

# Convertidor DC-AC monofásico

Quiroga Miguel, Cáceres Sebastián, García Santiago  
{u1803264, u1803245, u1803154}@unimilitar.edu.co

Profesor: Niño Luis Francisco

**Resumen**—En el documento a continuación se hará una breve presentación del diseño de un convertidor DC-AC monofásico, en configuración semi-puente, para la alimentación de un motor AC. Para esto se realiza un breve bagaje para conceptualizar componentes vitales para el desarrollo del convertidor, seguido de una etapa de especificación de características de los mismos en base a los requerimientos del aplicativo, mostrando finalmente, un desarrollo por simulación de trabajo conjunto en proteus.

**Palabras claves**—IR2106, inversor, IGBT.

## I. OBJETIVOS

- Diseñar un convertidor DC-AC configuración medio puente, para motor AC monofásico.
- Comprobar su rendimiento, armónicos y THD.
- Determinar las características eléctricas del inversor y parámetros de calidad.

## II. MARCO TEÓRICO

### 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.

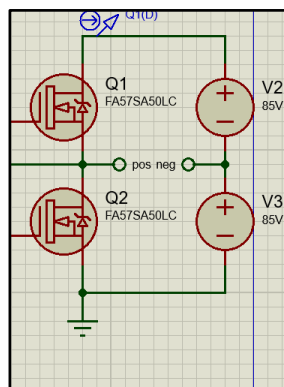


Figura 1. Esquema de convertidor DC-AC semi-puente.

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.

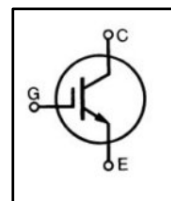


Figura 2. Símbolo de dispositivo IGBT.

## III. DESARROLLO

### Requerimientos:

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 convertor.

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.

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

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

### Diseño 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 estipulo una corriente de 26 A. Con esto se determina que la resistencia es de  $2.7 \Omega$  y  $10 \text{ mH}$  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  $600 V_{CES}$  con una corriente de trabajo de 31 A, siendo la corriente pico máxima de 62 A. Asimismo, para su conmutación de 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.

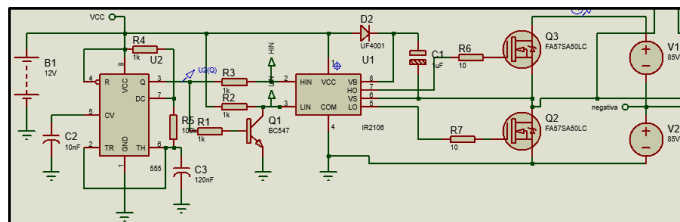


Figura 3. Circuito inversor semi-puente.

### 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:

$$t_{alto} = \ln(2) * (R_1 + R_2) * C \quad (3)$$

$$t_{bajo} = \ln(2) * R_2 * C \quad (4)$$

$$f = \frac{1}{\ln(2) * (R_1 + (2 * R_2)) * C} \quad (5)$$

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

$$R_1 = 1k\Omega \quad R_2 = 100k\Omega \quad C_1 = 120nF$$

Cabe aclarar que para que haya un buen desempeño en el circuito los trenes de pulsos tienen que estar desfasado  $180^\circ$  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 menciono 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.

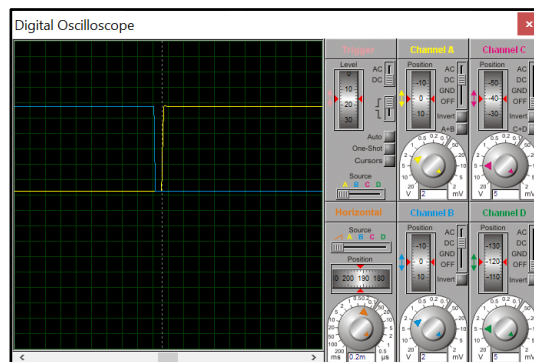


Figura 4. Tiempo muerto para protección contra corto circuito.

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.

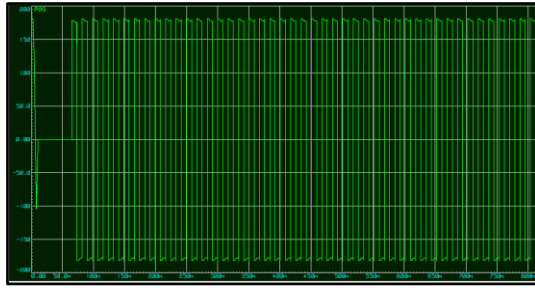


Figura 5. Salida del inversor sin filtrado.

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  $\mu\text{H}$  previo a la carga, con el que se obtiene la señal que se muestra en la figura 6.

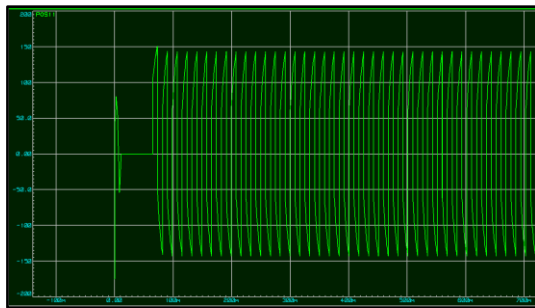


Figura 6. Salida del inversor filtrada.

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.

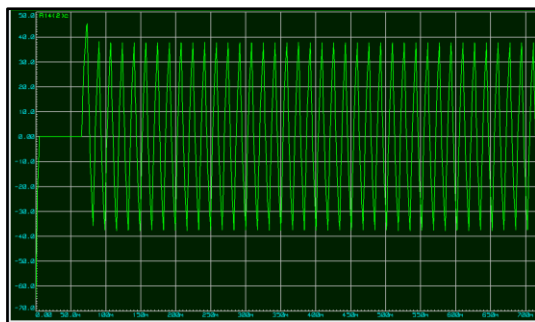


Figura 7. Corriente del inversor filtrada.

Se obtiene el análisis espectral de las señales de voltaje y corriente para observar de manera mas 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 grafica superior la correspondiente a la corriente y la inferior a voltaje. Véase figura 8.

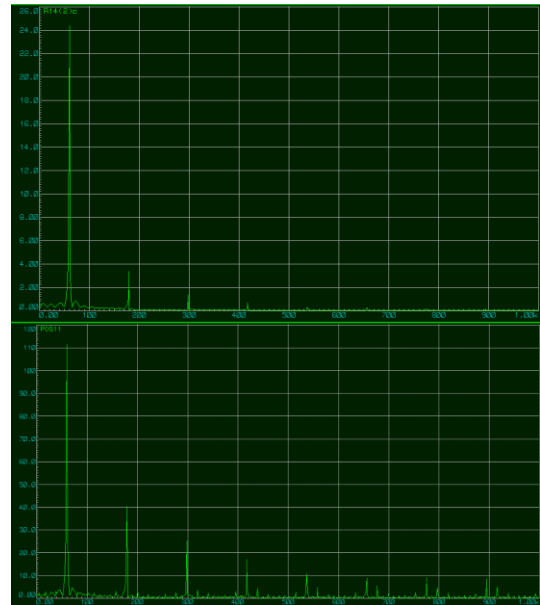


Figura 8. Análisis espectral para las señales en la carga.

### Otros abordajes:

Dado el comportamiento en voltaje se busca como alternativa emplear un modo de conmutación 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 genero una distorsión armónica mucho mas elevada que la que se mostro anteriormente, y que se puede observar en la figura 9.

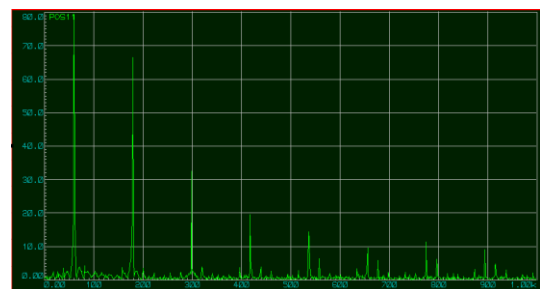


Figura 9. Análisis espectral para sinusoidal modificada.

De igual manera se muestra que en corriente la distorsión se hace mucho mas 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.

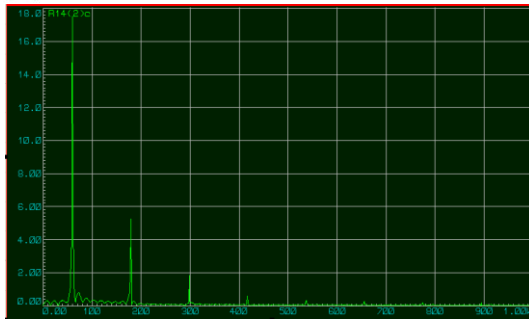


Figura 9. Análisis espectral para sinusoidal modificada en corriente.

### Calidad de energía:

Se desarrollo 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].

$$THD = \frac{1}{I_{1RMS}} \sqrt{\sum_{n=2}^n I_{1RMS}^2} \quad (6)$$

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.

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

$$FP = \frac{P}{V_{RMS} * I_{RMS}} \quad (8)$$

$$FP = \frac{P}{180 * 12} = 0.97 \quad (9)$$

### IV. 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