

DISEÑO Y PRUEBAS POR SIMULACION DE UN CONVERTIDOR REDUCTOR PARA APOYAR LA EXPERIMENTACIÓN EN ELECTRÓNICA

DESIGN AND SIMULATION-BASED TESTING OF A BUCK CONVERTER TO SUPPORT EXPERIMENTATION IN ELECTRONICS

Rodrigo Antonio Arciniega Mendoza

Universidad Autónoma Metropolitana, México
cbi2163009105@titlani.uam.mx

Diana Carla Ramírez Ramos

Universidad Autónoma Metropolitana, México
cbi2163010082@titlani.uam.mx

Miguel López Guerrero

Universidad Autónoma Metropolitana, México
milo@xanum.uam.mx

Recepción: 1/noviembre/2021

Aceptación: 24/febrero/2022

Resumen

Los tiempos recientes han mostrado la importancia, para los estudiantes de ingeniería, de poder efectuar algunos experimentos en casa. En muchas de estas aplicaciones, es necesario obtener, a partir de una fuente de CD de voltaje fijo, un nivel de voltaje menor. Para esto se puede utilizar el convertidor reductor, en el cual el voltaje promedio de salida nunca sobrepasa la magnitud del de alimentación. En este artículo se reporta el diseño de un convertidor reductor considerando que el propósito principal es contar con un circuito que pueda ser construido y utilizado por estudiantes de ingeniería para la realización de experimentos por su propia cuenta. Debido a este propósito, el diseño se realizó con componentes de amplia disponibilidad en el mercado. La validación del circuito se realizó con simulación por computadora y los resultados muestran la efectividad del diseño propuesto para proporcionar los niveles requeridos de energía en la carga.

Palabras Clave: Carga, conmutación, convertidor, reductor.

Abstract

Recent times have shown the importance, for engineering students, of being able of carrying out a few experiments at home. In many of these applications, it is necessary to obtain a lower voltage level from a fixed DC voltage source. The buck converter can be used for this purpose, in which the average output voltage never exceeds the supply voltage magnitude. This paper reports the design of a buck converter considering that the main purpose is to have a circuit that can be built and used by engineering students to carry out experimentation on their own. It is due to this purpose that the design was made with components that are widely available in the market. The circuit validation was carried out by computer simulation and the obtained results show the effectiveness of the proposed design to provide the required energy levels to the load.

Keywords: *Buck, converter, load, switching.*

1. Introducción

Una de las aplicaciones más importantes de la electrónica de potencia se encuentra en el diseño y aplicación de convertidores conmutados de corriente directa a corriente directa (CD-CD). Estos circuitos actualmente tienen una gran importancia en la realización de trabajo mecánico a través de motores eléctricos. Por ejemplo, se utilizan ampliamente en el control de los motores de tracción de automóviles eléctricos, tranvías eléctricos, grúas marinas, montacargas y elevadores de minas. Proporcionan control en aceleraciones continuas, así como alta eficiencia y una respuesta dinámica. Los convertidores se pueden utilizar en el freno regenerativo de motores de CD para devolver la energía a la alimentación, característica que da como resultado un ahorro en aquellos sistemas de transporte que tienen paradas frecuentes [Rashid, 1995].

Además de su utilización en el control de motores, los convertidores CD-CD tienen muchas otras aplicaciones debido a que pueden transformar la energía eléctrica con eficiencia, seguridad y bajo costo. Debido a que su principio de operación es la conmutación de interruptores electrónicos entre la conducción y el bloqueo de la energía a la carga, a través de la variación del ciclo de trabajo se pueden obtener

múltiples beneficios. El ciclo de trabajo puede adaptarse tomando en cuenta cambios en la carga y así proporcionar un determinado nivel de voltaje regulado. O bien, puede adaptarse para considerar variaciones en la fuente, tal como ocurre en un sistema fotovoltaico, en donde se ajustan continuamente a fin de extraer la máxima cantidad de energía, según las condiciones. Se estima que alrededor del 90% de la energía eléctrica se procesa a través de convertidores de potencia antes de su uso final [Vargas, 2015].

En este trabajo se tratará un tipo de convertidor CD-CD, el convertidor reductor. Este convertidor produce un voltaje medio de salida más bajo que el de entrada y, normalmente, se acoplan con circuitos de control realimentado a fin de proporcionar una salida regulada [Hart, 2001]. Así, el voltaje medio de salida se controla para que iguale un nivel deseado, aunque quizá fluctúen el voltaje de entrada y la carga de salida. Esto se logra mediante el ajuste de los tiempos de encendido y apagado de los interruptores que lo conforman [Mohan, 2009].

Las aplicaciones principales de los convertidores reductores son las fuentes de energía de CD regulada y el control de velocidad de motores de CD [Mohan, 2009]. Los convertidores reductores dan lugar a fuentes de voltaje con las siguientes ventajas a comparación de las fuentes lineales:

- Tienen una mayor eficiencia ya que la energía que no se utiliza en la carga simplemente no se transfiere desde su entrada.
- Tienen dimensiones más reducidas.
- Resultan de menor costo. Así, este tipo de fuente resulta un componente adecuado para la realización de experimentos o prototipos de electrónica en casa.

Tomando en cuenta esta necesidad, en este trabajo se plantea el diseño de un convertidor reductor a utilizarse como base de la implementación de una fuente de voltaje. El diseño del convertidor parte de los siguientes objetivos:

- Debe utilizar componentes que sean de amplia disponibilidad en el mercado. Además del diseño, se reportan también las pruebas que se llevaron a cabo y que muestran la operación del circuito.

- Debe funcionar con un voltaje de entrada igual a lo que pueda proporcionar una batería común de 9 V.
- Con una salida de 3.3 V (valor típico de alimentación de circuitos digitales) debe proporcionar una corriente de al menos 30 mA.

El resto del documento está estructurado de la siguiente forma. En la sección 2 se describe la metodología utilizada en el diseño. En la sección 3 se describen los resultados de la evaluación del circuito a través de simulaciones por computadora. En la sección 4 se presenta una discusión del desarrollo y resultados del proyecto. Finalmente, en la sección 5 se proporcionan las conclusiones.

2. Métodos

La figura 1 muestra la estructura del convertidor reductor, en donde la batería V_C alimenta al circuito con un voltaje constante. El MOSFET actúa como un interruptor estático y se controla utilizando el enfoque time ratio control (TRC) a frecuencia constante. Esto da lugar a una señal de control que es del tipo utilizado en la modulación por ancho de pulsos (pulse width modulation o PWM). Esto es, el dispositivo es controlado por el voltaje en su compuerta a través de un generador de pulsos de frecuencia fija; pero con un ciclo de trabajo que es ajustable.

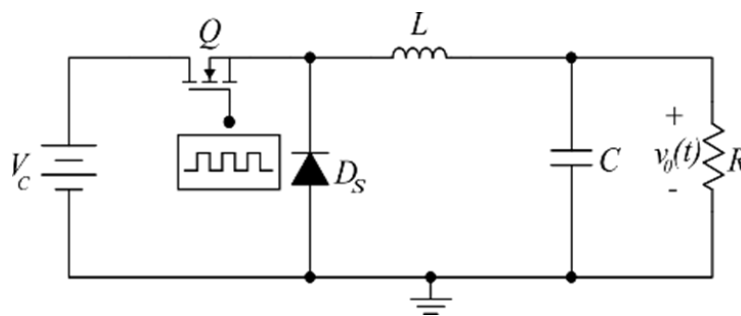


Figura 1 Convertidor reductor.

Recordemos que el ciclo de trabajo (δ) para una señal periódica de pulsos se define como la fracción de un periodo durante la cual la señal de control se encuentra en

estado alto [Barrett, 2006]. El ciclo de trabajo se ilustra en la figura 2 y está dado por la ecuación 1.

$$\delta = \frac{t_{on}}{T} \quad (1)$$

Donde:

t_{on} : Tiempo en estado alto.

δ : Ciclo de trabajo.

T : Periodo de la señal.

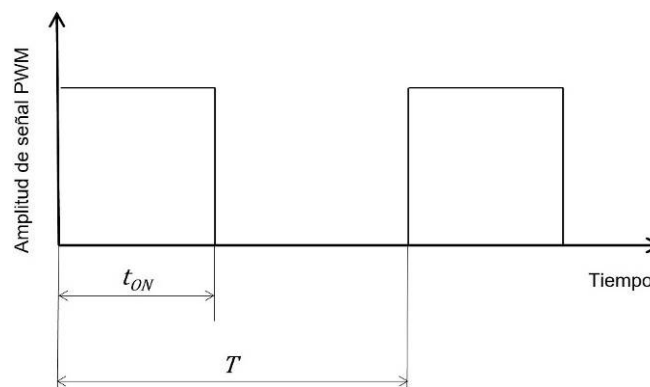


Figura 2 Relación entre el tiempo en estado alto y el periodo.

Considerando que la señal en estado alto corresponde al transistor en estado de conducción, la ecuación fundamental que rige el comportamiento del convertidor reductor es ecuación 2.

$$\bar{V}_o = \delta V_c \quad (2)$$

Donde:

\bar{V}_o : Voltaje promedio en la carga.

δ : Ciclo de trabajo.

V_c : Voltaje de alimentación.

La ecuación 2 muestra que el voltaje promedio en la carga depende únicamente del voltaje de alimentación y del ciclo de trabajo, por lo que, si la tensión de entrada varía, se puede regular la tensión de salida sencillamente ajustando el ciclo de trabajo.

Es conveniente mencionar que en todo el análisis que sigue, se asume que el convertidor opera en modo de conducción continua, explicada a continuación.

Los convertidores presentan dos modos de conducción: continua (continuous conduction mode o CCM) y discontinua (discontinuous conduction mode o DCM). Ambos están directamente relacionados con la corriente que circula por el inductor. En ambos casos, la corriente que fluye por el inductor fluctúa entre un valor máximo y mínimo. El valor máximo se alcanza cuando el interruptor está cerrado, mientras que el mínimo cuando está abierto. Sin embargo, para el modo de conducción continua, el tiempo que el interruptor permanece abierto no es suficiente para hacer que la corriente en el inductor decaiga a cero, por lo tanto, en el siguiente periodo el inductor comienza con una corriente inicial mínima mayor que cero. Por otro lado, para el modo de conducción discontinua, el tiempo que permanece abierto el interruptor es mayor que el tiempo que el inductor puede estar cediendo corriente, por lo que, al iniciarse el siguiente periodo, la corriente en el inductor partirá desde cero.

Para asegurar que el convertidor trabaje en CCM, el valor del inductor L debe cumplir con la ecuación 3.

$$L \geq \frac{(1 - \delta)R}{2f} \quad (3)$$

Donde:

- L : Valor de la inductancia.
- δ : Ciclo de trabajo.
- R : Magnitud de la resistencia de carga.
- f : Frecuencia de conmutación del oscilador.

Cuando el interruptor está cerrado, la corriente proveniente de la fuente circula a través del circuito, cargando parcialmente al inductor y alimentando a la carga. Durante este tiempo, el diodo se polariza en inversa, actuando como un circuito abierto. Cuando el interruptor se abre, la carga es alimentada únicamente por el inductor y el capacitor previamente cargados. Esta vez el diodo se polariza en directa, cerrando así el circuito.

La función del capacitor es almacenar energía temporalmente para ayudar a que exista un voltaje constante entre las terminales de la carga. Éste y el inductor forman un filtro paso bajo de segundo orden. Para que el capacitor logre su propósito, su capacitancia C debe cumplir con la condición presentada en la ecuación 4.

$$C = \frac{\bar{V}_o(1 - \delta)}{8f^2L(\Delta V_o)_{max}} \quad (4)$$

Donde:

- \bar{V}_o : Voltaje promedio en la carga.
- δ : Ciclo de trabajo.
- f : Frecuencia de conmutación del oscilador.
- L : Valor de la inductancia.
- ΔV_o : Magnitud del voltaje de rizo.

Con las restricciones de diseño mencionadas en la introducción podemos establecer algunos de los parámetros de las ecuaciones 2, 3 y 4. Primeramente, de las condiciones de diseño $V_c = 9 V$. Además, considerando las restricciones de diseño que se deben dar en la carga (voltaje promedio de salida (\bar{V}_o) de 3.3 V con una corriente en la carga de al menos de 30 mA), entonces podemos considerar una carga R de 100Ω (valor ligeramente menor que el resultado de $3.3 V / 30 mA$).

La frecuencia de conmutación se elige de tal modo que sea mayor al rango de las frecuencias audibles, comprendidas de los 20 Hz hasta los 20 kHz. El mantener una frecuencia de conmutación alta permite que los valores del capacitor e inductor sean menores, facilitando el diseño del convertidor. Así, para el diseño se establece una frecuencia de conmutación f de 100 kHz.

Como se puede apreciar en la figura 1, el transistor que hará la función de interruptor estático será un MOSFET. Para elegir el modelo que se utilizará, se debe considerar que existen dos tipos: canal N (NMOS) y canal P (PMOS). Un transistor NMOS tiene mejores ganancias y mayores velocidades de operación, con respecto a los dispositivos PMOS, por lo tanto, se utilizará un NMOS. El dispositivo seleccionado es el IRFZ44N [Power, 2011], éste es un transistor NMOS de enriquecimiento con una amplia disponibilidad en el mercado y un precio muy asequible. Por la

naturaleza de su construcción, este dispositivo cuenta con un diodo integrado entre las terminales de fuente y drene, en configuración antiparalelo, el cual se encarga de la recuperación de la energía inductiva, evitando con esto posibles daños en el dispositivo. En la compuerta del MOSFET se conectará una señal PWM que conmutará entre 0 y 9 V, ya que estos valores logran hacerlo pasar de corte a conducción y viceversa. Para este fin se sugiere utilizar el circuito integrado TL494 [TL494, 2017], el cual incorpora todas las funciones requeridas en la construcción de un circuito de control a través de una señal PWM [Designing, 2011].

De la ecuación 2, se despeja δ para calcular el ciclo de trabajo del convertidor reductor, ecuación 5. Las variables \bar{V}_o , δ , y V_C tienen los mismos significados previamente indicados.

$$\delta = \frac{\bar{V}_o}{V_C} \quad (5)$$

Sustituyendo valores en la ecuación 5, el ciclo de trabajo resulta $\delta = 0.3666$, o bien 36.66%.

El valor mínimo del inductor L que hace que el convertidor de la figura 1 trabaje en CCM se encuentra dado por la ecuación 3. Sustituyendo valores, el valor de L debe ser de al menos 316.667 μH . Si bien es posible fabricar un inductor de esta medida, para el diseño del convertidor se hace uso del valor comercial más cercano a lo obtenido, siendo éste de 330 μH .

Para el cálculo del capacitor C del convertidor mostrado en la figura 1, se utiliza la ecuación 4.

Para que el voltaje de salida se considere constante, suele especificarse que su variación sea menor al 1%. Para este diseño se consideró una variación de voltaje de 0.001 V, lo cual representa aproximadamente el 0.03% de la señal de salida. El valor de capacitancia comercial más cercano a lo obtenido es de 82 μF .

Para la elección del diodo, se toma en cuenta que la caída de tensión en este sea lo más baja posible. Se propone utilizar un diodo de Schottky 1N5822 [Schottky, 2013], el cual además ofrece una velocidad de conmutación muy rápida.

La selección del diodo completa el diseño del convertidor. En la siguiente sección se reportan los resultados obtenidos en las pruebas de desempeño.

3. Resultados

La validación del diseño se realizó por simulación con el software Multisim versión 14.0. En la figura 3 se muestra la captura del circuito en dicho simulador.

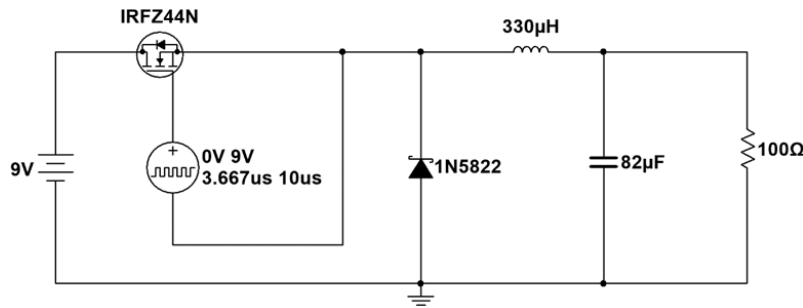


Figura 3 Captura del diseño en simulador.

La figura 4 muestra el comportamiento del voltaje en la carga al simular el circuito mostrado en la figura 3. Al principio, se puede observar un sobrepaso, característico de una respuesta sub amortiguada, el cual va en aumento hasta llegar a un pico a partir del cual comienza a descender para posteriormente entrar en un estado estable de 3.364 V. Éste es muy cercano al valor de 3.3 V, para el que fue diseñado el circuito. La corriente promedio medida en la carga (\bar{I}_o) para este caso es de 33.64 mA, muy cercana a los 33 mA que se consideraron en el diseño. La potencia disipada en la carga resulta ser de 113.16 mW.

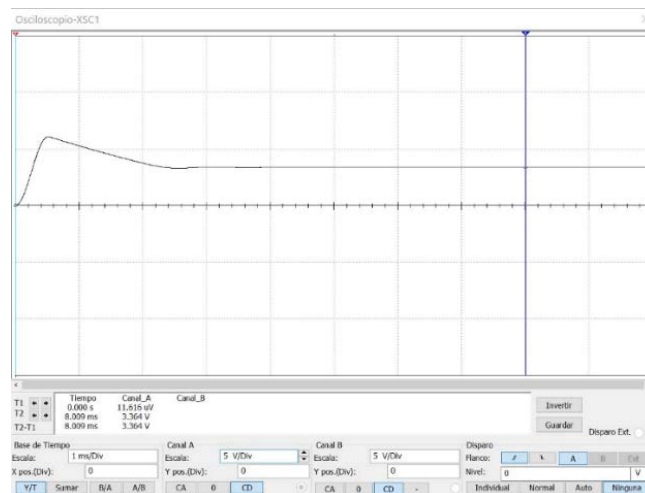


Figura 4 Comportamiento del voltaje en la carga.

El diseño se probó a otros niveles de voltaje en la misma carga de 100Ω . Primeramente, en una situación menos demandante con un ciclo de trabajo del 20%. El resultado correspondiente se muestra en la figura 5 en donde se observa que el voltaje obtenido en la carga es de 1.885 V, lo cual concuerda de manera muy cercana con el valor teórico de 1.8 V (0.20×9 V). En este caso la corriente resulta de 18.846 mA, lo cual da como resultado una potencia disipada en la carga de aproximadamente 35.525 mW. Se observa también cómo la señal entra en estado estable más rápido que cuando se tenía un ciclo de trabajo de 36.67%.

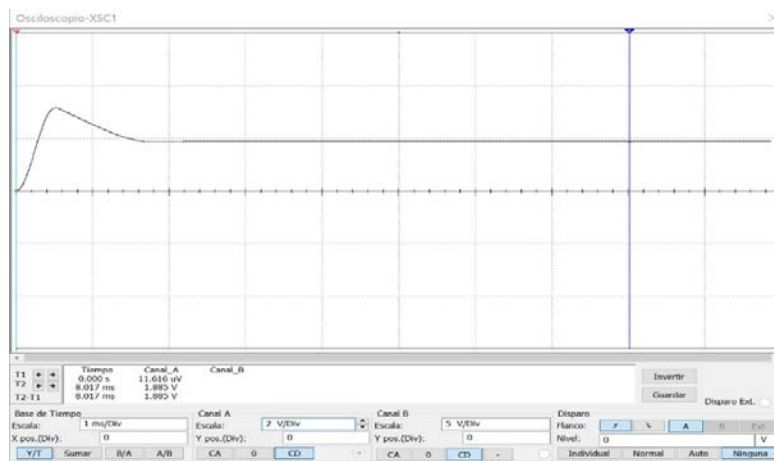


Figura 5 Voltaje en la carga para un ciclo de trabajo del 20%.

Una situación más demandante, que el caso de diseño, se obtiene al considerar un ciclo de trabajo del 80% y la misma carga. En la figura 6 se muestra el comportamiento de la salida del convertidor en donde en este caso se obtuvo una tensión de 7.258 V, una corriente de 72.58 mA y una potencia disipada en la carga de 526.8 mW. Cabe mencionar que, en este caso, a la señal le toma más tiempo entrar en estado estable.

De manera similar, se realizaron múltiples mediciones manteniendo la carga en 100Ω y variando el ciclo de trabajo. Al graficar los valores obtenidos del voltaje con respecto al ciclo de trabajo se obtuvo la curva mostrada en la figura 7. Se puede observar un comportamiento lineal ascendente. Esto es debido a que el modo de conducción continuo se observó para un ciclo de trabajo igual al de diseño (36.67%) y valores superiores, lo cuales abarcan la mayor parte del intervalo mostrado. Cabe

recordar que, en el modo de conducción continua, el voltaje de salida es idealmente el voltaje de entrada multiplicado por el ciclo de trabajo, en este caso el voltaje de entrada es 9 V.

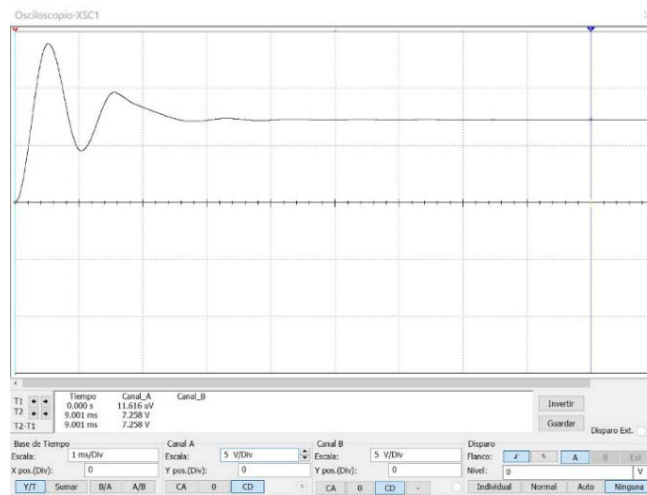


Figura 6 Voltaje en la carga para un ciclo de trabajo del 80%.

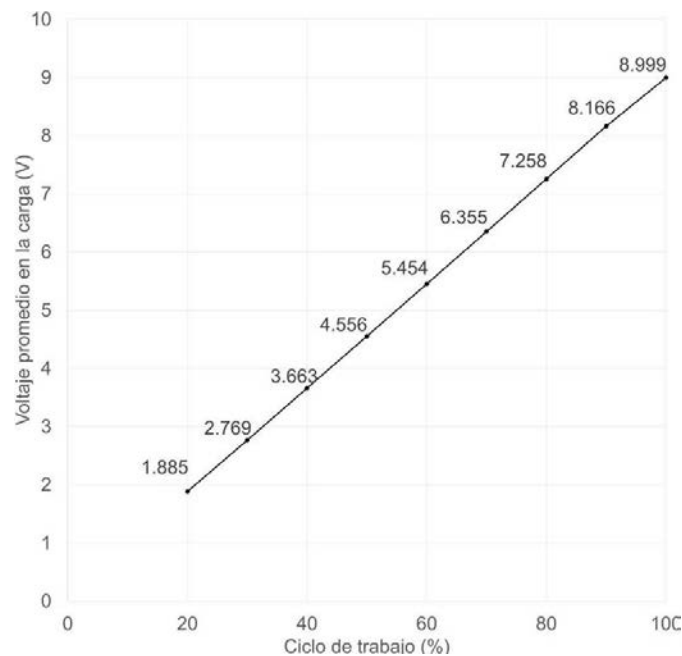


Figura 7 Comportamiento del voltaje en la carga \bar{V}_0 al variar el ciclo de trabajo.

Al tener un ciclo de trabajo del 100% se obtuvo un voltaje de 8.999 V que es prácticamente el valor de la fuente, esto es correcto ya que un ciclo de trabajo de

100% equivale a una situación en la que el conmutador permanece cerrado durante todo el proceso y una vez que el inductor está totalmente cargado, se convierte en un corto circuito, lo que deja a la fuente prácticamente conectada de forma directa al arreglo paralelo formado por el capacitor y la carga.

En la figura 8 se puede observar que, al igual que el voltaje, la corriente promedio en la carga \bar{I}_0 tiene un comportamiento lineal ascendente con respecto a la carga, tomando valores de entre 0 y 90 mA. Es de utilidad que la corriente oscile entre esas magnitudes pues los circuitos lógicos, utilizados para las prácticas en los laboratorios, típicamente funcionan con algunas decenas de miliamperios.

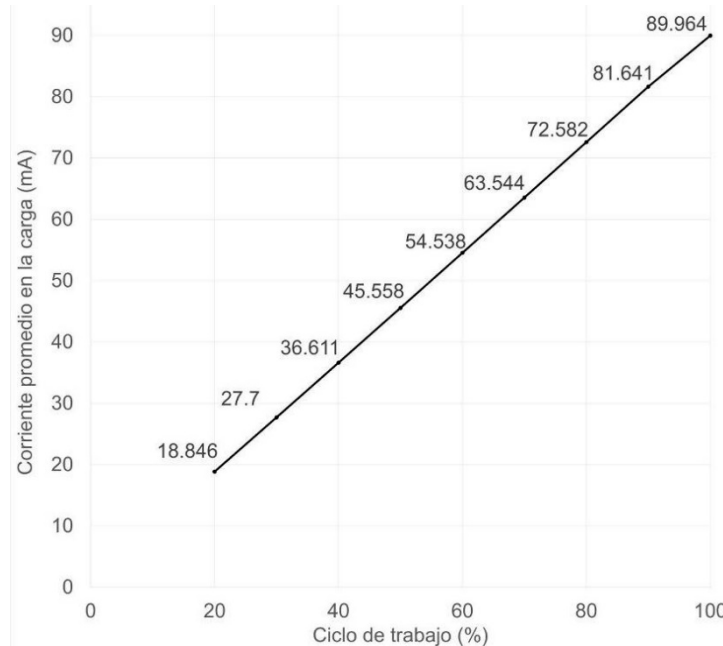


Figura 8 Comportamiento de la corriente \bar{I}_0 al variar el ciclo de trabajo.

Es conveniente mencionar que, con respecto al ciclo de trabajo, la potencia tiene un comportamiento cuadrático. Este comportamiento se explica debido a que de la ecuación 2 se sabe que el voltaje en la carga es $\bar{V}_0 = \delta V_C$, y considerando que la resistencia de carga se ha considerado constante, entonces la potencia disipada en la carga resulta ser la ecuación 6, donde P_L es la potencia disipada en la carga.

$$P_L = \frac{(\bar{V}_0)^2}{R} = \frac{(\delta V_C)^2}{R} = \frac{V_C^2}{R} \delta^2 \quad (6)$$

Las variables \bar{V}_o , δ , V_C y R tienen los mismos significados previamente indicados. Este comportamiento se ilustra en la figura 9, en donde se observa precisamente un segmento de parábola, correspondiente a la función cuadrática.

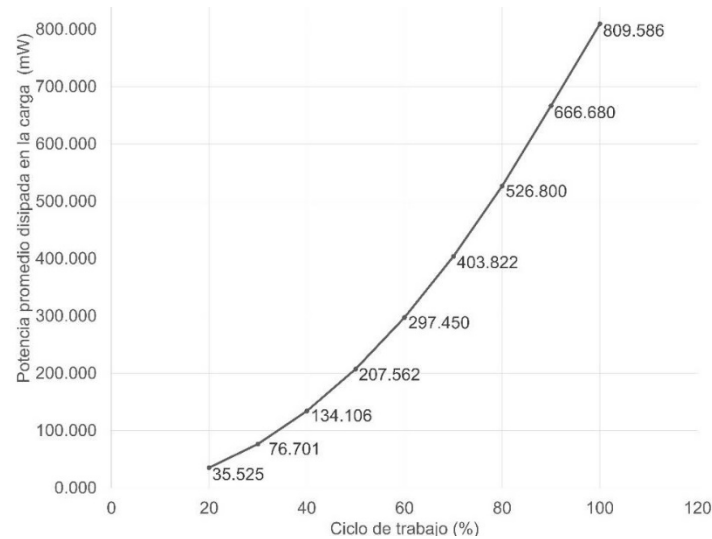


Figura 9 Potencia disipada en la carga como función del ciclo de trabajo.

Un aspecto de la operación del convertidor que es conveniente investigar es la variación del voltaje y la corriente de salida como función del valor de la resistencia de carga. Para este fin se realizaron múltiples simulaciones variando la magnitud de R y manteniendo el ciclo de trabajo de 36.67%. Los resultados se muestran en la tabla 1.

Tabla 1 Efecto del cambio del valor de la carga en el voltaje y corriente.

R (Ω)	\bar{V}_o (V)	\bar{I}_o (A)
1	2.977	2.977
10	3.21	321.01×10^{-3}
100	3.364	33.64×10^{-3}
1×10^3	3.403	3.405×10^{-3}
10×10^3	3.409	340.885×10^{-6}
100×10^3	3.412	34.098×10^{-6}
1×10^6	3.412	3.41×10^{-6}

Tomando el caso de diseño de 100 Ω como el valor de referencia, en la tabla 1 podemos observar que, al disminuir la resistencia de carga (casos más

demandantes), el voltaje promedio disminuye ligeramente. Por otro lado, cuando aumentamos el valor de la resistencia de carga (casos menos demandantes), el voltaje promedio aumenta hasta llegar a 3.412 V, que es muy cercano al voltaje promedio para el que fue diseñado el convertidor. Aquí vale la pena mencionar que de acuerdo con la ecuación 3, el modo de operación continua se preserva sólo si la resistencia de carga es de 100Ω o menor.

En general, para los casos investigados, las variaciones en el voltaje promedio son muy pequeñas. Esto confirma la idoneidad del diseño para la aplicación considerada.

4. Discusión

Los resultados obtenidos mediante la simulación por computadora hicieron evidente el hecho de que, para el convertidor reductor, el voltaje en la carga se controla mediante la disminución o el aumento del ciclo de trabajo. Es importante cuidar que la frecuencia de conmutación del MOSFET no sea demasiado alta, pues provocaría pérdidas de potencia por conmutación, las cuales disminuyen la eficiencia del convertidor. El inductor deberá tolerar la corriente que circula por él y el capacitor debe soportar la tensión pico de salida. En cuanto al diodo y el MOSFET, estos tienen que soportar la tensión máxima cuando estén en corte y la corriente máxima cuando estén en conducción.

De los resultados se observa que el voltaje y la corriente de salida simulados sufrieron en general un incremento de aproximadamente el 2% con respecto a los valores para los que fue diseñado el convertidor.

De igual manera, se observa que las variaciones en la carga afectan el óptimo rendimiento del convertidor, pues a pesar de que el voltaje no se ve gravemente afectado, al disminuir la resistencia de carga se provoca un peligroso aumento en la corriente de modo que, de no tener cuidado, podría provocar daños en los componentes del circuito. Por esta razón, se recomienda incorporar un circuito limitador de corriente en la etapa de salida.

Otro aspecto a tener en cuenta es que, de cambiarse la resistencia de carga, el tiempo de descarga del inductor también cambiará ya que para cargas más bajas

habrá una mayor demanda de corriente. Entonces, si el tiempo de descarga es mayor o menor, el ciclo de trabajo también debería cambiar. Para eso, se recomienda agregar un sistema de realimentación al circuito que detecte los cambios en el voltaje de salida y corrija el ciclo de trabajo del PWM para mantener los valores de voltaje y corriente deseados. Si se hace uso del circuito de aplicación típica del TL494, este control se puede realizar mediante el pin 3, llamado feedback.

5. Conclusiones

Este trabajo ha presentado un estudio sobre el convertidor reductor en el que se han analizado e investigado los siguientes elementos: su estructura, los modos de conducción en los que opera, las ecuaciones que rigen su comportamiento y el control de la variación del voltaje en la salida. Además, se realizó el diseño de uno de estos convertidores y se probó su funcionamiento mediante simulación.

A través de la simulación se demostró que el diseño del convertidor funciona adecuadamente con una batería de 9 V. Respecto a los requerimientos de diseño de tener un voltaje promedio de 3.3 V y una corriente mínima de 30 mA, se obtuvieron un voltaje de 3.364 V y una corriente de 33.64 mA en una carga de 100 Ω . Los niveles de voltaje y corriente que el convertidor puede proporcionar son adecuados para alimentar los circuitos típicos de un curso introductorio de diseño lógico que típicamente constan de algunas pocas compuertas y requieren algunas decenas de miliamperes. Como siguiente etapa del proyecto se realizará la implementación del circuito.

6. Bibliografía y Referencias

- [1] Barret, S. F., Pack, D. J., *Microcontrollers Fundamentals for Engineers and Scientists*. 1a edición. Morgan & Claypool Publishers, 2006.
- [2] *Designing Switching Voltage Regulators With the TL494*, (2011). Application Report, Texas Instruments, 2011: <https://www.ti.com/lit/pdf/slva001>.
- [3] Mohan, N., Undeland, T. M., Robbins, W. P., *Electrónica de Potencia: Convertidores, aplicaciones y diseño*. 3a edición. McGraw-Hill Education, 2009.

- [4] Hart, D. W., *Electrónica de Potencia*. 1a edición. Prentice Hall, 2001.
- [5] Power MOSFET, (2011). IRFZ44 SiHFZ44, S11-0517-Rev. B, Vishay Siliconix, 2011. Número de documento: 91291: <https://www.vishay.com/docs/91291/91291.pdf>.
- [6] Rashid, M. H., *Electrónica de Potencia, Circuitos, Dispositivos y Aplicaciones*. 2a edición. Prentice Hall, 1995.
- [7] Schottky Barrier Plastic Rectifier, (2013). 1N5820 1N5821 1N5822, Vishay General Semiconductor, 2013. Número de documento: 88526: <https://www.vishay.com/docs/88526/1n5820.pdf>.
- [8] TL494, (2017). *Pulse-Width-Modulation Control Circuits*, (2017). TL494, Texas Instruments, 2017: <https://www.ti.com/lit/gpn/tl494>.
- [9] Vargas, I. E., Pérez, J. A., Cota, J. D., Control de un convertidor CD-CD tipo buck por medio del microcontrolador ATMEGA328. *Cultura Científica y Tecnología*, No. 55, 226, 2015.