

Desarrollo de un Sistema de Inversión y Rectificación de Potencia con Tecnología Clase E y Transistores GaNFET.

Juan J. Berger ^{ab*}, Martín A. Berger ^{ac}, Roberto E. Carballo ^{ab}, Ricardo A. Korpys ^a

^a Universidad Nacional de Misiones, Facultad de Ingeniería, Oberá, Misiones, Argentina.

^b Instituto de Materiales de Misiones (IMAM-GIDE)– CONICET, Oberá, Misiones, Argentina.

^c LABSE, FI-UNaM, Juan Manuel de Rosas 325, Oberá, Misiones, Argentina

e-mails: juanjoseberger1999@gmail.com, martinberger090@gmail.com, robertocarballo@fio.unam.edu.ar, korpys@fio.unam.edu.ar

Resumen

Este trabajo presenta un sistema de inversión y rectificación de potencia para transformar energía eléctrica de corriente continua (CC) a diferentes valores de tensión y corriente en CC. Utilizando topologías clase E, se diseñan un inversor y un rectificador que minimizan las pérdidas de conmutación y maximizan la eficiencia. Para ello, se emplea un transistor de efecto de campo basado en nitruro de galio (GaNFET), que permite una menor resistencia de conducción y conmutar a frecuencias más altas que los MOSFET convencionales, alrededor de 2 MHz. El control del sistema se realiza manipulando la frecuencia de conmutación y el ciclo útil del GaNFET para mantener constante la tensión de salida y limitar la potencia de salida a menos de 10 W. La energía se convierte de CC a corriente alterna (CA) mediante el inversor y luego se rectifica de nuevo a CC, ajustando la amplitud y frecuencia de la CA para mantener la salida constante.

Palabras Clave – Convertidor CC-CC, Inversor, Rectificador, GaNFET, Control de tensión y corriente, Alta frecuencia.

1 Introducción

En el presente trabajo se desarrolla un sistema de inversión y rectificación de potencia, con el propósito de que el mismo permita transformar energía eléctrica en forma de corriente continua (CC) al mismo tipo de energía, pero con un valor diferente de tensión y corriente.

Para ello:

- Se diseña un inversor junto un rectificador con topologías clase E, con el objetivo de lograr que sus componentes no lineales, como transistores y diodos, conmuten con un bajo valor de tensión y en consecuencia disminuir las pérdidas de conmutación asociadas a los mismos, maximizando la eficiencia de todo el sistema. En línea con este último objetivo, se utiliza como dispositivo principal un transistor de efecto de campo (FET) basado en Nitruro de Galio (GaN) dado que su resistencia de conducción es menor que la de los transistores basados en la unión de Metal-Oxido Semiconductor (MOS) [1].
- Se utiliza una frecuencia de conmutación del orden de los 2 MHz con el objetivo de minimizar el tamaño de capacitores e inductores y aprovechar la posibilidad que brinda el transistor GaNFET de conmutar a una mayor frecuencia que los MOSFET [1].
- Se controla el sistema manipulando la frecuencia de conmutación (F_{sw}) y el ciclo útil (D) del GaNFET para lograr que la tensión de salida (V_{out}) permanezca constante ante

* juanjoseberger1999@gmail.com 1

variaciones de carga. También, se controla el sistema para lograr mantener la potencia de salida (P_{out}) en menos de 10 W .

En función de las especificaciones mencionadas anteriormente, se propone diseñar el sistema que se observa en la Fig. 1. El mismo consiste en un convertidor de energía, donde la conversión está en el nivel de V_{out} respecto de la tensión de entrada (V_{in}). Para ello, se toma energía eléctrica de una fuente de CC y mediante el inversor se logra transformar la forma de la energía pasando de CC a corriente alterna (CA). Además de la forma, se puede manipular la amplitud y frecuencia de dicha CA mediante el D y la F_{SW} con la que se acciona al GaNFET. Luego, se vuelve a transformar la energía eléctrica mediante el rectificador pasando de CA a CC , donde el nivel de V_{out} dependerá de la amplitud y la frecuencia de la CA . Por último, la V_{out} se realimenta, mediante un sensor, al circuito de control que modifica el D y la F_{SW} para lograr mantener constante la V_{out} .

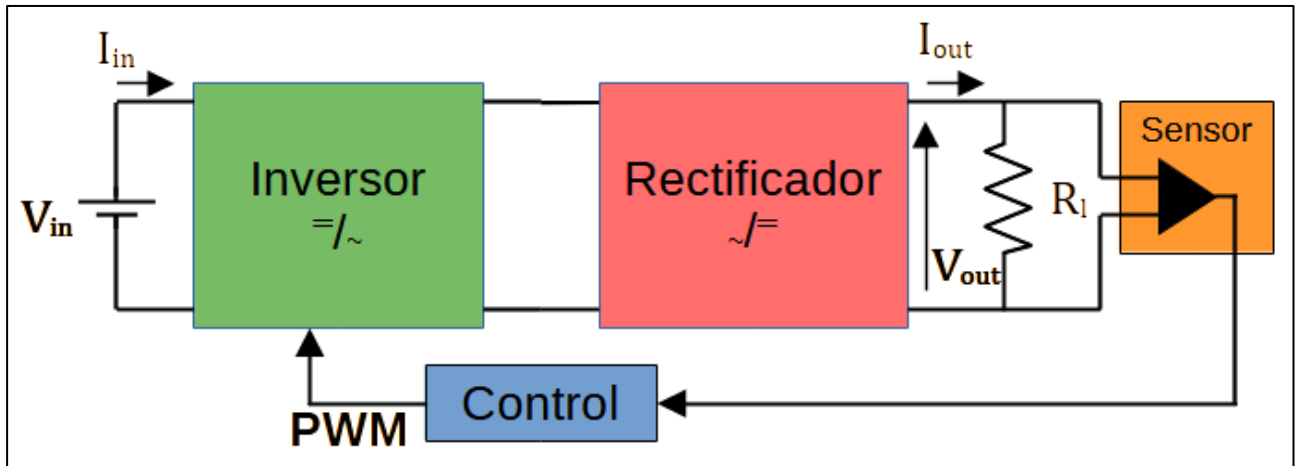


Fig. 1. Diagrama de Bloques del sistema.

2 Topologías Clase E

En general, hay 2 ideales que persiguen las topologías clase E:

- Trabajar en alta frecuencia, en el orden de 1 MHz o superior. Pensando en un modelo simplificado de una llave electrónica, esto quiere decir que, el GaNFET debe abrirse y cerrarse, impidiendo y permitiendo que, por el mismo, circule corriente en un lapso de tiempo del orden de los 500 ns para una $F_{SW} = 2\text{ MHz}$. Esto último, evitando trabajar en su zona lineal, es decir, pasando de su zona de corte a saturación. Cuando hablamos de conmutación, hacemos referencia justamente a accionar de esta forma una llave electrónica.
- Mejorar la eficiencia obtenida con las topologías antecesoras, principalmente las topologías clase D que siguen el primer ideal. Para ello, la mejora que se propone es utilizar técnicas de conmutación suave mediante la incorporación de elementos pasivos, como

capacitores, en ubicaciones específicas dentro del circuito, como conectarlo en paralelo al transistor.

Existen varias topologías Clase E para inversores y rectificadores, de todas ellas, las más compatibles para construir el convertidor son el inversor de conmutación a tensión cero (ZVS) y el rectificador de baja deriva de tensión con capacitor paralelo. A continuación, se describen los mismos.

2.1 Inversor ZVS.

Los inversores ZVS de Clase E son los más eficientes conocidos hasta ahora. Las formas de onda de corriente y voltaje del transistor se desplazan con respecto al tiempo para producir una eficiencia muy alta del inversor. En particular, el interruptor se enciende a voltaje cero si los valores de los componentes del circuito resonante se eligen correctamente. Dado que las formas de onda de corriente y voltaje del interruptor no se superponen durante los intervalos de tiempo de conmutación, las pérdidas de conmutación son prácticamente nulas, lo que produce una alta eficiencia.

El circuito básico del inversor ZVS Clase E se muestra en la Fig. 1. Consiste en un transistor de potencia, que sería el GaNFET aunque el símbolo es de un MOSFET (que funciona como un interruptor), un circuito resonante en serie $L - C - R_i$, un condensador de derivación C_1 y un inductor de estrangulación L_f . El interruptor se enciende y apaga a la frecuencia de funcionamiento f determinada por un controlador. La red de carga se caracteriza por dos frecuencias de resonancia y dos factores de calidad de carga, estos son los que se expresan en las ecuaciones (1) a la (4).

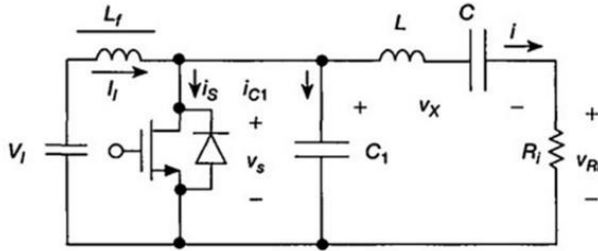


Fig. 2. Circuito básico del inversor clase E de conmutación a tensión cero.

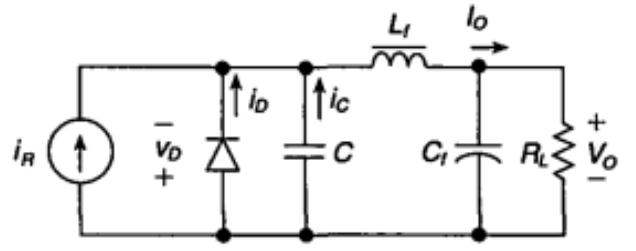


Fig. 3. Circuito básico del rectificador Clase E de baja deriva de tensión con capacitor paralelo.

$$f_{01} = 1/2\pi\sqrt{LC} \quad (1)$$

$$Q_{L1} = \omega_{01}L / R_i = 1/\omega_{01}C R_i \quad (2)$$

$$f_{02} = 1/2\pi\sqrt{LC1 / (C + C1)} \quad (3)$$

$$Q_{L2} = \omega_{02}L / R_i = 1/(\omega_{02}LC1 / (C + C1)) \quad (4)$$

Si la frecuencia de funcionamiento f es mayor que la frecuencia de resonancia f_{01} , el circuito resonante en serie $L-C-R_i$ representa una carga inductiva a la frecuencia de funcionamiento f . Por lo tanto, la inductancia L se puede dividir en dos inductancias, La y Lb , conectadas en serie de tal manera que $L = La + Lb$, siendo La resonante con C a la frecuencia de funcionamiento f , es decir $\omega = 1/\sqrt{LaC}$. El factor de calidad de carga definido en la frecuencia de funcionamiento es:

$$Q_L = \frac{1}{\omega C R_i} + \frac{\omega L_b}{R_i} \quad (5)$$

El voltaje v_s a través del interruptor y la capacitancia de derivación C_1 es cero cuando se enciende el interruptor. Por lo tanto, la energía almacenada en la capacitancia de derivación C_1 es cero en ese momento, lo que produce cero pérdidas de conmutación de encendido. Por lo tanto, la condición ZVS se expresa mediante:

$$v_s(\pi) = 0 \quad (6)$$

El inductor de estrangulador L_f fuerza una corriente continua I_l . Para lograr el encendido del interruptor de conmutación de voltaje cero, la frecuencia de funcionamiento $f = \omega / 2\pi$ debe ser mayor que la frecuencia de resonancia f_{01} . Sin embargo, la frecuencia de funcionamiento f suele ser inferior a f_{02} . La forma de la forma de onda de la corriente i depende del factor de calidad de carga Q_L . Si Q_L es alta (es decir, $Q_L > 2, 5$), la forma de la forma de onda de la corriente i es aproximadamente sinusoidal. Si Q_L es bajo, la forma de onda de la corriente i se acerca a una función exponencial. La combinación del inductor de estrangulamiento y el circuito resonante serie $L - C - R_i$ actúa como una fuente de corriente cuya corriente es $I_l - i$. Cuando el interruptor está encendido, la corriente $I_l - i$ fluye a través del interruptor. Cuando el interruptor está apagado, la corriente $I_l - i$ fluye a través del condensador C_1 , produciendo el voltaje a través del condensador de derivación C_1 y el interruptor. Por lo tanto, el condensador de derivación C_1 da forma al voltaje a través del interruptor.

Para la comprobación del funcionamiento del inversor de conmutación a tensión cero, se realiza una simulación en el software LTSPICE, los valores de los componentes siguen las ecuaciones expresadas en el libro [2] desde la pagina 336 ecuación 12.1 hasta la pagina 349 ecuación 12.33, estas fueron introducidas en un código en el lenguaje de programación Python para obtener los valores numéricos según los parámetros fijos impuestos para el diseño, entre ellos, una frecuencia de conmutación de 2 MHz y una resistencia de carga de 5,71 Ω (resistencia de entrada de un rectificador).

2.2 Rectificador de baja dv/dt con C paralelo.

Los rectificadores cumplen la función de convertir la forma de la energía eléctrica de CA a CC . Esto lo hacen mediante las topologías clase E que surgieron como una propuesta de alta frecuencia, gran eficiencia y bajo ripple. De las topologías analizadas hay dos grandes grupos en función de la técnica de conmutación suave que utilizan. Estos son, los que conmutan a una baja dv/dt o una baja di/dt . Además, cada uno de estos se pueden dividir en otros dos casos en función de que presenten un circuito resonante, un capacitor o inductancia en paralelo o en serie en la entrada o salida del propio rectificador.

En la Fig. 3 puede observarse el esquema de circuito de este rectificador junto con el comportamiento de las principales corrientes y tensiones del mismo. Dicho rectificador consiste en un diodo, un capacitor de shunt C , un filtro de salida pasa bajos de segundo orden $L_f - C_f$ y la resistencia de carga R_1 a la que se suministra la energía eléctrica en forma de CC .

El rectificador es accionado por una fuente de corriente sinusoidal i_R y puede acoplarse a la fuente de CA con un transformador. El condensador shunt C da forma al voltaje a través del diodo de tal manera que el diodo se enciende y apaga a baja dv/dt . Una ventaja importante del rectificador es que la capacitancia de unión del diodo, la capacitancia de salida del devanado del transformador y la capacitancia del devanado del inductor L_f del filtro se absorben en la capacitancia de shunt C . La capacitancia del devanado del inductor de filtro L_f está incluida en C porque el condensador de filtro C_f es casi un cortocircuito ideal para la componente de CA. El filtro de salida $L_f - C_f$ garantiza que la ondulación en el voltaje de salida, el ripple, esté por debajo de un nivel especificado. La frecuencia de resonancia del filtro es, $f_0 = 1/(2\pi\sqrt{L_f C_f})$, es independiente de la resistencia a la carga $R1$, que es una característica deseable del filtro. Cuando el diodo está polarizado en directa, por este circula una corriente que es la diferencia entre la fuente de corriente y el filtro de salida $L_f - C_f$. En cambio, cuando el diodo está polarizado en inversa dicha corriente circula por el capacitor de shunt que a su vez impone la tensión inversa en el diodo, v_D . Esta última tensión, debe ser cercana a 0 V en el momento que la corriente i_R en su semiciclo negativo alcance el valor de la corriente de salida, porque de lo contrario, no se logra una conmutación suave. Respecto a la otra conmutación, de directa a inversa, como la corriente que circula en el capacitor C es nula, su tensión también lo es y, por ende, su dv/dt también es nula logrando una conmutación suave.

A partir de las expresiones presentadas en la [2], desde la pagina 75 ecuación 4.7 hasta la pagina 89 ecuación 4.26, y de los objetivos del proyecto, se deducen relaciones que permiten calcular los valores de los componentes del circuito.

3 Diseño del Prototipo.

Con la topología seleccionada se da comienzo al diseño del primer prototipo donde se utilizarán principalmente el GaNFET TPH3207WS [3] y el Driver SI8235AB [4]. Cabe resaltar que la función de este último es accionar al transistor en función de una señal modulada por ancho de pulso (*PWM*) y dicha señal es una de las entradas del convertidor o la salida del circuito de control.

El esquema de circuito de todo el convertidor se puede dividir en 4 grandes etapas que son: la de regulación de tensiones, de driver, de inversor y de rectificador. A continuación, se describen cada una de ellas.

El driver seleccionado es el SI8235AB [4] fabricado por SKYWORKS donde el mismo consiste en dos controladores aislados independientes. La corriente máxima que puede suministrar es de 4 A y operan a una tensión máxima de 24 V. Este driver posee una tecnología de aislación a base de silicio que brinda una protección superior a 5 kV eficaces. Como el mismo presenta tiempos de subida y de bajada de unos 12 ns se espera que pueda trabajar a 2 MHz. Se puede apreciar la disposición de pines del mismo en la Fig. 4 y su diagrama de bloques en la Fig. 5.

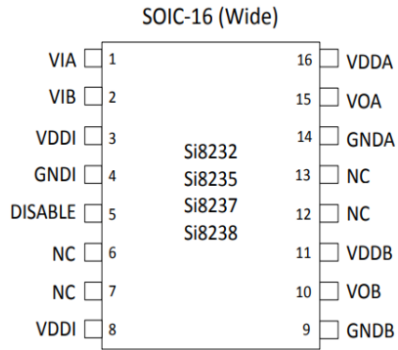


Fig. 4. Disposición de pines del driver.

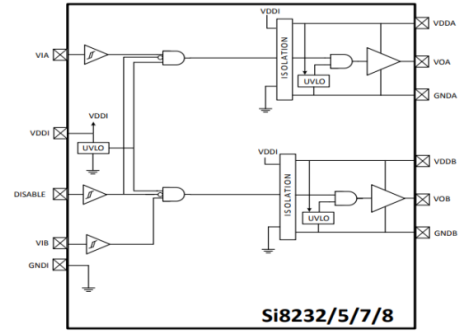


Fig. 5. Diagrama de bloques del driver.

3.1 Etapa Reguladores de Tensión

La primera de estas etapas es toda la etapa de regulación de tensiones que se puede observar en la Fig. 6. En dicha figura se puede observar que el circuito se alimenta de una tensión V_{IN} que puede tomar valores en el rango de los 18 V a 25 V a través de la bornera J1. Seguido de la bornera, se observan dos diodos rectificadores, uno conectado en serie con la bornera y otro en antiparalelo. El objetivo del diodo D6 es evitar que por la fuente circule una corriente negativa, es decir, protege a la fuente de alimentación. En cambio, el diodo D5 tiene por objetivo polarizarse en directa cuando la fuente se conecte de forma inversa, es decir, protege al circuito ante una inversión de polaridad provocándole un cortocircuito a la fuente de alimentación. Después de los diodos se puede observar el primero de una serie de puntos de prueba o "test point", (TP). Estos puntos de prueba se diseñan con el propósito de facilitar la conexión de las puntas del osciloscopio para observar el comportamiento de las señales en diferentes puntos del convertidor. Por último, se observan los reguladores de tensión conectados en cascada junto con capacitores de filtrado.

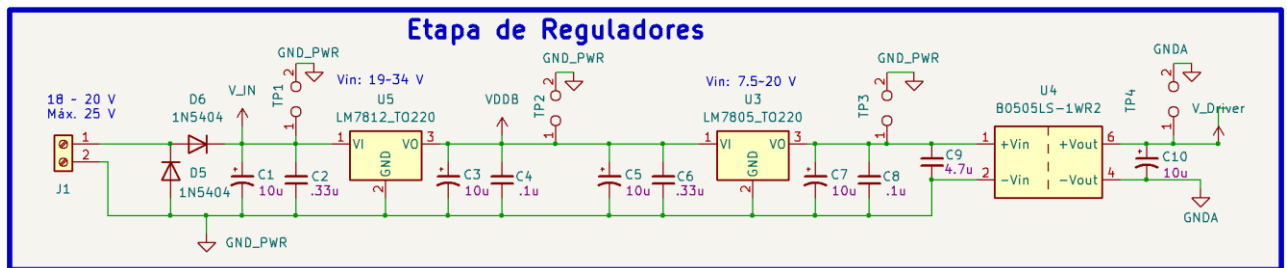


Fig. 6. Esquemático del convertidor-Etapa de Reguladores de Tensión.

3.2 Driver

La segunda de estas etapas son todas las conexiones relacionadas al driver que se puede observar en la Fig. 7. En dicha figura, se puede ver toda la parte de control del driver se alimenta con la tensión V_{Driver} de 5 V aislados. También, se observa una entrada del tipo SMA que hace referencia a la señal

IN_{PWM} que es donde se conectará un generador de señales. Además, está presente una segunda bornera $J8$ que sirve como entrada digital para deshabilitar la salida driver y cuenta con una interfaz de potencia compuesta principalmente por un transistor NPN BC337. Por otro lado, toda la parte derecha de la conexión hace referencia a la salida del driver y sigue el esquema presentado en la nota de aplicación del driver [5]. La única excepción a esto es la resistencia $R7$ que se pretende utilizar como alternativa de conectar directamente la salida del driver a la puerta del GaNFET.

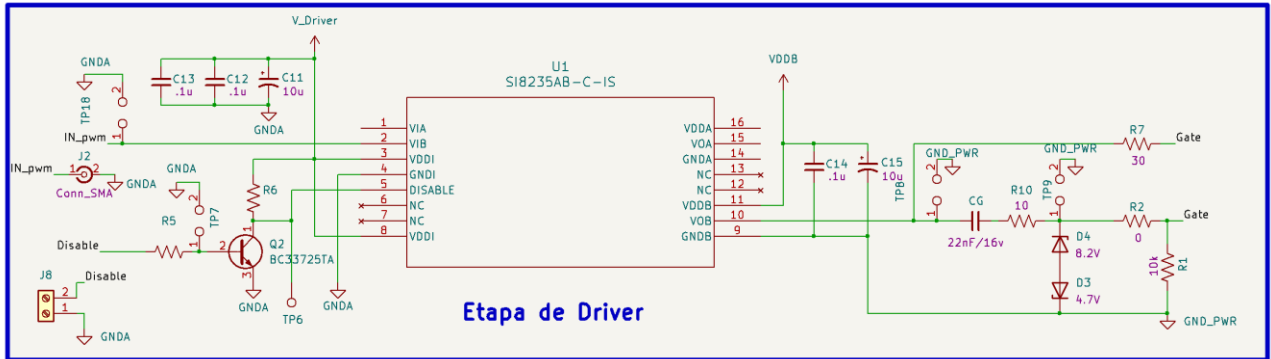


Fig. 7. Esquemático del convertidor-Etapa de Driver.

3.3 Inversor-Rectificador

Las últimas etapas son todas las conexiones relacionadas al Inversor y Rectificador que pueden observarse en la Fig. 8. En dicha figura, se puede ver que el inductor de choke L_{inv} se conecta a la fuente de tensión V_{IN} que no está regulada. Seguido de este inductor se puede observar una bornera $J6$ cuya función es permitir realizar una prueba de conmutación conectando una lampara en vez del resto del circuito del inversor y rectificador. En el caso de que se cortocircuiten los tres pines de dicha bornera, quedara el circuito listo para probar el convertidor. También, se observa otra bornera $J3$ que permite desconectar al inversor del rectificador y probar solo el inversor. Además, con la bornera $J5$ se puede conectar una carga para el rectificador que sería la carga de todo el convertidor. Por último, se pueden observar los valores comerciales adoptados para los capacitores y los valores finales de los inductores.

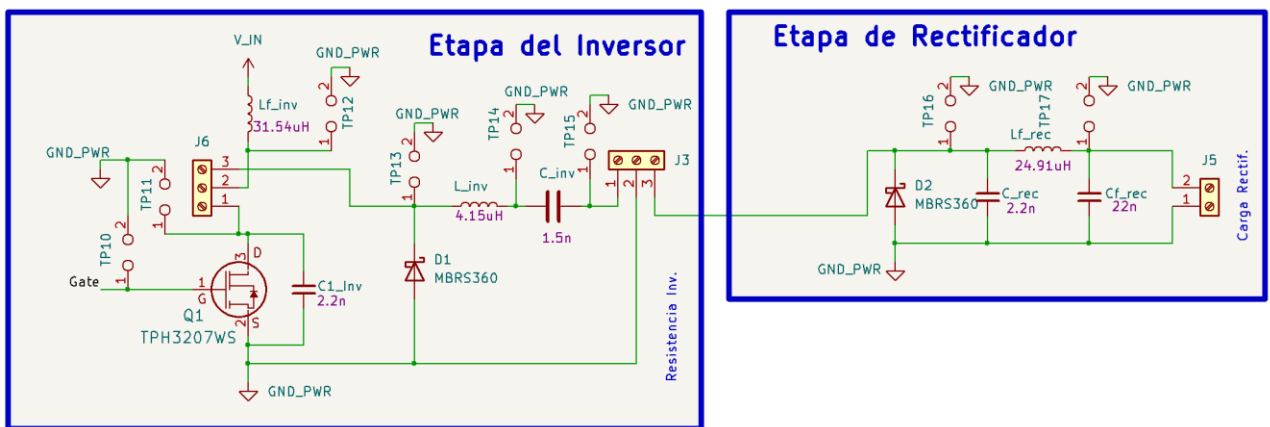


Fig. 8. Esquemático del convertidor-Etapa de Inversor y Rectificador.

3.4 PCB

Una vez realizado el esquema de circuito se procedió al diseño del PCB para obtener las máscaras del circuito que se utilizaron para que, mediante el método de "planchado", transferir la tinta al cobre y evitar que dicha parte del circuito sea atacada por el Cloruro Férrico formando finalmente las conexiones del circuito. En la Fig. 9 puede observarse una vista superior de como quedo montado finalmente el convertidor.



Fig. 9. Placa Convertidor CC/CC topología clase E

4 Resultados en simulación

Con el propósito de realizar una predicción de cómo funcionará el convertidor y sintonizar un punto de funcionamiento, se realizaron las siguientes simulaciones con ayuda del software LTspice [6]. En la Fig. 10 puede observarse que manipulando la frecuencia de conmutación de la llave y el ciclo útil dentro del rango que abarca la zona óptima, se pueden obtener tensiones de salida que parten desde un mínimo de 5 V hasta un máximo de 12 V. El solo hecho de que se pueda hacer esto, confirma dos cosas importantes. La primera es que, el convertidor funciona dado que se logra convertir un nivel de tensión *CC* de 18 V a otro nivel de tensión de *CC* dentro del rango anteriormente mencionado. La segunda es que, debido a que existe un rango de tensiones en la salida, sería posible controlar dicho valor en función de los dos parámetros anteriormente mencionados.

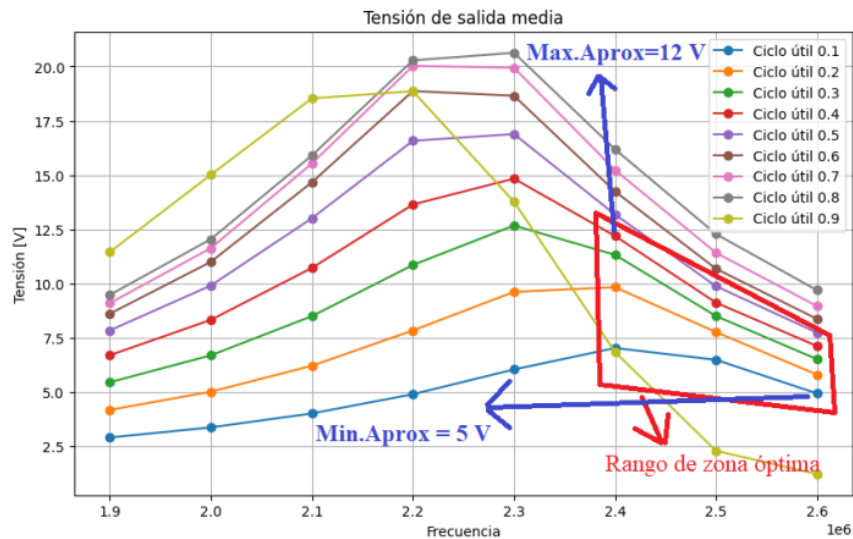


Fig. 10. Tensión media de salida del convertidor

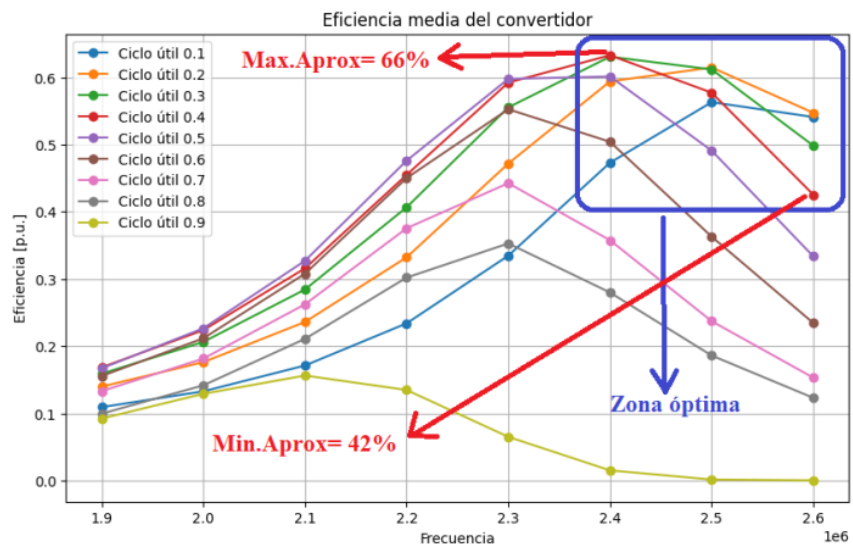


Fig. 11. Eficiencia del convertidor.

Por último, en la Fig. 11 se puede apreciar que dentro de la zona óptima de funcionamiento se pueden obtener valores de eficiencia del convertidor que abarcan el rango de un mínimo de 42 % a un máximo de 66 %. Si bien, el objetivo del proyecto no es diseñar un convertidor de cierto nivel de eficiencia, las topologías clase E son sinónimo de la misma. En línea con esto, son dos aspectos los que limitan la eficiencia del convertidor. El primero es que no se logran las dos conmutaciones suaves en el GaNFET debido a que la carga del inversor no es una resistencia ideal, si no, que es un rectificador. La segunda es que, debido a que se trabaja con una frecuencia de conmutación en el rango de los 2 MHz las pérdidas en los componentes pasivos como capacitores e inductores se incrementa producto del efecto piel al que se ven expuestos.

5 Conclusiones

Hasta ahora se han seleccionado las topologías que conforman al convertidor CC/CC y se confecciona la placa para futuros ensayos del comportamiento de las diferentes etapas convertidor, evaluando su comportamiento y eficiencia, con el objetivo de encontrar el punto de resonancia del circuito para lograr las conmutaciones suaves y desarrollar la potencia requerida sin pérdidas considerables. Con las simulaciones se han determinado zonas óptimas de operación tanto de frecuencia como de ciclo útil, si bien no refleja de manera fiel la realidad, es una aproximación muy útil para los próximos ensayos de la placa.

Referencias

- [1] A. Lidow, J. Strydom, M. Rooij y D. Reusch, GaN TRANSISTORS FOR EFICIENT POWER CONVERSION, 2 ed., California: WILEY, 2015, p. 3.
- [2] M. K. Kazimierczuk y D. CZARKOWSKI, Resonant Power Converters, 2 ed., New Jersey: John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, 2011.
- [3] Transphorm, «TPH3207WS.,» [En línea]. Available: <https://www.transphormusa.com/wp-content/uploads/2016/11/tph3207ws.pdf>. [Último acceso: 22 Junio 2024].
- [4] SKYWORKS, ««Si823x Data Sheet.»» [En línea]. Available: <https://www.skyworksinc.com/-/media/SkyWorks/SL/documents/public/data-sheets/si823x-datasheet.pdf>. [Último acceso: 22 junio 2024].
- [5] Transphorm, «GaN FETs in Parallel Using Drain Ferrite Beads and RC Snubbers for High-power,» [En línea]. Available: <https://www.transphormusa.com/en/document/gan-fets-parallel-using-drain-ferrite-beads-rc-snubbers-high-power-applications/>. [Último acceso: 22 Junio 2024].
- [6] Analog Devices, «LTspice,» 2024. [En línea]. Available: <https://www.analog.com/en/design-center/design-tools-and-calculators/ltspice-simulator.html>.