las distintas fases de entrada. Para esto, primero

```
.param V_pico={V_in*sqrt(2)}; *Tensión pico en la entrada
.param delay_p={alfa/(360*f_in)}; *Delay para la fase P
.param delay_n={(periodo_in/2)+delay_p}; *Delay para la fase N
.param pw={1/(3*f_in)}; *Tiempo en alto de los SCR (pulse width)
.param periodo_in={1/f_in}; *Periodo de la señal de entrada
.param periodo_out={1/f_out}; *Periodo de la señal de salida
.param pw_pn={0.5*periodo_out}; *Tiempo en alto de las señales p y n
```

Figura 5. Código para los parámetros internos del circuito.

se definió el nombre de la fuente (el cual debe de iniciar con la letra V), luego de estos los nodos entre los cuales se conecta (tomando el nodo 0 como referencia) seguido del comando *Sin*, ya que las ondas son sinodales, y luego de esto, lo que se definen son los parámetros internos de la fuente: el valor de offset (el cual es 0 para nuestro caso), el valor pico (V), la frecuencia (Hz), luego el tiempo de delay y el factor de amortiguamiento (los cuales son 0 ya que se quiere simular una fuente senoidal pura), y finalmente el desfase respecto a la referencia que para este caso es de -30°, -150° y -270° como se mencionó anteriormente.

```
Van 1 0 Sin(0 {V_pico} {f_in} 0 0 -30); *fase A
Vbn 2 0 Sin(0 {V_pico} {f_in} 0 0 -150); *fase B
Vcn 3 0 Sin(0 {V_pico} {f_in} 0 0 -270); *fase C
```

Figura 6. Código para las entradas de fase del circuito.

Continuando así con los componentes del circuito, el bloque de código de la Figura 7 muestra los diodos y switches que en conjunto simulan el efecto de los SCR. Para la definición de estos componentes, las iniciales "sw" hacen referencia al switch (ya que el nombre de este elemento debe iniciar con la letra "s"), mientras que la inicial "d" hace referencia al diodo (elemento cuyo nombre debe iniciar con dicha letra). Seguido de esto, en la definición de los nombres se continúa con un número, el cuál hace referencia al SCR del cual se es parte, siguiendo la numeración indicada escogida para el esquemático de la Figura 25, y finalmente para concluir el nombre se agrega la letra haciendo referencia a que dicho elemento de potencia pertenece a la etapa P del circuito. Luego de que se define el nombre, en ambos se casos de colocan los nodos entre los cuales se colocará el elemento, por lo que para mayor claridad y entendimiento de la ubicación de los elementos, se recomienda observar el circuito resultante. Para los diodos, finalmente se define el tipo de diodo o el modo de operación del diodo dentro del código mediante el comando "dmod", mientras que para los switches se realiza lo mismo con el comando "smoduña vez que se definieron los nodos en los cuales se medirá la tensión que controlará dicho switch.

De una manera muy similar a la anterior, en la Figura 8, se muestra la definición de los elementos del circuito encargados de simular el comportamiento de los SCR de la etapa N. En cuando a la definición del nombre siguen el

mismo código explicado anteriormente, con la ligera diferencia de que esta vez están nombrados con la letra N para hacer referencia a la etapa a la cual pertenecen. Sin embargo, este es el único cambio que se nota respecto a la definición de componentes anterior. También es importante mencionar que para la definición de la carga se utilizó el código “r_load 5 8 {carga}”, en el cual se define una resistencia (motivo por el cual el nombre empieza con la letra “r”) que toma el valor que se asignó al inicio al parámetro de carga. Dicha resistencia se ubica entre los nodos 5 y 8, los cuales, para mejor interpretación visual, se pueden observar en la Figura 25.

```
sw1p 1 4 18 0 smod
dio1p 4 5 dmod
sw3p 2 6 19 0 smod
dio3p 6 5 dmod
sw5p 3 7 20 0 smod
dio5p 7 5 dmod
sw2p 8 9 21 0 smod
dio2p 9 1 dmod
sw4p 8 10 22 0 smod
dio4p 10 2 dmod
sw6p 8 11 23 0 smod
dio6p 11 3 dmod
```

Figura 7. Código para los componentes de la etapa P del circuito.

```
sw1n 5 12 24 0 smod
dio1n 12 1 dmod
sw3n 5 13 25 0 smod
dio3n 13 2 dmod
sw5n 5 14 26 0 smod
dio5n 14 3 dmod
sw2n 1 15 27 0 smod
dio2n 15 8 dmod
sw4n 2 16 28 0 smod
dio4n 16 8 dmod
sw6n 3 17 29 0 smod
dio6n 17 8 dmod
```

Figura 8. Código para los componentes de la etapa N del circuito.

Una vez definidos los componentes que simulan el comportamiento de los SCR tanto de la etapa P como de la etapa N, se deben definir los componentes de control, que como su nombre lo dice, se encargan de controlar la commutación o no conmutación de los SCR (en este caso, los switches que controlan el flujo de corriente). Dicha definición de fuentes de control para la etapa P se muestra en la Figura 9. Acá se definen 6 fuentes de tensión cuyos nombres inician con v

(por ser fuentes de tensión) y continúan con un número, el cuál indica el número de switch que controlan y finalmente terminan con la letra p, haciendo referencia a la etapa que controlan. Seguidamente, se establecen los nodos entre los que se ubica cada fuente, sin embargo, para este caso se puede observar que ninguna fuente se conecta al nodo de referencia 0. Esto se debe a que la última fuente llamada “vc_p”, cuya función se explica posteriormente.

Continuando con la definición de las fuentes de control, se observa que dichas fuentes se definen con el comando “pulse”, ya que se desean que sean fuentes que activen o desactiven los switches al tomar uno de los valores que tiene disponibles, cuando se encuentra en estado alto o bajo. Para la definición de dichas fuentes primero se definen los valores de tensión en bajo y en alto, los cuales son -5V y 5V respectivamente para este caso. Luego, se define el delay que tiene el pulso de cada fuente respecto a la referencia, por lo que en este caso, se utilizó la plantilla mostrada en la Figura 3 para calcular los tiempos de atraso que sufre cada uno de los dispositivos de potencia. Luego de esto, se establece 1ns como tiempo de subida y de bajada de la onda, que como se puede notar, son valores despreciables. Esto se hace debido a que la definición de estos parámetros en 0s puede causar errores en la simulación. Seguido de esto, se define el tiempo en alto del pulso, el cuál está dado por el parámetro “pw” definido como parte de los parámetros internos del circuito. Por último, se define el periodo que sigue dicha fuente, y para este caso se utiliza el periodo de la señal de entrada, ya que en estas señales se basó la definición de la activación de los dispositivos de potencia.

Ahora bien, en lo que respecta a la fuente “vc_p”, esta fuente se encarga de controlar la activación de los dispositivos de potencia de la etapa P en el semiciclo correspondiente de la señal de salida. Esta fuente se encuentra conectada a cada una de estas fuentes de control de los switches, de modo que, al tener valores inversos de tensión para los 2 estados que posee (en referencia a la tensión de las fuentes anteriores) provoca que la tensión de activación de los switches se ubique en 0V o en 10V. Dicha fuente tiene un delay de 0s, ya que la etapa P corresponde al primer semiciclo de la tensión de salida, seguido de esto, se definen los mismos tiempos de subida y bajada utilizados en las fuentes anteriores. Para este caso, la fuente utiliza como tiempo en alto al parámetro que se definió al inicio específicamente para este caso, el cual corresponde a la mitad del periodo de salida, y tiene como periodo, el inverso de la frecuencia de salida.

De manera análoga a la anterior, en la Figura 10, se muestra la definición de las fuentes de control para los dispositivos de potencia que se ubican en la etapa N. Para este caso, tanto la definición de los nombres, como de los parámetros de la fuente de pulsos siguen el mismo patrón. La diferencia más significativa se muestra en la definición de los retrasos de las fuentes, ya que para este caso se usa el parámetro de “delay_n”, el cuál fue creado específicamente para estas fuentes por los motivos que anteriormente se explicaron. Asimismo, en este bloque de código se muestra también la fuente de control general para la etapa N, la cual se definió de la misma manera que la fuente de control para la etapa P, con la ligera diferencia

de que esta fuente tiene un delay inicial debido a que el ciclo de salida N inicia luego del ciclo P.

```
v1p 18 30 pulse(-5 5 {delay_p} 1ns 1ns {pw} {periodo_in})
v3p 19 30 pulse(-5 5 {delay_p + periodo_in/3} 1ns 1ns {pw} {periodo_in})
v5p 20 30 pulse(-5 5 {delay_p + 2*periodo_in/3} 1ns 1ns {pw} {periodo_in})
v2p 21 30 pulse(-5 5 {delay_p + periodo_in/2} 1ns 1ns {pw} {periodo_in})
v4p 22 30 pulse(-5 5 {delay_p + 5*periodo_in/6} 1ns 1ns {pw} {periodo_in})
v6p 23 30 pulse(-5 5 {delay_p + periodo_in/6} 1ns 1ns {pw} {periodo_in})
vc_p 30 0 pulse(5 -5 0 1ns 1ns {pw_pn} {periodo_out}); *fuente para la fase P
```

Figura 9. Código para las fuentes de la etapa P del circuito.

```
v1n 24 31 pulse(-5 5 {delay_n} 1ns 1ns {pw} {periodo_in})
v3n 25 31 pulse(-5 5 {delay_n + periodo_in/3} 1ns 1ns {pw} {periodo_in})
v5n 26 31 pulse(-5 5 {delay_n + 2*periodo_in/3} 1ns 1ns {pw} {periodo_in})
v2n 27 31 pulse(-5 5 {delay_n + periodo_in/2} 1ns 1ns {pw} {periodo_in})
v4n 28 31 pulse(-5 5 {delay_n + 5*periodo_in/6} 1ns 1ns {pw} {periodo_in})
v6n 29 31 pulse(-5 5 {delay_n + periodo_in/6} 1ns 1ns {pw} {periodo_in})
vc_n 31 0 pulse(5 -5 {periodo_out/2} 1ns 1ns {pw_pn} {periodo_out}); *fuente para la fase N
```

Figura 10. Código para las fuentes de la etapa N del circuito.

Por último, como bloque final del código, se muestran en la Figura 11 los parámetros necesarios para la correcta simulación del modelo. Primero se definen los modelos de diodos y de switches que se van a utilizar para la simulación, con los parámetros que Pspice define de manera estándar. Luego, se define un análisis transitorio, y se finaliza con un análisis de Fourier, que para este caso, se utiliza la frecuencia de salida como fundamental ya que que está analizando la tensión de salida.

```
.model smod VSWITCH(Ron=0.001m)
.model dmod d
.tran .1ms 400ms 0ms .1ms uic
.FOUR {fout} V(5,8)
.probe
.end
```

Figura 11. Código para definir los parámetros de simulación del circuito.

Una vez planteado el comportamiento teórico del circuito, se procede a implementarlo en el software PSpice AD, del cual se obtienen tres juegos de gráficas que caracterizan el comportamiento de salida para cada carga resistiva. Las Figuras 12, 13 y 14 presentan los resultados de las resistencias de $288\ \Omega$, $82.3\ \Omega$ y $48\ \Omega$ respectivamente. En estas se observa las tres fuentes de entrada desfasadas 120° , la forma de onda de salida con su respectiva activación de los convertidores P y N para el ángulo de disparo escogido, y la gráfica que presenta la tensión RMS y potencia en la carga en orden descendiente.

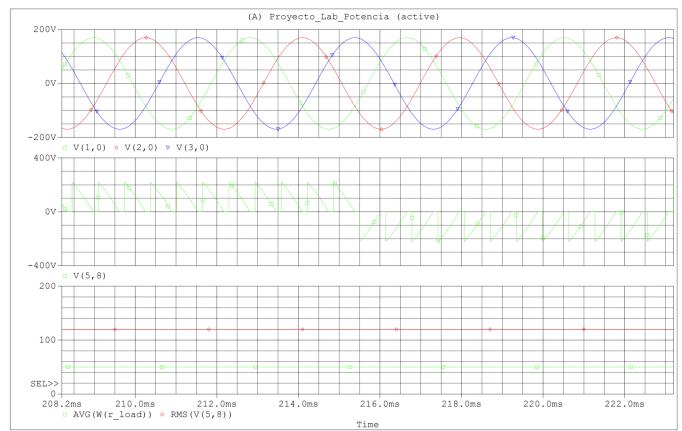


Figura 12. Resultados generales del circuito al trabajar con una potencia de 50W.

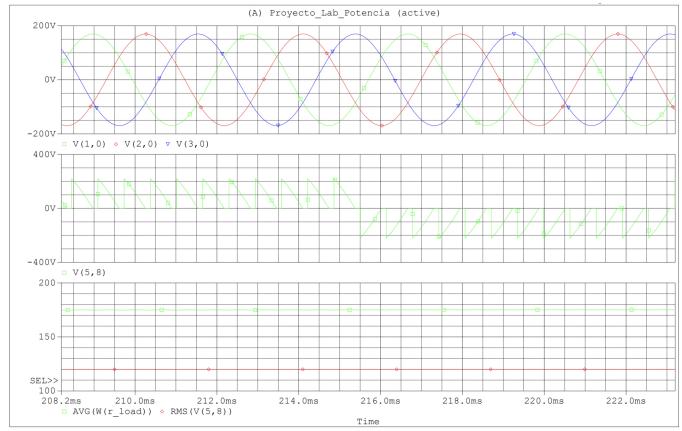


Figura 13. Resultados generales del circuito al trabajar con una potencia de 175W.

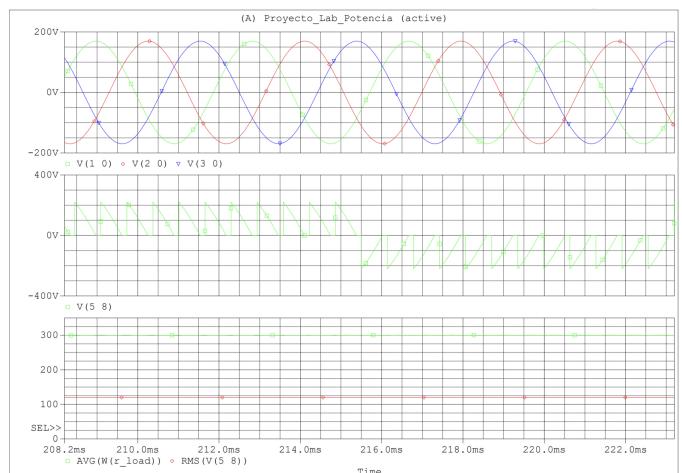


Figura 14. Resultados generales del circuito al trabajar con una potencia de 300W.

III. ANÁLISIS DE CALIDAD DE ENERGÍA

A partir del circuito simulado, se obtuvieron distintos parámetros como FP, eficiencia y THD para distintas cargas y frecuencias. Cuyo resumen de resultados se presenta en la Figura 15.

Caso Bajo-Bajo										
Potencia (W)	Resistencia (Ω)	Á. Disparo (°)	F. Entrada (Hz)	F. Salida (Hz)	Pout (±0.001) W	Vout (±0.003) V	FP	THD (fam) (%)	THD (Vout) (%)	Eficiencia (%)
50	288	131	120	30	48.910	119.794 0.41	82.24	86.42	99.76	
175	82.3	131	120	30	171.014	119.794 0.41	82.33	86.46	99.93	
300	48	131	120	30	299.103	119.794 0.41	82.35	86.47	99.94	

Caso Central-Central										
Potencia (W)	Resistencia (Ω)	Á. Disparo (°)	F. Entrada (Hz)	F. Salida (Hz)	Pout (±0.001) W	Vout (±0.003) V	FP	THD (fam) (%)	THD (Vout) (%)	Eficiencia (%)
50	288	131	260	65	50.125	119.978 0.42	80.33	88.23	99.06	
175	82.3	131	260	65	172.744	120.1 0.41	80.41	88.26	99.22	
300	48	131	260	65	300.391	119.978 0.42	80.43	88.28	99.23	

Caso Alto-Alto										
Potencia (W)	Resistencia (Ω)	Á. Disparo (°)	F. Entrada (Hz)	F. Salida (Hz)	Pout (±0.001) W	Vout (±0.003) V	FP	THD (fam) (%)	THD (Vout) (%)	Eficiencia (%)
50	288	131	400	100	51.294	120.4 0.43	82.36	92.88	98.70	
175	82.3	131	400	100	179.351	120.4 0.43	82.45	92.92	98.85	
300	48	131	400	100	307.403	120.4 0.43	82.47	92.93	98.87	

Figura 15. Tablas con los valores de los distintos factores para el análisis de la calidad de energía.

III-1. FACTOR DE POTENCIA: El factor de potencia representa la relación de la potencia promedio y la potencia aparente promedio vista desde la entrada. Para esto, se determinó la corriente de entrada RMS en una fuente a partir de la serie de Fourier que brinda PSpice, y se aplicó la ecuación 5 para las distintas relaciones de frecuencias y cargas, conociendo ya su potencia experimental de las gráficas de salida.

$$E = \frac{P}{S} = \frac{P_{out}}{I_{RMS} * V_{RMS}} \quad (5)$$

- Análisis del Factor de Potencia

Como se puede observar de manera gráfica en las Figuras 16 y 17, el factor de potencia para las 3 cargas distintas de 82.3Ω , 48Ω y 288Ω , se va a mantener dentro del mismo rango de valores para las potencias de 50W y 300W, es decir los extremos de funcionamiento del sistema, mientras que en 175W es donde hay un pequeño cambio de valor que se nota considerable en la gráfica, sin embargo, este cambio no representa una diferencia substancial, por lo que se podría decir que todos los factores de potencia para las distintas medidas son prácticamente iguales. En la figura 16, se puede observar el comportamiento del FP, cuando se gráfica vs la frecuencia de entrada.

De igual forma, se puede observar que el comportamiento del FP vs la frecuencia de salida es el mismo, por lo que se puede decir que el factor de potencia se mantiene, esto en la figura 17.

III-2. THD DE CORRIENTE DE ENTRADA: La distorsión armónica total es la forma en que una onda, se aproxime a su componente fundamental [1], esto medido con un porcentaje para determinar que cantidad de armónicos se presentan en la onda, debido a esto entonces se calcularon las diferentes distorsiones para los distintos valores de potencia y frecuencia, esto inicialmente para los valores de la corriente de entrada del circuito, esto como se observa en la figura 15.

- THD (I) 50W

Inicialmente, para una potencia de 50W, que tiene una carga completamente resistiva de 288Ω , y va a tener un ángulo de disparo $\alpha = 131^\circ$, además para la primera medición se tomó una frecuencia de entrada de 120Hz

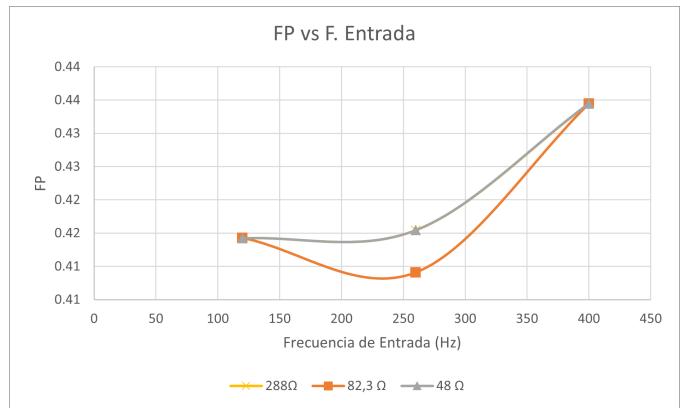


Figura 16. FP vs F. Entrada

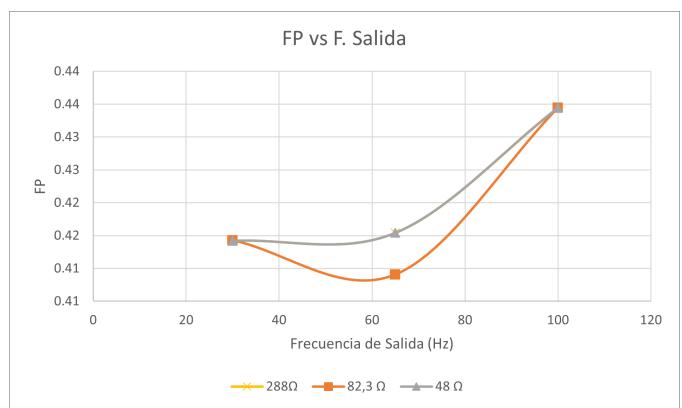


Figura 17. FP vs F. Salida.

y una de salida de 30Hz, manteniendo así la relación de 4:1, antes expuesta, por lo que con estos valores se obtuvo un THD de 82.24 %

Adicionalmente, se realiza la medición en un caso con frecuencia de entrada y de salida en un valor central, siendo estos de 260Hz y 65Hz, manteniendo los valores de resistencia y el ángulo de disparo, logrando un valor de THD de 80.33 %.

Por último, para el valor de 50W, se realizó la medición con frecuencia de entrada y de salida, con valores de 400Hz y 100Hz, siendo estos los valores más altos de las frecuencias en las que opera el sistema, de igual forma el valor de resistencia y el ángulo de disparo se mantuvieron obteniendo un valor de THD de 82.36 %.

Se puede notar como en las distintas mediciones para la carga de 288Ω , se obtuvo un THD relativamente estable sin mucha variación entre sí.

- THD (I) 175W

Siguiendo con las mediciones variando el valor de la potencia, al tener, 175W, con una carga en su totalidad, resistiva con valor de 82.3Ω , y manteniendo el ángulo de disparo de las mediciones de 50W, siendo de $\alpha = 131^\circ$, para esta medición medición se tomó una frecuencia de entrada de 120Hz y una de salida de 30Hz, obteniendo un valor de distorsión armónica total de 82.33 %

Posteriormente, se realiza la medición del caso de va-

lores de frecuencia de entrada y de salida central-central, 260Hz y 65Hz, respectivamente, para los 175W, con la resistencia y el ángulo de disparo siendo iguales, logrando un valor de THD de 80.41 %.

En la última medición de la potencia de 175W, se repiten las frecuencias de la medición final para los 50W, con valores de 400Hz y 100Hz, para las frecuencias de entrada y salida respectivamente, con esto entonces y el resto de valores iguales para las medidas de 175W, obteniendo un valor de THD de 82.45 %.

Como se observó en las mediciones con 50W de potencia, los valores se mantienen dentro del mismo margen de entre 81-83 %, lo que indica que el sistema es estable en su cantidad de armónicos, al tratar con distintas cargas.

- THD (I) 300W

Finalmente, se repiten las mediciones que se realizaron anteriormente pero con una potencia de 300W, lo que significa que su valor de resistencia de carga es de 48Ω , y mantiene el ángulo de disparo $\alpha = 131^\circ$, como los casos anteriores en la primera medición se tomó una frecuencia de entrada de 120Hz y una de salida de 30Hz, con estos valores se obtuvo un THD de 82.35 %

La segunda medición de la potencia de 300W con las frecuencias de entrada y de salida en 260Hz y 65Hz, respectivamente, y se logra un THD de 80.43 %, con valores de resistencia y ángulo de disparo igualmente de 48Ω , y $\alpha = 131^\circ$

Para la última medición que sería el caso de las frecuencias de 400Hz y 100Hz para la entrada y salida respectivamente, el valor de resistencia y el ángulo de disparo se mantuvieron igual para las mediciones de 300W anteriores, obteniendo un valor de THD de 82.47 %, y como es usual al analizar los 3 casos con una misma potencia se logra el porcentaje que sea bastante estable entre sí, indicando la poca variación del THD.

- THD (I) Análisis

De forma general, un análisis que se podría hacer es que las frecuencias armónicas que se encuentran más cercanas a la frecuencia fundamental son las que más van a afectar en su valor de THD, una posible solución a esto sería usar un filtro de reactor grande, como lo indican Azam et al, en su paper "Three to Single Phase Buck-Boost Regulated High Power Quality Cycloconverter"[3], de ahí que los porcentajes de THD sean tan elevados.

- THD (I) Gráficas

Como se puede observar en la figura 18, el comportamiento obtenido en el THD en relación a la frecuencia de entrada, es que con las 3 cargas este valor se mantiene relativamente invariable.

Mismo comportamiento se observa en la figura 19, ya que THD se mantiene muy similar al relacionarlo con la frecuencia de salida, por lo que las 3 series de cargas actúan de forma homóloga.

III-3. THD DE TENSIÓN DE SALIDA: Para este análisis de THD, se va a realizar en la tensión de la salida del sistema, tomando en cuenta las distintas cargas 50W, 175W, 300W, con los mismos casos de frecuencias que se presentaron anterior-

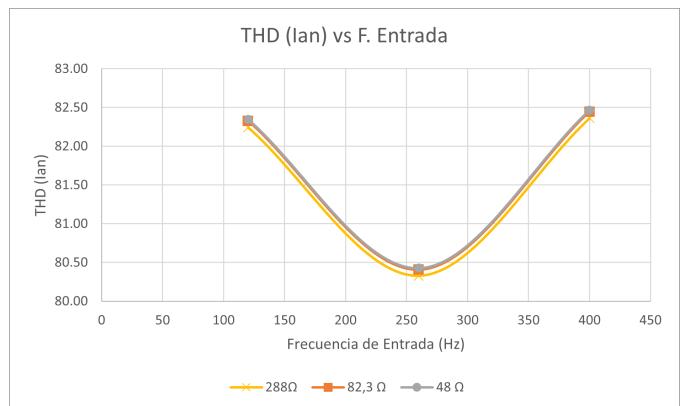


Figura 18. THD (I) vs F. Entrada

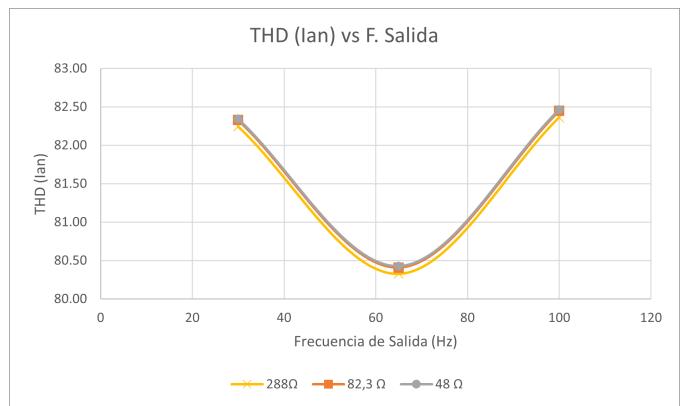


Figura 19. THD (I) vs F. Salida.

mente, para analizar como los armónicos se presentaron en las cargas, como se presenta en la figura 15.

- THD (V) 50W

Para una potencia de 50W, que tiene una carga completamente resistiva de 288Ω , y ángulo de disparo $\alpha = 131^\circ$, con una frecuencia de entrada de 120Hz y una de salida de 30Hz, manteniendo así la relación de 4:1, que se ha mantenido en las mediciones de THD, por lo que con estos valores se obtuvo un THD de 86.42 %

Seguidamente, la medición en un caso con frecuencia de entrada y de salida en un valor central, de 260Hz y 65Hz, respectivamente, manteniendo los valores de resistencia y de ángulo de disparo, logrando un valor de THD de 88.23 %.

La última medición de 50W de potencia, se realizó con frecuencia de entrada y de salida, con valores de 400Hz y 100Hz, obteniendo un valor de THD de 92.88 %, para esta última medición la carga y ángulo de disparo son los mismos que las mediciones anteriores.

Se puede ver que todas las mediciones realizadas para la potencia de 50W, se mantienen entre 86 y 93 % de distorsión armónica en sus señales.

- THD (V) 175W

Para iniciar las mediciones de 175W, con una resistencia con valor de 82.3Ω , y el ángulo de disparo de $\alpha = 131^\circ$, para esta medición se tomó una frecuencia de entrada de

120Hz y una de salida de 30Hz, obteniendo un valor de distorsión armónica total de 86.46 %

En la medición de frecuencia central-central es decir, 260Hz y 65Hz, respectivamente, para los 175W, con la resistencia y el ángulo de disparo siendo iguales, logrando un valor de THD de 88.26 %.

Para 400Hz y 100Hz, las frecuencias de entrada y salida respectivamente, se obtiene un de THD de 92.92 %, esto con las condiciones de carga determinadas anteriormente. Como se puede observar, los porcentajes nuevamente quedan entre el mismo rango para la distorsión armónica total, planteando el mismo comportamiento para una potencia distinta.

- THD (V) 300W

Para el último caso de THD, se realizaron con potencia de 300W, con carga es de 48Ω , y mantiene el ángulo de disparo $\alpha = 131^\circ$, como los casos anteriores en la primera medición se tomó una frecuencia de entrada de 120Hz y una de salida de 30Hz, con estos valores se obtuvo un THD de 86.47 %

La medición de la potencia de 300W con la frecuencias de entrada de 260Hz y de salida en 65Hz, tiene un THD de 88.28 %, donde la resistencia y el ángulo de disparo se mantuvieron iguales que el caso de baja-baja.

Para la última medición de THD, con 400Hz y 100Hz para la entrada y salida de frecuencias, respectivamente, el valor de resistencia y el ángulo de disparo se mantuvieron igual para las 2 mediciones de 300W que se realizaron antes que esta, de esto se obtiene un THD de 92.93 %.

- THD (V) Análisis

Como se puede observar, los valores del THD del voltaje de salida del sistema, es decir, el voltaje que se encuentra en la carga, se mantuvo en valores constantes del rango de 86 a 92, como se mencionó anteriormente, de igual forma este valor se toma como un valor elevado para la distorsión en esta tensión.

- THD (V) Gráficas

Como se observó para el caso de THD de la corriente de entrada, aquí el comportamiento es el mismo fundamentalmente, ya que con las 3 series de resistencias de cargas se logra el mismo comportamiento en el voltaje en función de la frecuencia, por lo que se puede decir que el sistema es estable al cambiar la carga, esto se observa en la figura 20.

Ahora, para el THD del voltaje de la carga en función de la frecuencia de salida, se observa nuevamente en la figura 21, el mismo comportamiento, ya que, con las series de cargas se logra que los valores de las gráficas se mantengan relativamente similares, demostrando que el sistema se mantiene estable.

III-4. EFICIENCIA: En el caso de la eficiencia, cuya relación se da a partir de la potencia de salida promedio y la potencia de entrada promedio. La potencia promedio de entrada se toma a partir de las tres fuentes de entrada, representando el aporte de cada una.

Los convertidores electrónicos son la mejor solución para

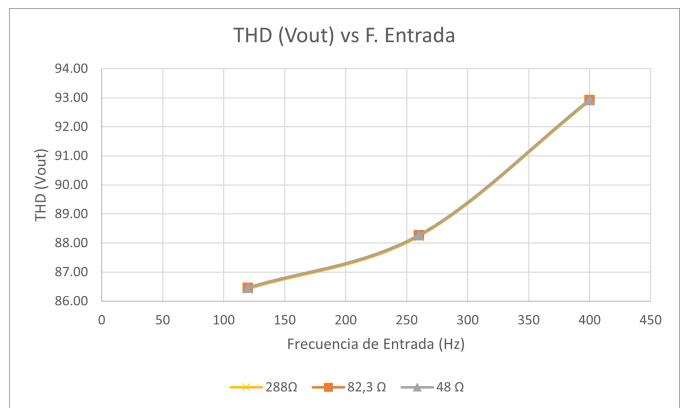


Figura 20. THD (V) vs F. Entrada

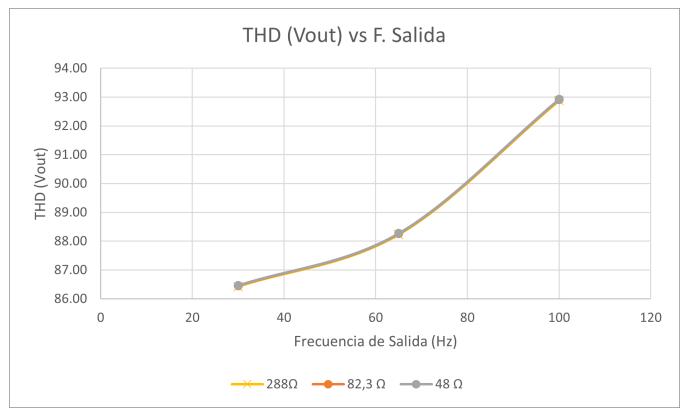


Figura 21. THD (V) vs F. Salida

los problemas de variación de frecuencia, siendo uno de los dispositivos que mejor eficiencia presenta desde el punto de vista energético.

- Análisis de la eficiencia

Al analizar que resultados se obtuvieron en la eficiencia se puede observar en las gráficas 22 y 22, se obtiene un comportamiento en el que la eficiencia de las cargas a raíz de las potencias, van a mantenerse en el mismo rango para los valores de 175w y 300w, obteniendo un poco de variación, y siendo observable en la gráfica debido a la escala que se usa sin embargo, estos valores son esencialmente iguales ya que van de 98 a 99 % resultando en poca variación de uno al otro, indicando varias cosas, entre ellas que, nuevamente el sistema se mantiene estable ante estos cambios de potencia, así como que este sistema tiene una alta eficiencia en cada una de las mediciones realizadas.

De acuerdo a lo anterior entonces, para la eficiencia, al relacionarla con la frecuencia de entrada, se obtiene el comportamiento expuesto en la figura 22.

Del mismo modo, al relacionar la eficiencia con la frecuencia de salida, se obtiene el comportamiento expuesto en la figura 23.

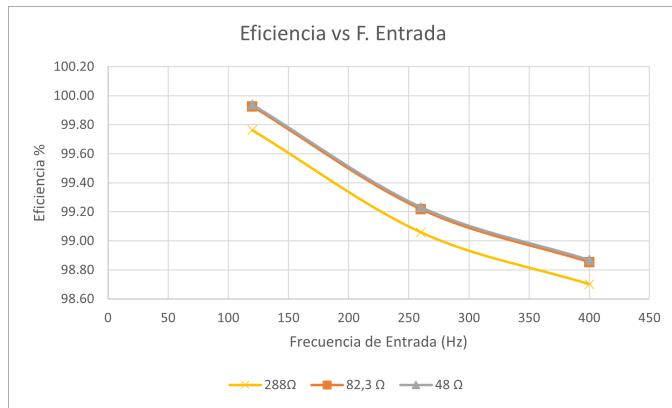


Figura 22. Eficiencia vs F. Entrada

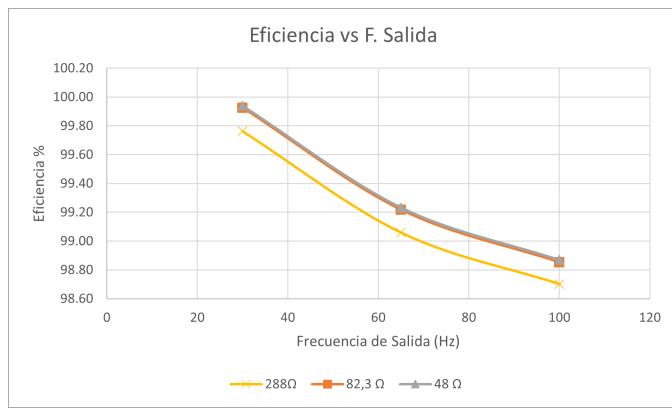


Figura 23. Eficiencia vs F. Salida

III-5. ANÁLISIS DE ARMÓNICAS EN LA SALIDA: De igual forma, como parte del estudio del cicloconvertidor, se graficaron los primeros 30 armónicos para una carga de 82.3Ω , siendo el valor de potencia de 175W, además frecuencia de entrada de 260Hz y 65Hz, esto mediante un gráfico de voltaje vs la frecuencia en que se encuentra. se puede observar como se presentan de forma normalizada en la Figura 24

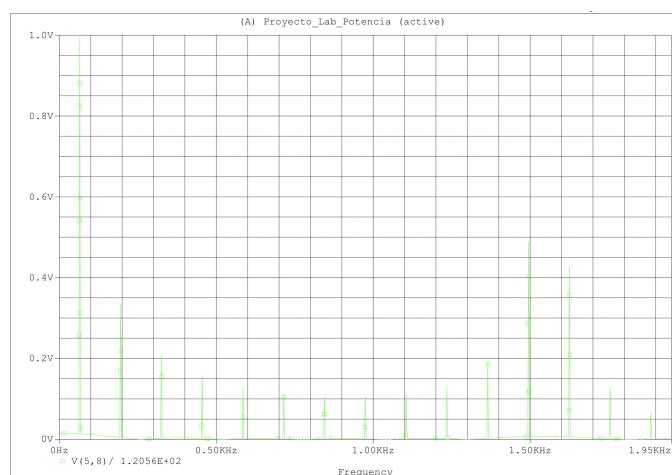


Figura 24. Armónicos para una potencia de 175W, con caso de frecuencia central-central

IV. CORRELACIONES

Primeramente, de acuerdo con la teoría ya expuesta del cicloconvertidor, para el caso $3\varnothing$ a $1\varnothing$ se obtuvo las gráficas de salida pertinentes para cada carga, cuyo valor RMS de tensión se mantiene a un valor constante de 120 V y que facilita el consumo de potencia al variar únicamente la magnitud de la resistencia, 82.3, 48 o 288Ω . Estos resultados se presentaron en las Figuras 12, 13 y 14 y se tabularon en la tabla ilustrada en la Figura 15.

Tal y como se ha expresado en secciones previas a lo largo del documento, existe variedad de cicloconvertidores según las fases a las que operan. Maamoun menciona que el número de pulsos para el control de salida, o dicho de otra forma, el número de tiristores empleados en la rectificación afecta el contenido armónico de las formas de onda de entrada y salida del cicloconvertidor. En este caso se trata de 3 a 1 fases y 6 pulsos o 12 componentes de control de potencia SCR [4].

Como se planteó en la sección de análisis de calidad de energía, la salida del cicloconvertidor está modulada para proporcionar alimentación de CA a frecuencia más baja que la frecuencia de la fuente. Eso tiene la facilidad de control continuo tanto de su salida frecuencia y voltaje, independientes si es capaz de operar con cargas de cualquier factor de potencia, incluyendo cargas regenerativas, en sus terminales de salida [4], como se pudo observar claramente en las figuras 18, 19 así también como en las figuras 20 y 21, donde al observar la forma de la función del THD de corriente de entrada o voltaje de salida se puede observar como al variar la potencia y las frecuencias se obtiene un comportamiento muy similar, demostrando que el equipo es estable en su funcionamiento.

Por otro lado, el uso de cicloconvertidores puede eliminar la necesidad de etapas intermedias, lo cual es una ventaja a la hora de proveer mayor potencia y mejorar la forma de la tensión de salida [1], de igual forma esto va a permitir que el control del cicloconvertidor sea adecuado dependiendo de las frecuencias de entrada y salida en las que se opere así como los valores de la carga. Lo cual le permite tener mejores eficiencias desde el punto de vista energético [2], aspecto que se puede corroborar en el análisis de eficiencia presentado previamente e ilustrado en las Figuras 22 y 23.

Por su parte, en cuanto a los resultados del factor de potencia, Mulford García y Caldera Llorente mencionan que es usual implementar en los cicloconvertidores filtros y circuitos correctores del factor de potencia, ya que, según el área aplicada, depende de la cantidad de armónicos generados, de la configuración del sistema y en la medida que afecte la carga [2].

Para finalizar, se observó el espectro de frecuencias para una carga de 175W y se comprobó que el cicloconvertidor $3\varnothing$ a $1\varnothing$ posee armónicas de menor amplitud a mayor frecuencia en comparación con otros equipos convertidores, lo cual permite el uso de filtros que eliminan o reduzcan la distorsión armónica que por defecto ya contienen. Este fenómeno se corrobora en la gráfica de la Figura 24.

V. CONCLUSIONES

A continuación se presentan las conclusiones más relevantes presentadas luego de la realización del proyecto.

- En el presente proyecto se estudiaron factores de energía. Entre estos se determinó que la distorsión armónica total provocada por los cicloconvertidores varía según la topología del circuito. En este caso se trató de un dispositivo con entrada trifásica y salida monofásica que, con una variación en su frecuencia, altera los parámetros de energía presentados en el informe.
- Se comprobó a partir del ambiente de simulación PSpice que los convertidores se tratan de dispositivos electrónicos capaces de suministrar tensiones y frecuencias de variables, lo cual les da importancia para muchas aplicaciones de potencia y control.
- Al observar el comportamiento del THD del sistema en las distintas pruebas realizadas, se puede concluir que, aunque se tiene que las cargas y las potencias varían, el comportamiento de los armónicos se mantiene relativamente estable al compararlas entre sí. Aspecto característico de dichos sistemas de potencia.
- Este dispositivo facilita que la potencia de CA a una frecuencia sea convertida directamente a una potencia de CA a otra frecuencia sin ninguna etapa de CD intermedia.
- A partir de la variación de resistencias de carga, y aplicar un único ángulo de disparo estratégico para todos los SCR, se logró obtener tensiones de salida estables a 120 VRMS y regular la entrega de potencia a distintas frecuencias de entrada y salida.

REFERENCIAS

- [1] M. Rashid, *Power Electronics: devices, circuits and applications*, 4th ed. Harlow: Pearson Education Limited, 2014, pp. 601-608.
- [2] E., E. Mulford García y R., D. Caldera Llorente, "Diseño y Validación de un Cicloconvertidor Trifásico a Monofásico, Mediante Control Trapezoidal y Microcontroladores", Trabajo de Grado, Departamento de Ingenierías Eléctrica Y Electrónica, Universidad Tecnológica de Bolívar, Cartagena de Indias D.T. Y C., 2008.
- [3] M. Ali Azam, Ahmed Nasim Azad, Hossain Toufiq Imam, M. Ashfanoor Kabir, M. Nasir Uddin and M. A. Choudhury, "Three to single phase buck-boost regulated high power quality Cycloconverter,"*IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies*, 2012, pp. 1-6, doi: 10.1109/ISGT-Asia.2012.6303164.
- [4] A. Maamoun, "Development of cycloconverters,"*CCECE 2003 - Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering. Toward a Caring and Humane Technology (Cat. No.03CH37436)*, 2003, pp. 521-524 vol.1, doi: 10.1109/CCECE.2003.1226450.

VI. ANEXOS

VI-A. ESQUEMÁTICO DEL CIRCUITO

La Figura 25 presenta el resultado del esquemático implementado en PSpice AD con sus respectivos nodos y elementos.

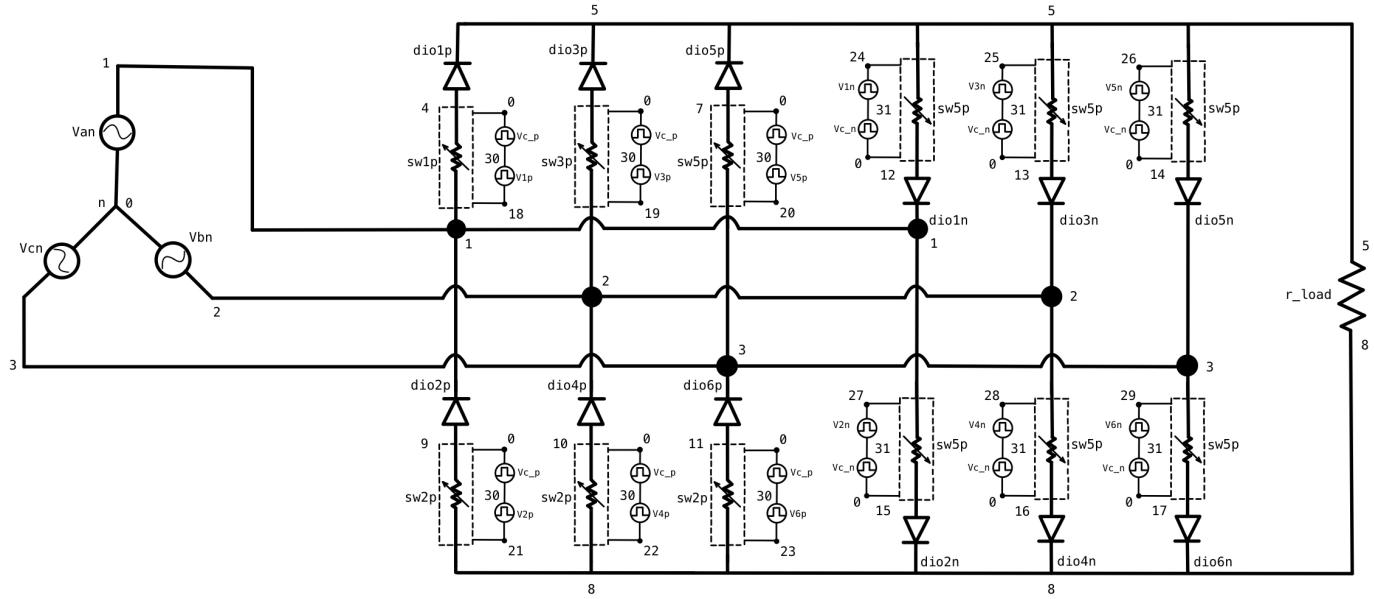


Figura 25. Esquemático del circuito.

VI-B. RESUMEN AUDIOVISUAL DEL PROYECTO

El siguiente enlace redirecciona a un resumen del proyecto presentado en formato audiovisual.

Explicación Proyecto Lab. Electrónica Potencia Navarro, Naranjo, Dittel, IIS 2021 [YouTube], 2021. <https://youtu.be/Z4cibEQ8jDw>