

Análisis y Simulación en OrCAD de un Convertidor de Potencia Tipo Ćuk

Villegas Vidal Sebastián
svillegas74@gmail.com
UTN - FRC

Resumen—Los convertidores DC-DC son circuitos que controlan el flujo de energía entre dos sistemas de corriente continua. Se los puede definir como circuitos que controlan la carga y descarga de sus elementos pasivos almacenadores de energía. El convertidor Ćuk no aislado a diferencia de las topologías básicas (Buck, Boost y Buck-Boost), utiliza un capacitor para la transferencia de energía entrada-salida a lo largo del ciclo de conmutación, de tal forma el uso de este capacitor permite obtener una mejor relación entre la energía almacenada y el tamaño del convertidor.

La intención de este trabajo es realizar un análisis completo de esta topología y una simulación del mismo utilizando la herramienta de simulación OrCAD.

Abstract—DC-DC converters are circuits that control the flow of power between two DC systems. They can be defined as circuits that control the charging and discharging of their passive energy storage elements. The non-isolated Ćuk converter unlike the basic topologies (Buck, Boost and Buck-Boost), uses a capacitor for the input-output energy transfer along the switching cycle, so the use of this capacitor allows to obtain a better ratio between the stored energy and the size of the converter.

The intention of this work is to perform a complete analysis of this topology and a simulation of it using the OrCAD simulation tool.

Palabras claves—Converter, Ćuk, Power electronics, OrCad

I. INTRODUCCIÓN

EL convertidor de tipo Ćuk, llamado así en honor a su inventor (Slobodan Ćuk), proporciona un voltaje de salida de polaridad negativa respecto al terminal común del voltaje de entrada. La función principal de este convertidor es la de mantener una tensión de salida regulada frente a variaciones en la tensión de entrada o variaciones en la carga. Al igual que con los convertidores de tipo *buck-boost*, el convertidor Ćuk pueden proporcionar un voltaje de salida que puede ser menor o mayor que el voltaje de entrada, sin embargo, la polaridad es opuesta a la del voltaje de entrada. De aquí que se lo conozca también como convertidor inversor.

En la figura 1 se muestra la topología de este convertidor en configuración no aislada.

Este convertidor garantiza corriente de entrada continua (ventaja del convertidor boost) y corriente suave en el capacitor de salida (ventaja del convertidor buck). Vale aclarar que el capacitor C_1 es el medio para la transferencia de energía desde la fuente hacia la carga.

II. ANÁLISIS DE FUNCIONAMIENTO

Para hacer un análisis completo del funcionamiento de este dispositivo, debemos hacerlo durante los dos modos de

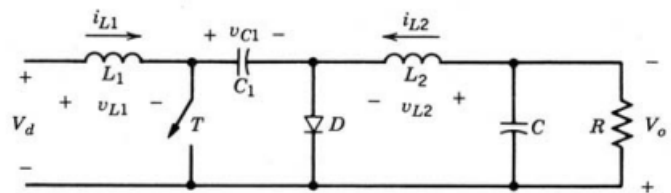


Figura 1. Convertidor Ćuk

conducción a lazo abierto.

Para simplificación del análisis vamos a tener en cuenta las siguientes consideraciones:

- El valor de los dos inductores y de los capacitores es grande, las corrientes y tensiones respectivas son constantes (no se producen discontinuidades).
- El circuito opera en régimen permanente, por lo que las formas de onda de tensión y corriente son periódicas.
- El conmutador y el diodo son ideales.
- Resistencias parásitas son insignificantemente pequeñas.

II-A. Modo de conducción continua (CCM)

II-A1. Durante t_{on} : Cuando el interruptor se cierra, como vemos en la figura 2, fuente de entrada se conecta con el inductor L_1 , al mismo tiempo, el diodo queda polarizado inversamente, debido a esto la intensidad que circula por L_1 crece de forma lineal, almacenando energía. Durante ese mismo instante, el pin positivo de C_1 se conecta a masa, polarizando inversamente al diodo. Este capacitor, descarga la energía almacenada a través de C_2 y L_2 , debido a que $V_{C1} > V_o$. Por tanto, se produce un incremento en i_{L2} . La entrada alimenta de energía al inductor L_1 , lo que causa que i_{L1} aumente.

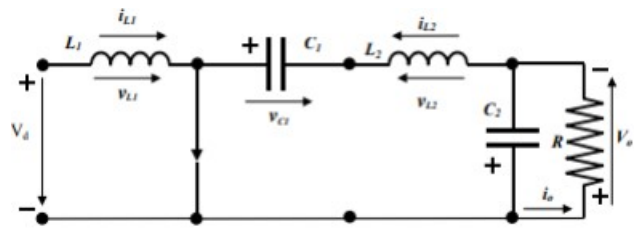


Figura 2. Topología del convertidor Ćuk durante el periodo T_{on}

Suponiendo que el voltaje de C_1 es contante, se puede equiparar la integral de los voltajes a través de los inductores durante un periodo, resultando en:

$$V_{L1} = V_d \quad (1)$$

Como consecuencia de esto el valor de la variación de corriente circula por los inductores durante t_{on} es:

$$\Delta I_{L1} = \frac{V_d}{L_1} \cdot t_{on} \quad (2)$$

Asumimos que la corriente que circula por L_2 se incrementa linealmente durante t_{on} debido a la descarga de energía del capacitor de transferencia (C_1).

$$V_{C1} = V_o + V_{L2} \quad (3)$$

$$\Delta I_{L2} = \frac{V_{C1} - V_o}{L_2} \cdot t_{on} \quad (4)$$

II-A2. Durante t_{off} : Transcurrido un tiempo, el interruptor se abre, como es mostrado en la figura 3. En ese momento el diodo se polariza en directa y la energía almacenada en el inductor L_1 junto con la energía de la entrada se transfieren al capacitor C_1 . Durante éste periodo de tiempo la fuente no entrega ningún tipo de energía a la carga, ocasionando que el inductor L_2 entregue su energía almacenada y cuando este se descargue, lo haga capacitor C_2 .

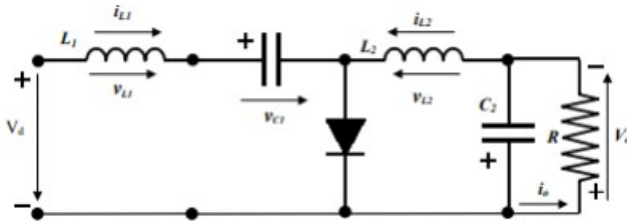


Figura 3. Topología del convertidor Ćuk durante el periodo T_{off}

Si analizamos rápidamente mediante LKV tenemos:

$$V_{L1} = V_d - V_{C1} \quad (5)$$

$$V_{L2} = -V_o \quad (6)$$

El valor de la variación de corriente que circula por los inductores durante t_{off} es:

$$\Delta I_{L1} = \frac{V_d - V_{C1}}{L_1} \cdot t_{off} T \quad (7)$$

Al mismo tiempo, la corriente fluye por el inductor L_2 , y decrece linealmente.

$$\Delta I_{L2} = \frac{-V_o}{L_2} \cdot t_{off} T \quad (8)$$

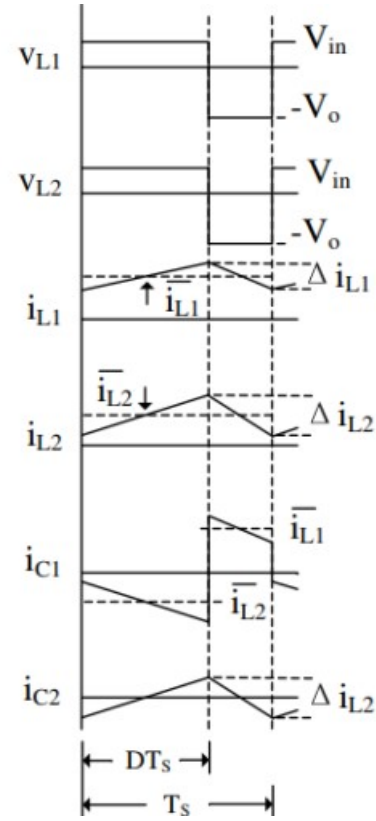


Figura 4. Formas de onda en los diferentes elementos del convertidor Ćuk en CCM

III. FORMAS DE ONDA DEL CONVERTIDOR ĆUK

Una vez obtenidos los valores de la variación de la corriente en cada una de las inductancias y teniendo en cuenta que $\Delta I_L = I_{Lmáx} - I_{Lmín}$ los valores máximos y mínimos de la corriente por los inductores son:

$$I_{L2máx} = I_{L2} + \left| \frac{\Delta I_{L2}}{2} \right| \quad (9)$$

$$I_{L2mín} = I_{L2} - \left| \frac{\Delta I_{L2}}{2} \right| \quad (10)$$

III-A. Modo de conducción discontinua (DCM)

La salida regulada de tensión en DCM no tiene una relación lineal con la tensión de entrada como en CCM. Este modo de conducción tiene sus bases en la corriente que pasa a través de los inductores del convertidor especialmente en el inductor L_2 (para el inductor L_1 el análisis es exactamente similar). Cuando otros convertidores como el Boost o Buck se encuentran en el modo de conducción discontinua sucede que la corriente que pasa por el inductor durante el periodo t_{off} es cero, mientras que en el convertidor Ćuk la corriente por el inductor se puede revertir.

En el DCM se da cuando la inductancia L_2 al principio del periodo t_{off} tiene un valor de corriente cero y luego disminuye su valor por debajo de cero hasta que la corriente que pasa por el diodo llega a cero, cuando el diodo vuelve a conducir

la corriente que pasa por la inductancia aumenta de nuevo su valor, lo que crea una parte plana por debajo de cero en la corriente de la inductancia conocida como I_{Lo} como se muestra en la figura 5

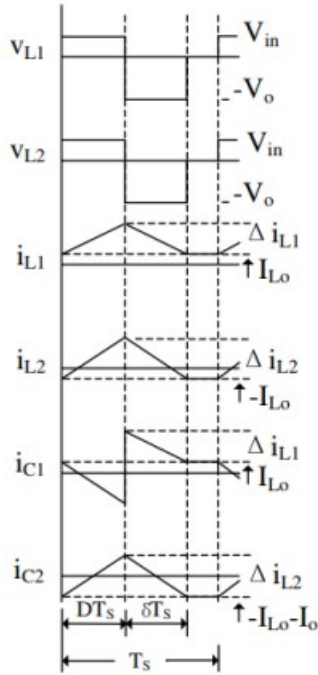


Figura 5. Formas de onda en los diferentes elementos del convertidor Cuck en DCM

IV. FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA

En estado estacionario, la función de transferencia puede ser determinada por la corriente media a través del condensador en un período que debe ser cero. Por lo tanto, mediante la resolución de la ecuación lineal durante el encendido y el apagado, la tensión de salida media se deriva de la siguiente manera. Si suponemos que el voltaje del condensador V_{C1} es constante, equiparar la integral de los voltajes a través de L_1 y L_2 a lo largo de un periodo resulta en:

Para L_1 :

$$V_d \cdot t_{on} + (V_d - V_{C1}) \cdot t_{off} = 0 \quad (11)$$

$$V_{C1} = \frac{V_d}{1 - D} \quad (12)$$

Para L_2 :

$$(V_{C1} - V_o) \cdot t_{on} + (-V_o) \cdot t_{off} = 0 \quad (13)$$

$$V_{C1} = \frac{V_o}{D} \quad (14)$$

Igualando las ecuaciones (12) y (14) obtenemos:

$$\frac{V_d}{1 - D} = \frac{V_o}{D} \quad (15)$$

Obtenemos finalmente:

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{D}{1 - D} \quad (16)$$

V. DETERMINACIÓN DE COMPONENTES

El análisis realizado hasta ahora nos sirve para seleccionar los componentes necesarios para garantizar que el convertidor opere en CCM. En el análisis anterior, el condensador C_2 se supone que es muy grande para mantener constante la tensión de salida. En la práctica, la tensión de salida no puede mantenerse perfectamente constante con una capacitancia finita. La variación en la tensión de salida, o la ondulación, es calculada a partir de la relación de tensión de corriente del condensador.

Si consideramos el periodo de tiempo de conmutación:

$$T = \frac{1}{f_s} = t_{on} + t_{off} \quad (17)$$

Podemos despejar t_{on} y t_{off} de las ecuaciones (2) y (7)

$$= \frac{L_1 \Delta I_{L1}}{V_d} + \frac{L_1 \Delta I_{L1}}{V_d - V_{C1}} \quad (18)$$

$$= \frac{L_1 \Delta I_{L1}}{V_d D} \quad (19)$$

$$L_1 = \frac{V_d \cdot D}{f_s \Delta I_{L1}} \quad (20)$$

Analizando la ecuación de salida de la misma forma:

$$L_2 = \frac{V_d \cdot D}{f_s \Delta I_{L2}} \quad (21)$$

Para que la corriente sea continua en las bobinas, la corriente media debe ser mayor que la mitad del cambio en la corriente. Sus valores lo podemos calcular mediante:

$$L_{1min} = \frac{(1 - D)^2 \cdot R}{2Df} \quad (22)$$

$$L_{2min} = \frac{(1 - D) \cdot R}{2 \cdot f} \quad (23)$$

El voltaje medio a través de C_2 se calcula a partir de la LKV. El voltaje medio a través de los inductores es cero para la operación en estado estacionario, lo que resulta en:

$$v_{C2} = v_o \quad (24)$$

Mientras que la corriente de C_2 sea positiva, el capacitor se estará cargando. De la definición de capacidad:

$$Q = C_2 V_o \quad (25)$$

$$\Delta Q = C_2 \Delta V_o \quad (26)$$

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C_2} \quad (27)$$

El cambio en la carga ΔQ es el área del triángulo por encima del eje del tiempo, como se muestra en la figura 6.

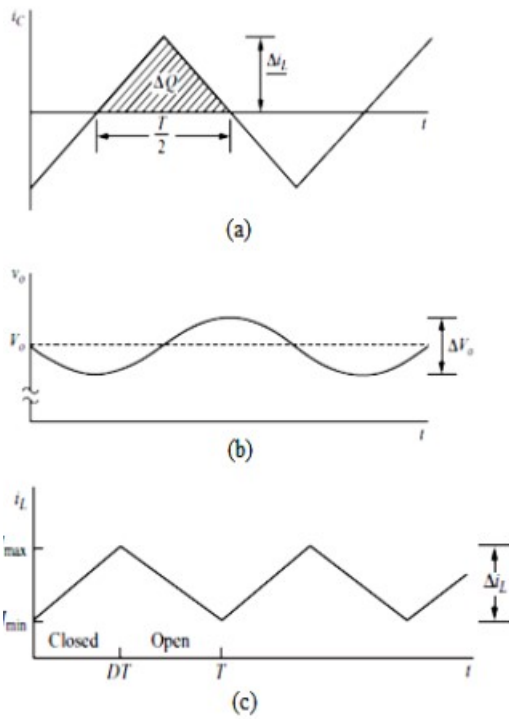


Figura 6. (a) la corriente de C_2 (b) tensión de rizado en C_2 (c) Rizado en L_2

Recordemos que durante el t_{off} el capacitor C_1 se carga a través de L_1 y la fuente de entrada. La corriente de carga decrece entre los valores picos y de valle de I_{L2} , por esto, la corriente promedio de carga es igual a la corriente de entrada. Los productos tiempo corriente de carga y descarga del capacitor de transferencia de energía C_1 deberán ser por tanto iguales. Entonces el rizado en C_1 se puede estimar calculando el cambio V_{C1} en el intervalo cuando el interruptor esta abierto (y las corrientes I_{L1} y I_{C1} son las mismas). Suponiendo que la corriente en L_1 sea constante.

$$\Delta v_{c1} = \frac{1}{C_1} \int_0^T i_{L1} \cdot dt = \frac{I_{L1}}{C_1} (1-D)T \quad (28)$$

Como $I_{L1} = I_{in}$, podemos reemplazarlo de tal forma que:

$$\Delta v_{c1} = \frac{I_{in}(1-D)}{C_1 f} \quad (29)$$

$$C_1 = \frac{I_{in}(1-D)}{\Delta v_{c1} f} \quad (30)$$

Si $\Delta I_{L2} = \Delta I_{C2}$, la corriente de carga promedio del capacitor de salida fluye en un instante $\frac{T}{2}$:

$$I_{C2} = \frac{\Delta I_{L2}}{4} \quad (31)$$

Por tanto:

$$\Delta v_{c2} = \frac{1}{C_2} \int_0^{T/2} i_{L2} \cdot dt = \frac{T \cdot \Delta I_{L2}}{8C_2} \quad (32)$$

En esta ecuación. ΔV_o es el voltaje de ondulación pico a pico en la salida, como se muestra en la figura 6-b. El rizado de la tensión de salida es la ondulación de la tensión del capacitor C_2 .

$$\Delta v_{c2} = \frac{\Delta I_{L2}}{8fC_2} \quad (33)$$

$$C_2 = \frac{\Delta I_{L2}}{8f\Delta v_{c2}} \quad (34)$$

Para determinar el ciclo útil de trabajo de nuestro convertidor resulta:

$$\frac{v_o}{v_d} = \frac{D}{1-D} \quad (35)$$

Por lo tanto D:

$$D = \frac{v_o}{v_d + v_o} \quad (36)$$

Para el diodo, se tiene en cuenta la corriente máxima que pasa por él y que su tiempo de conmutación sea rápido. La corriente máxima que pasa por el diodo es la suma de la corriente de entrada (I_{L1}) y la corriente de salida (I_{L2})

$$I_{Dmax} = I_{L1} + I_{L2} \quad (37)$$

Para el cálculo del MOSFET se analiza nuevamente cual es la máxima variación en la corriente de entrada y en la corriente de salida que pasa por este dispositivo (estas variaciones se relacionan directamente con el rizado escogido tanto para la inductancia $L1$ como para la inductancia $L2$, pues por ambas pasa la corriente de entrada y salida, respectivamente).

$$I_{MOSFET} = \Delta I_{L1} + \Delta I_{L2} \quad (38)$$

En la elección de un MOSFET, resulta muy importante realizar un análisis de potencia, pues se deben tener en cuenta tanto la potencia para el periodo de conmutación como la potencia en el periodo de conducción. Lo anterior se relaciona directamente con el valor de voltaje y corriente necesarios para asegurar que el MOSFET entre en la región de saturación sin un consumo de potencia desmesurado. Mediante el cálculo de potencia en el MOSFET es posible aproximar las pérdidas en el periodo de conducción y conmutación por mínimas que sean.

$$P_{MOSFET} = V_{DS} \cdot I_{DS} \cdot (t_{on} + t_{off}) \cdot f \quad (39)$$

Así para t_{on}

$$P_{ton} = V_{DS} \cdot I_{DS} \cdot t_{on} \cdot f \quad (40)$$

Y para t_{off} :

$$P_{toff} = V_{DS} \cdot I_{DS} \cdot t_{off} \cdot f \quad (41)$$

También es necesario tener en cuenta la potencia de conducción, la cual se expresa:

$$P_{conduccion} = I_{max}^2 \cdot R_{ds(on)} \quad (42)$$

La potencia total disipada será:

$$P_{Total} = P_{ton} + P_{toff} + P_{conduccion} \quad (43)$$

VI. CONVERTIDOR TIPO ĆUK AISLADO

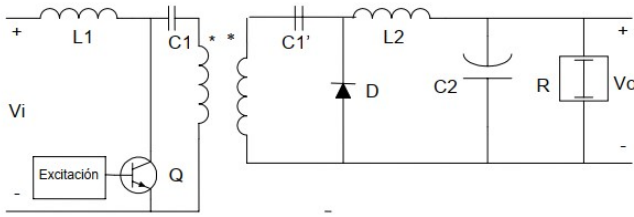


Figura 7. Circuito de un convertidor Ćuk aislado

Este circuito, lo podemos ver figura 7, opera en forma equivalente al convertidor de Ćuk básico, con el capacitor C_1 dividido en dos, uno en serie con la entrada y otro con la salida. La presencia de estos capacitores, al encontrarse en serie con los arrollamientos primario y secundario, previene la existencia de corrientes continuas que puedan producir la saturación del núcleo.

Si el transformador se encuentra magnéticamente acoplado a las dos inductancias, es teóricamente posible ajustar a cero el ripple de las corrientes de entrada y salida.

VII. SIMULACIÓN

El circuito que usaremos para simular es el de la figura 8, para el cual se establecen las siguientes condiciones de diseño:

- $\Delta i_{L2} = \Delta i_{L1} = 20\%$
- $\Delta v_{C1} = 5\%$
- $\Delta v_{C2} = 2\%$ (para una señal con el menor ripple posible)
- $f_s = 100kHz$
- $V_d = 15V$
- $V_o = -30V$
- $R = 8\Omega$

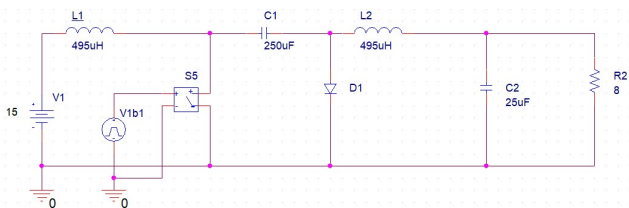


Figura 8. Circuito de un convertidor Ćuk simulado

Los resultados obtenidos para un $D = 66\%$ fueron:

A primera vista, en la figura 9 podemos apreciar tanto que el rizado en L_1 como L_2 es bastante pequeño.

En la figura 10 se aprecia que el voltaje de salida final obtenido fue de aproximadamente $-27,5V$. En la figura 11 se aprecia con mayor detenimiento Δv_o , que tiene un valor aproximado de $-10mV$. En tanto en la figura 12, vemos que se trata del mismo voltaje.

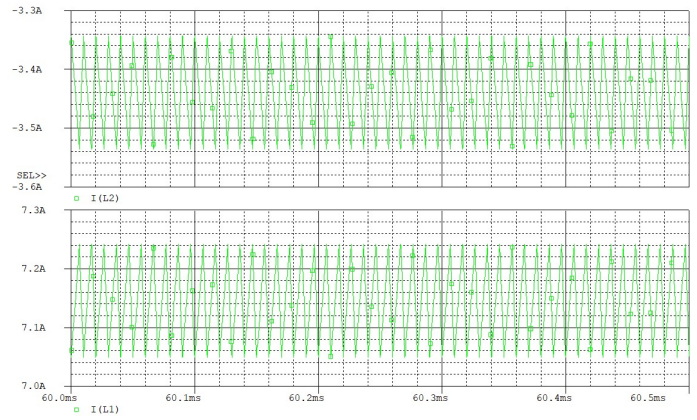


Figura 9. Corriente a través de los inductores L1 y L2

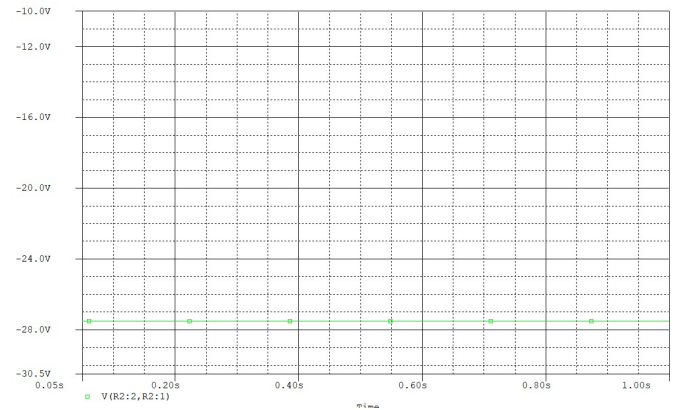


Figura 10. Voltaje de salida V_o

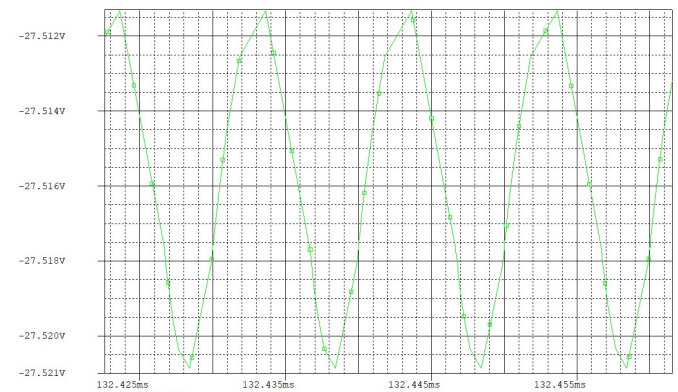


Figura 11. Ripple de V_o

En tanto, el voltaje en el capacitor de transferencia de energía ($C1$) se puede analizar en la figura 13

Podemos como se cumple entonces la condición de que $V_{C1} = V_d + V_o$

VIII. CONCLUSIONES

Como vimos con la simulación, la corriente de entrada como así la corriente de salida presentan un bajo ripple de entrada, lo cual forma parte de las grandes ventajas de este

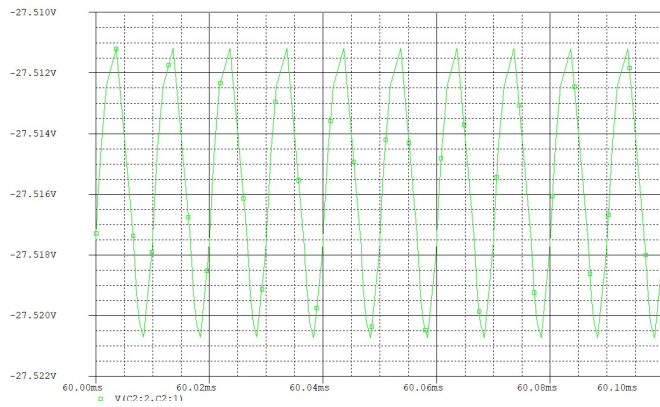


Figura 12. Voltaje a través de V_{C2}

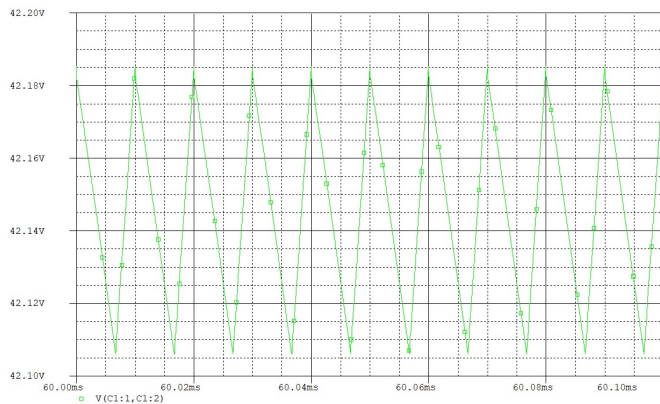


Figura 13. Voltaje a través de V_{C1}

convertidor. Usualmente en la práctica, los inductores suelen ser montados sobre el mismo núcleo (inductores acoplados), para simplificar un poco su construcción y reducir más el ripple de salida. Además esta clase de convertidor presenta buenos resultados frente a EMI-EMC, tanto la entrada como la salida se encuentran filtradas. Este convertidor además suele presentar una buena eficiencia, debido a que el capacitor de transferencia de energía se descargan a través de inductores, minimizando los picos de corrientes que se puedan producir.

La principal desventaja de este convertidor, es la alta dependencia del capacitor de transferencia de energía, ya que debe soportar toda la potencia exigida al circuito, limitando así a este convertidor en aplicaciones de potencia considerable. El circuito de control debe ser lo bastante preciso como para asegurar el correcto funcionamiento del convertidor, lo cual suele presentar un desafío, debido a los cuatro elementos almacenadores de energía presentes en esta topología.

Gracias al software de simulación OrCad se pudo obtener los valores más relevantes del convertidor en lazo abierto, sin duda, un análisis complementario podría ser aplicando la *Teoría del Control*, para obtener resultados más óptimos y más cercanos a la realidad de aplicación de estos dispositivos.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] R.C. Oros, "Fuentes conmutadas"
- [2] Mohan, Ned, "First Course on Power Electronics and Drives"(2003)
- [3] Rashid, Muhammad, "Power Electronics", Tercera edición (2004)
- [4] Mohan, Ned, Undeland, Tore, Robbins, William, "Electrónica de Potencia-convertidores, aplicaciones y diseño"
- [5] S.C. Garzón Muñoz, 'Análisis de convertidores de potencia DC-DC con software libre openmodelica', (2012)
- [6] A.F. Cifuentes Tobón "Modelo y construcción de un convertidor DC/DC tipo Cuk para estudio en el laboratorio"(2019)
- [7] A. Nachez 'Electrónica de Potencia - Aplicaciones de la conversión CC-CC - Convertidor de Cuk' (2004)
- [8] F. Juárez León, E. Rodríguez Segura, 'Análisis, diseño e implementación de un convertidor Cuk para iluminación LED'
- [9] S. Ang, A. Oliva, "Power-Switching Converters", Segunda edición (2004)

IX. DATOS BIOGRÁFICOS

Sebastián Villegas Vidal, nacido en Río Gallegos el 25/02/1996. Estudiante de Ingeniería Electrónica, Universidad Tecnológica Nacional, Facultad Regional Córdoba, Argentina. cursó sus estudios secundarios en el colegio Industrial N° 4 "José Menéndez" de su



localidad natal, egresando en el año 2014 con el título de "Técnico en Electrónica". Inició sus estudios en la Facultad Regional Córdoba de la UTN en la carrera Tecnicatura Superior en Mecatrónica en el año 2015, finalizando la misma en el 2018. Desde el año 2016 que es estudiante de la carrera de grado de Ingeniería Electrónica. Sus intereses son: Procesamiento de señales, desarrollo de software en tiempo real, IoT y la robótica en general.

e-mail: 73643@electronica.frc.utn.edu.ar