

ANÁLISIS, DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN CONVERTIDOR $\dot{C}uk$ PARA ILUMINACIÓN LED

Francisco Juárez León

Instituto Tecnológico de Celaya

f.ale_juarez@hotmail.com

Elías Rodríguez Segura

Instituto Tecnológico de Celaya

elias.rodriguez@itcelaya.edu.mx

Resumen

El presente artículo describe el análisis, diseño, implementación y resultados experimentales de un convertidor $\dot{C}uk$ como fuente de alimentación para un luminario LED. Para el análisis del convertidor se utilizó el modelado mediante espacio de estados, a través del cual se determinó la solución en estado estable y las funciones de transferencia necesarias para cerrar el lazo de control. El convertidor implementado opera en modo de conducción continua (MCC) cuyo voltaje de salida son 68 V y una corriente de 0.88 A para manejar el luminario comercial de 60 W.

Palabras Claves: Convertidor $\dot{C}uk$, espacio de estados, iluminación LED.

1. Introducción

El convertidor $\dot{C}uk$ es un tipo de convertidor CD - CD, no aislado desarrollado por el profesor Slobodan $\dot{C}uk$ del Instituto de Tecnología de California. Este convertidor 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 [1]. Una de las ventajas de esta topología es que cuenta con inductancia a su entrada y a su salida, lo cual reduce significativamente el EMI conducido y los requerimientos

de una etapa de filtrado se hacen mínimos [2]. De tal modo, resulta ser un convertidor adecuado para iluminación LED debido a que, tanto la corriente de entrada como la de salida del convertidor son continuas y no pulsantes como en otros convertidores. Esta característica le viene bien tanto al LED como a la fuente de alimentación del convertidor dado que se reduce el estrés en los dispositivos electrónicos.

En la sección 2 de este artículo se detalla el análisis matemático del convertidor $\dot{C}uk$ utilizando el modelado mediante espacio de estados, incluyendo todos los parámetros no ideales del sistema tales como, los inductores con su resistencia serie asociada (pérdidas en el cobre), capacitor de transferencia con su resistencia serie asociada (ESR), capacitor de salida sin ESR, un diodo visto como un interruptor en serie con una fuente de voltaje y un transistor MOSFET como un interruptor en serie con una resistencia de encendido. Una vez obtenida la base matemática del convertidor se procedió con la etapa de diseño e implementación física. En la sección 3 se muestran los resultados de simulación y los resultados experimentales. Por último, en la sección 4 se exponen las conclusiones obtenidas al término de este trabajo.

2. Desarrollo

Ecuaciones de estado del convertidor $\dot{C}uk$

Para el estudio del convertidor $\dot{C}uk$ se utilizó el modelado mediante espacio de estados. Este tipo de modelado representa una técnica matemática que aproxima cualquier convertidor CD - CD a un sistema lineal continuo en tiempo y que además, permite al diseñador determinar voltajes y corrientes en estado estable y las funciones de transferencia que rigen el funcionamiento del convertidor [3]. Utilizar esta herramienta de análisis implica definir un vector de estado $x(t)$ donde aparecen las corrientes en los inductores y voltajes en los capacitores del circuito, un vector de entradas $u(t)$ y un vector de salida $y(t)$. Para fines del análisis no se definió un vector de salida $y(t)$ debido a que las variables de interés aparecen dentro del vector de estado $x(t)$.

En un convertidor CD – CD que opera en MCC existen dos intervalos de trabajo: t_{on} (intervalo de encendido) y t_{off} (intervalo de apagado). El intervalo de encendido se denota como DT y el intervalo de apagado como $D'T = (1-D)T$, donde T es el periodo de la señal de activación para el interruptor principal y D el ciclo de trabajo. En la figura 1 se muestra el convertidor Ćuk con todos los elementos parásitos considerados para su análisis y en la figura 2 y 3 se muestran los circuitos equivalentes del convertidor en t_{on} y t_{off} respectivamente.

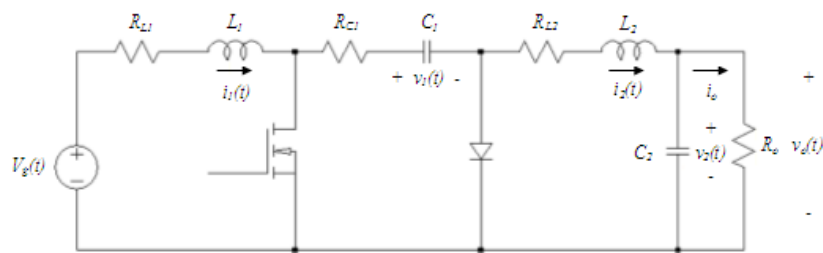


Figura 1 Convertidor Ćuk.

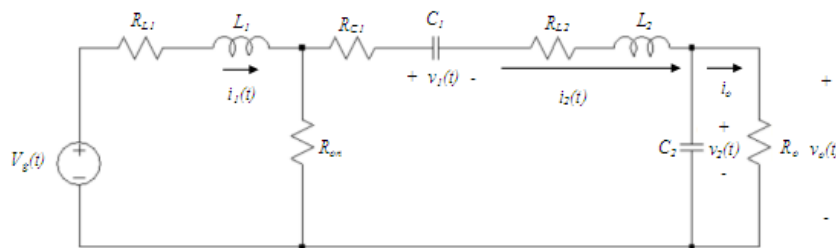


Figura 2 Circuito equivalente del convertidor Ćuk en t_{on} .

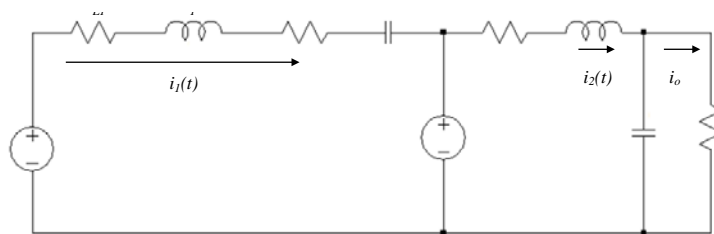


Figura 3 Circuito equivalente del convertidor Ćuk en t_{off} .

Considerando $i_1(t)$, $i_2(t)$, $v_1(t)$ y $v_2(t)$ como variables de vector de estado $x(t)$ y analizando el convertidor en t_{on} (figura 2) se obtiene ecuación 1, ecuación de estado.

$$K \frac{d}{dx} x(t) = A_1 x(t) + B_1 u(t) \quad , \quad x(t) = \begin{bmatrix} i_1(t) \\ i_2(t) \\ v_1(t) \\ v_2(t) \end{bmatrix} \quad , \quad u(t) = \begin{bmatrix} V_g(t) \\ V_D \end{bmatrix} \quad (1)$$

Donde K es la matriz de constantes del sistema y su valor viene dado por ecuación 2.

$$K = \begin{bmatrix} L_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & C_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C_2 \end{bmatrix} \quad (2)$$

Y las matrices A_1 y B_1 , ecuaciones 3.

$$A_1 = \begin{bmatrix} -R_{L1} - R_{on} & R_{on} & 0 & 0 \\ R_{on} & -R_{on} - R_{L2} - R_{C1} & -1 & -1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -\frac{1}{R_o} \end{bmatrix} \quad , \quad B_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3)$$

Del mismo modo es posible determinar la ecuación de estado del convertidor en el intervalo t_{off} (figura 3), ecuación 4.

$$K \frac{d}{dx} x(t) = A_2 x(t) + B_2 u(t) \quad , \quad x(t) = \begin{bmatrix} i_1(t) \\ i_2(t) \\ v_1(t) \\ v_2(t) \end{bmatrix} \quad , \quad u(t) = \begin{bmatrix} V_g(t) \\ V_D \end{bmatrix} \quad (4)$$

Siendo K la misma matriz de constantes presente en el estado t_{on} , cuyos elementos en la diagonal principal son los valores de los componentes inductivos y capacitivos.

Y las matrices A_2 y B_2 , ecuaciones 5.

$$A_2 = \begin{bmatrix} -R_{L1} - R_{C1} & 0 & -1 & 0 \\ 0 & -R_{L2} & 0 & -1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -\frac{1}{R_o} \end{bmatrix} \quad , \quad B_2 = \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5)$$

De tal forma, es posible combinar las ecuaciones 1 y 4 que muestran el estado del convertidor Ćuk en t_{on} y t_{off} , ecuación 6.

$$K \frac{d}{dx} x(t) = A_p x(t) + B_p u(t) \quad \text{donde:} \quad \begin{cases} A_p = A_1 D + A_2 (1-D) \\ B_p = B_1 D + B_2 (1-D) \end{cases} \quad (6)$$

Sustituyendo las matrices mostradas en (3) y (5) en la expresión anterior se obtienen los coeficientes A_p y B_p , ecuaciones 7.

$$A_p = \begin{bmatrix} DR_{C1} - R_{L1} - DR_{on} - R_{C1} & DR_{on} & D-1 & 0 \\ DR_{on} & -R_{L2} - DR_{on} - DR_{C1} & -D & -1 \\ 1-D & D & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -\frac{1}{R_o} \end{bmatrix}, \quad B_p = \begin{bmatrix} 1 & D-1 \\ 0 & 1-D \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (7)$$

Solución en estado estable

Una vez definidas las ecuaciones de estado del convertidor Ćuk y suponiendo que éste se encuentra en equilibrio (estado estable), se puede determinar el valor promedio de las variables de estado con ecuaciones 8 y 9.

$$K \frac{d}{dx} x(t) = A_p x(t) + B_p u(t) = 0 \quad \Rightarrow \quad X = -A_p^{-1} B_p U = \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$X = \begin{bmatrix} \frac{(DV_g - V_D + DV_D)D}{\beta} \\ \frac{(DV_g - V_D + DV_D)(D-1)}{\beta} \\ \frac{D^2 [V_D(R_o + R_{L1} + R_{L2}) + V_g R_{C1}] + D [V_g(R_o - R_{on} - R_{C1} + R_{L2}) - V_D(2R_o + R_{L1} + 2R_{L2})] - (V_g - V_D)(R_o + R_{L2})}{\beta} \\ \frac{(DV_g - V_D + DV_D)R_o(D-1)}{\beta} \end{bmatrix} \quad (9)$$

Dónde U es el vector de entrada con valores constantes del voltaje de entrada y el voltaje en el diodo y

$$\beta = R_o - 2R_o D + R_{L2} + D^2(R_{L1} + R_{L2} + R_o - R_{C1}) + DR_{on} + DR_{C1} - 2DR_{L2}.$$

Modelo en pequeña señal

A partir del modelo en espacio de estados es posible obtener un “modelo perturbado” que describa la dinámica del sistema bajo una pequeña perturbación de CA. Dicho modelo se puede representar con ecuación 10.

$$K \frac{d}{dx} \hat{x}(t) = A_p \hat{x}(t) + B_p \hat{u}(t) + [(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)U] \hat{d}(t) \quad (10)$$

Aplicando la Transformada de Laplace a la ecuación 10, se obtiene ecuación 11.

$$sK\hat{X}(s) = A_p\hat{X}(s) + B_p\hat{U}(s) + [(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)U] \hat{d}(s) \quad (11)$$

Donde $\hat{X}(s)$ es el vector de estado perturbado en el dominio de la variable “s” y $\hat{U}(s)$ el vector de entrada perturbado. Así mismo, aparece el término $\hat{d}(s)$ el cual representa la señal de control del convertidor.

Funciones de transferencia Entrada-Salida

Dada la ecuación (11) y haciendo $\hat{d}(s) = 0$ se pueden encontrar las funciones de transferencia Entrada-Salida que describen la relación $\frac{\hat{X}(s)}{\hat{U}(s)}$, como se muestra en ecuación 12.

$$\frac{\hat{X}(s)}{\hat{U}(s)} = (sK - A_p)^{-1} B_p \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (12)$$

Funciones de transferencia Control-Salida

Del mismo modo, pero haciendo $\hat{U}(s) = 0$ se pueden encontrar las funciones de transferencia Control-Salida que describen la relación que existe entre las variables de estado y la señal de control $\frac{\hat{X}(s)}{\hat{d}(s)}$ como muestra ecuación 13.

$$\frac{\hat{X}(s)}{\hat{d}(s)} = (sK - A_p)^{-1} [(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)U] \quad (13)$$

Estas funciones de transferencia son de suma importancia para operar el convertidor en un lazo cerrado de control y pueda corregir ante alguna

perturbación a su entrada o a su salida. Así mismo, en cuestión de términos matemáticos, estas expresiones resultan ser muy largas, es por ello que se recurre al apoyo de software como MATLAB para su manejo.

Diseño del convertidor Ćuk

El luminario LED CUBIC SOFT de 60 x 120 cm de acuerdo con su ficha técnica, maneja una potencia de 60 Watts a un voltaje de 68 V y una corriente 0.88 A [4]. El voltaje de alimentación para el convertidor Ćuk parte de un bus de CD de 48 V (bus de alimentación común en una micro-red de CD); así, se tienen los siguientes parámetros de diseño:

- Voltaje de entrada: $V_g = 48 \text{ V}$
- Voltaje de salida: $V_o = v_{C2}(t) = -68 \text{ V}$
- Potencia de salida: $P_o = 60 \text{ W}$
- Corriente de LED: $I_o = 0.88 \text{ A}$
- Resistencia proporcional a la demanda de potencia: $R_o = |V_o / I_o| = 77 \Omega$
- Frecuencia de conmutación: $f_s = 100 \text{ kHz}$

Igualando a cero todos los elementos no ideales del convertidor (R_{L1} , R_{L2} , R_{C1} , R_{C2} , R_{on} , V_D), es posible determinar el valor del ciclo de trabajo, ecuación 14.

$$D = \frac{V_o}{V_o + V_g} = \frac{68}{68 + 48} = 0.586 = 58.6\% \quad (14)$$

Sustituyendo los valores conocidos y el ciclo de trabajo D en la ecuación 9 se obtienen los siguientes valores en el punto de operación, ecuación 15.

$$X = \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1.25 \text{ (A)} \\ -0.882 \text{ (A)} \\ 116 \text{ (V)} \\ -68 \text{ (V)} \end{bmatrix} \quad (15)$$

Como se puede apreciar el inductor de entrada L_1 manejará una corriente promedio de 1.25 A, el inductor de salida L_2 una corriente de -0.882 A, el

capacitor intermedio C_1 tendrá un voltaje promedio de 116 V y finalmente el capacitor de salida un voltaje promedio de -68 V, respetando las polaridades indicadas en la Figura 1. Al determinar estas cantidades es posible dimensionar el valor de los inductores y capacitores de acuerdo con las siguientes especificaciones de diseño:

- Rizo de corriente en el inductor L_1 : $\Delta_1 = 0.1I_1$
- Rizo de corriente en el inductor L_2 : $\Delta_2 = 0.15I_2$
- Rizo de voltaje en el capacitor C_1 : $\delta_1 = 0.1V_1$
- Rizo de voltaje en el capacitor C_2 : $\delta_2 = 0.002V_2$

El valor del inductor L_1 viene dado por ecuación 106.

$$L_1 = \frac{V_g D}{2\Delta_1 f_s} = \frac{48(0.586)}{2(0.1)(1.25)(100000)} = 1.12 \text{ mH} \quad (16)$$

El valor del inductor L_2 , ecuación 17.

$$L_2 = -\frac{(V_1 + V_o)D}{2\Delta_2 f_s} = -\frac{(116 - 68)(0.586)}{2(0.15)(-0.882)(100000)} = 1.06 \text{ mH} \quad (17)$$

El capacitor C_1 , ecuación 18.

$$C_1 = -\frac{I_2 D}{2\delta_1 f_s} = -\frac{(-0.882)(0.586)}{2(0.1)(116)(100000)} = 222 \text{ nF} \quad (18)$$

Finalmente, el valor del capacitor C_2 , ecuación 19.

$$C_2 = \frac{\Delta_2}{8f_s \delta_2} = \frac{(0.15)(-0.882)}{8(100000)(0.002)(-68)} = 1.21 \mu\text{F} \quad (19)$$

Componentes del convertidor

Para el inductor L_1 se utilizó un núcleo de ferrita RM-10 con 39 vueltas de cuatro hilos trenzados calibre 29, la inductancia obtenida es de 1.2 mH con una resistencia serie asociada de 2 Ω . De la misma forma se utilizó un núcleo RM-10 para el inductor L_2 con 36 vueltas del mismo conductor, obteniendo una inductancia de 1.1 mH y una resistencia serie cercana a los 2 Ω . Ambos

inductores fueron medidos a una frecuencia de 100 kHz con un LCR Meter LCR-916 GW-INSTEK.

Respecto al capacitor C_1 , se eligió un capacitor no polarizado de Polipropileno de 220 nF @ 600 V y una resistencia serie de 10 mΩ. Para el capacitor de salida C_2 se utilizó uno electrolítico de 1 μF a 100 V. El transistor MOSFET elegido para el convertidor es un IRFB17N20D, el cual cuenta con una resistencia de encendido de 0.17 Ω, una capacidad de manejo de corriente de 16 A y soporta un voltaje drenaje-fuente de 200 V [5]. En el caso del diodo se eligió uno de carburo de Silicio Schottky CREE C3D20060D de conmutación extremadamente rápida; la caída de voltaje entre las terminales de este dispositivo típicamente es de 1.8 V [6]. En tabla 1 se muestran los valores de cada uno de los elementos utilizados para el convertidor Ćuk.

Tabla 1 Valores de los elementos del convertidor.

Componente	Valor
Inductor L_1	1.2 mH
Inductor L_2	1.1 mH
Capacitor C_1	220 nF
Capacitor C_2	1 μF
Resistencia parásita R_{L1}	2 Ω
Resistencia parásita R_{L2}	2 Ω
Resistencia parásita R_{C1}	10 mΩ
Resistencia del MOSFET R_{on}	0.17 Ω
Caída de voltaje en el diodo V_D	1.8 V

Al considerar los parásitos reales en el sistema, el valor del ciclo de trabajo en el punto de operación estará dado por la solución negativa de ecuación 19 de segundo grado.

$$aD^2 + bD + c = 0 \quad (19)$$

Donde los coeficientes se definen mediante ecuaciones 20.

$$\begin{aligned} a &= R_o(V_g - V_o + V_D) + V_o(R_{C1} - R_{L1} - R_{L2}) \\ b &= V_o(2R_o - R_{on} - R_{C1} + 2R_{L2}) - R_o(V_g + 2V_D) \\ c &= R_o(V_D - V_o) - V_oR_{L2} \end{aligned} \quad (20)$$

El nuevo valor del ciclo de trabajo D será igual a 0.613, equivalente a un tiempo en alto del 61.3% del periodo de la señal control.

Diseño de controlador

Para controlar el convertidor Ćuk se utilizó el circuito integrado PWM de propósito general TL494. Este chip incorpora todas las funciones requeridas para implementar un control PWM en modo voltaje. Incluye dos amplificadores de error, un oscilador ajustable, un generador de tiempo muerto, un regulador de 5 V de precisión, entre otras características [7].

Con los valores mostrados en la tabla 1 es posible determinar las funciones de transferencia Control-Salida de la ecuación 13. Sin embargo, la carga del convertidor estará dividida en dos partes: el luminario LED y una resistencia de sensado de 0.6Ω como lo muestra la figura 4, dando una resistencia total de 77.6Ω .

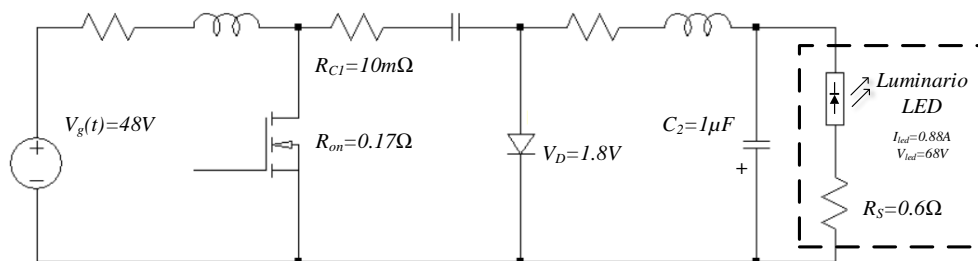


Figura 4 Carga del convertidor Ćuk.

De tal forma, la función de transferencia utilizada para cerrar el lazo de control con el TL494 es la que define la relación del voltaje sobre la resistencia de sensado con la señal de control $\hat{d}(s)$, la cual se muestra en ecuación 21.

$$\frac{\hat{v}_{sens}(s)}{\hat{d}(s)} = -\left(\frac{0.6}{77.6}\right) \frac{4.9392 \times 10^{45} s^2 - 2.6059 \times 10^{50} s + 6.7542 \times 10^{54}}{4.6899 \times 10^{34} s^4 + 7.8204 \times 10^{38} s^3 + 1.4446 \times 10^{44} s^2 + 1.5565 \times 10^{48} s + 2.6618 \times 10^{52}} \quad (21)$$

El voltaje presente en la resistencia de sensado es proporcional a la corriente que circula a través de la carga, de ésta forma el control tratará hacer que el voltaje

senado esté siempre en el mismo valor, el cual se puede determinar por ecuación 22.

$$V_{sens} = Vref = R_s * I_o = (0.6 \Omega)(0.88 A) = 0.528 V \quad (22)$$

En la figura 5 se muestra el esquema de control en lazo cerrado para el convertidor Ćuk.

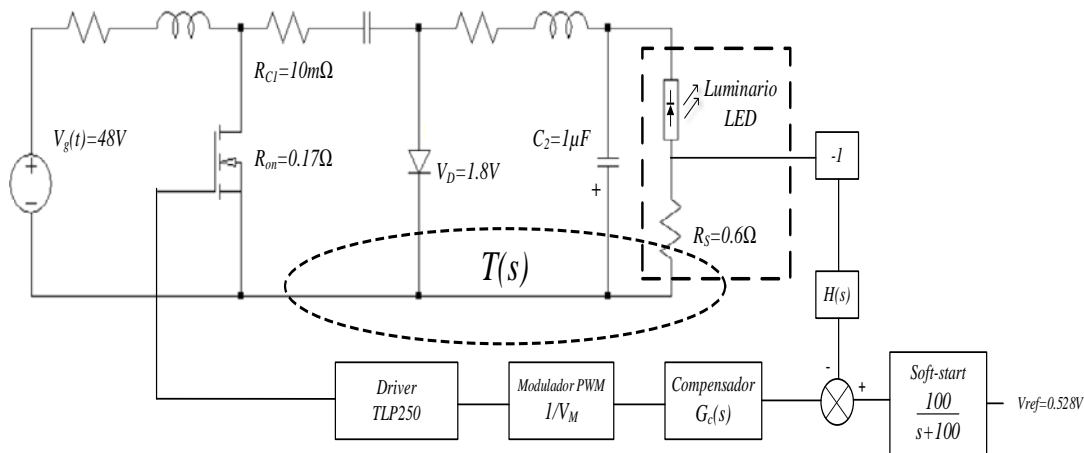


Figura 5 Esquema de control.

Dado que el voltaje de salida en este convertidor es negativo, es necesario agregar un inversor para cambiar la polaridad del voltaje sentido. Este voltaje entrará a un bloque $H(s)$ cuya finalidad es atenuar el ruido de conmutación de alta frecuencia y quedarse únicamente con la componente de CD del voltaje sentido, posteriormente pasará a un amplificador de error del TL494 y se lo restará al voltaje de referencia obtenido con ecuación 22; dicha diferencia entrará al compensador $G_c(s)$ el cual ejecutará la acción de control por diseñar. Finalmente, la señal de control entrará al modulador PWM del TL494 para modificar el ciclo de trabajo D y a la salida de éste se tendrá un optoacoplador con salida Push-Pull (TLP250) para impulsar el transistor MOSFET. El bloque $H(s)$ es un filtro pasa-bajas RC de primer orden con $R=1 \text{ k}\Omega$ y $C=1 \mu\text{F}$, el cual exhibe una frecuencia de quiebre a los 159 Hz y su función de transferencia está dada mediante ecuación 23.

$$H(s) = \frac{1000}{s + 1000} \quad (23)$$

En el esquema de control V_M es la amplitud de la señal diente de sierra del modulador PWM del TL494, cuyo valor es igual 3 V; por otra parte, el driver TLP250 se puede considerar como una ganancia unitaria.

De tal modo, ya se conocen todos los elementos necesarios para determinar la función de transferencia de lazo abierto $T(s)$ sin compensar, es decir con $G_c(s) = 1$, como se muestra en ecuación 24.

$$T(s) = -\frac{\hat{v}_{sens}(s) H(s)}{\hat{d}(s) V_M} G_c(s) = \quad (24)$$

$$= \frac{1.273 \times 10^{46} s^2 - 6.716 \times 10^{50} s + 1.741 \times 10^{55}}{4.69 \times 10^{34} s^5 + 8.289 \times 10^{38} s^4 + 1.452 \times 10^{44} s^3 + 1.701 \times 10^{48} s^2 + 2.817 \times 10^{52} s + 2.662 \times 10^{55}}$$

En la figura 6 se muestra el diagrama de Bode de magnitud y fase de la función $T(s)$ sin compensar.

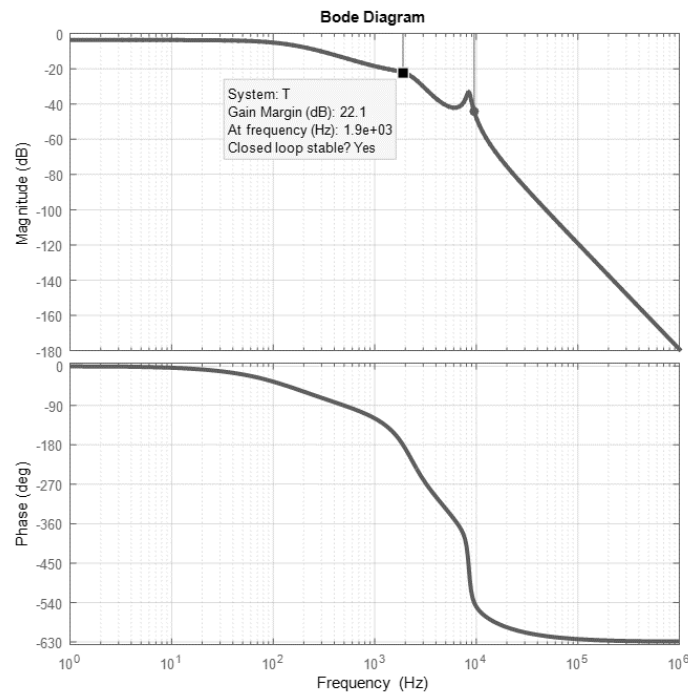


Figura 6 Diagrama de Bode de magnitud y fase del sistema sin compensar.

Como se puede apreciar en la figura 6, el sistema tiene un margen de ganancia de 22.1 dB cuando la fase cruza por -180° , lo cual ocurre aproximadamente a los

1900 Hz, sin embargo, no existe margen de fase debido a que la magnitud siempre está por debajo de los 0 dB. Dicho esto, el convertidor Cúk requiere de un compensador que proporcione magnitud en baja frecuencia que permita la aparición de un margen de fase y no modifique la característica de margen de ganancia del sistema sin compensar. Para lograr tal objetivo es necesario agregar un cero invertido con una frecuencia de quiebre menor a los 1900 Hz, una propuesta razonable es colocar el cero invertido a los 400 Hz. La función de transferencia del compensador propuesto se determina mediante ecuación 25.

$$G_c(s) = 1 + \frac{2\pi f_L}{s} = 1 + \frac{2\pi(400 \text{ Hz})}{s} = \frac{s + 2513.3}{s} \quad (25)$$

En la figura 7 se muestra el diagrama de Bode de magnitud y fase del convertidor agregando a $T(s)$ el término de compensación $G_c(s)$, obteniendo así, un margen de fase de casi 59° y un margen de ganancia de 21.2 dB, lo cual asegura la estabilidad del convertidor en lazo cerrado.

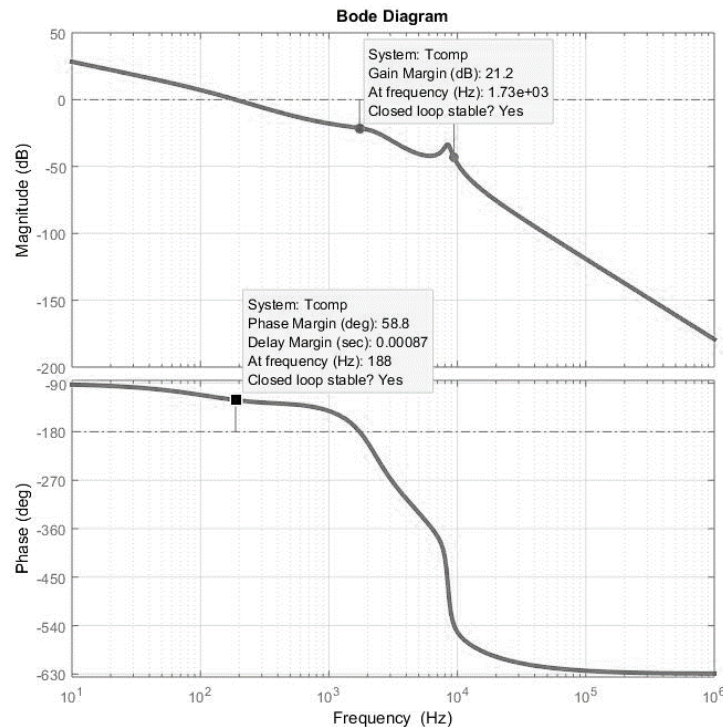


Figura 7 Diagrama de Bode de magnitud y de fase del sistema compensado.

3. Resultados

En la figura 8 se muestra el convertidor Ćuk implementado físicamente con los componentes descritos a lo largo del documento y el luminario LED CUBIC SOFT utilizado en la figura 9.

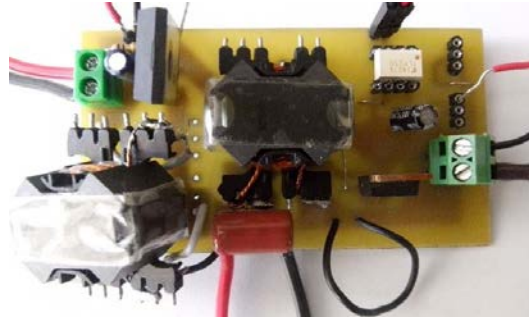


Figura 8 Convertidor Ćuk físico.



Figura 9 Luminario LED CUBIC SOFT 60 x 120 cm 60 W.

Así mismo en las figuras 10, 11, 12 y 13 se muestran las formas de onda de voltaje en los capacitores y las corrientes en cada uno inductores del convertidor. Las ondas de color azul son las obtenidas de manera experimental y las de color rojo son las que se obtuvieron de una simulación realizada en el programa PSIM.

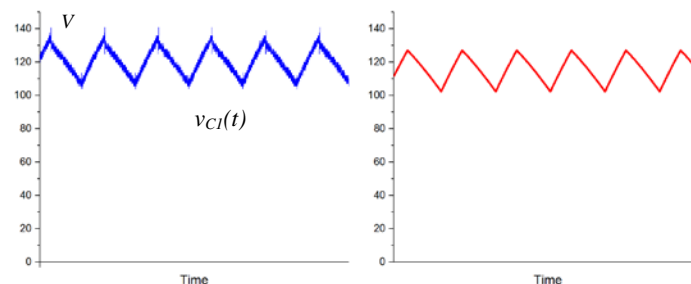


Figura 10 Voltaje en el capacitor C_1 .

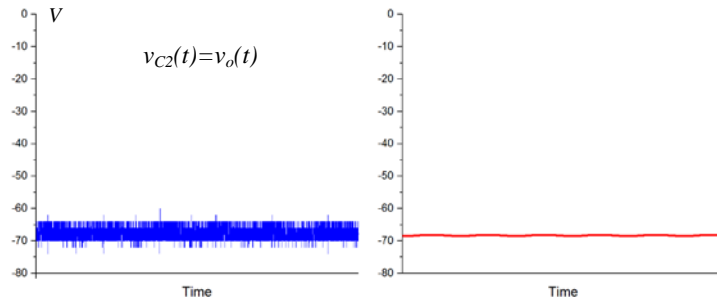


Figura 11 Voltaje en el capacitor C_2 .

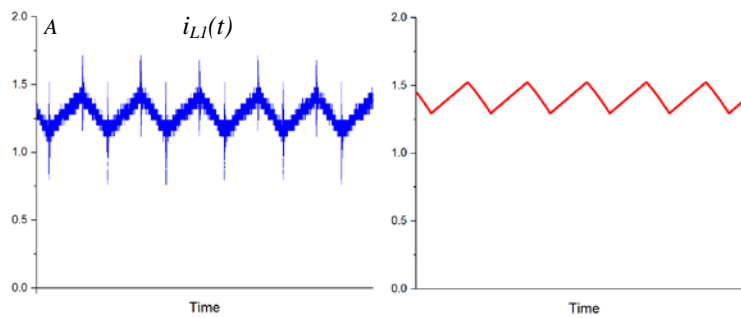


Figura 12 Corriente en el inductor L_1 .

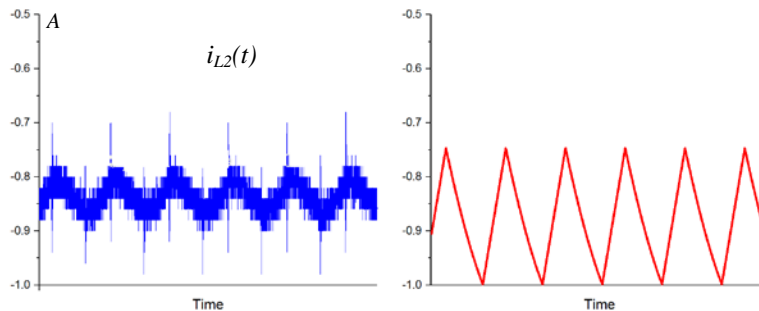


Figura 13 Corriente en el inductor L_2 .

4. Conclusiones

El desarrollo del modelo matemático para un convertidor Cúk con todos los elementos no ideales (parásitos) resultó funcionar adecuadamente y por ende, queda como base para futuros trabajos en el área. Es importante resaltar que en el análisis realizado no se incluyó la resistencia serie asociada del capacitor de salida, ya que el convertidor en su versión final llevará capacitor de película de

polipropileno con una muy baja resistencia, por lo cual se puede despreciar. Así mismo, las pruebas experimentales realizadas en el laboratorio demuestran una gran similitud con lo obtenido mediante una simulación realizada en PSIM, las diferencias existentes son debidas a que la referencia del control estaba por debajo de la referencia obtenida en el análisis presentada en este trabajo. Se agradece al CONACYT-SENER por su apoyo a través del proyecto 233755 "Laboratorio en micro-redes de CD".

5. Bibliografía y Referencias

- [1] A. Nachez, *Electrónica de Potencia, Aplicaciones de la conversión CC-CC, Convertidor de Cúk*. Universidad Nacional de Rosario.
- [2] R. Antonio, J. Arau, "Evaluation of Boost, Sepic and Cuk Topologies as Power Factor Correction Stage in Electronic Ballast Applications". CENIDET. 1994.
- [3] S. S. Ang, "Power-Switching Converters". State-Space Averaging. Pág. 192.
- [4] Ficha técnica luminario LED CUBIC SOFT 60 x 120 60 W, http://archivos.magg.com.mx/fichas/L5555_.pdf.
- [5] International Rectifier, "SMPS MOSFET", IRFB17N20D datasheet. <http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irfb17n20dpbf.pdf>.
- [6] CREE, "Silicon Carbide Schottky Diode", C3D20060D datasheet. <http://www.wolfspeed.com/media/downloads/100/C3D20060D.pdf>.
- [7] Texas Instruments, "Pulse-Width-Modulation Control Circuits", TL494 datasheet. <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tl494.pdf>.

6. Autores

Francisco Alejandro Juárez León. Es estudiante de la carrera de Ingeniería Electrónica en el Instituto Tecnológico de Celaya. Sus áreas de interés incluyen el diseño e implementación de sistemas digitales, modelado matemático de convertidores CD-CD y sus cuestiones prácticas. Actualmente está realizando sus residencias profesionales en el Laboratorio de Energías Renovables en el Instituto Tecnológico de Celaya.

Elías José Juan Rodríguez Segura. Recibió el grado de Ingeniero en el año de 1994 por parte de la Universidad Autónoma Metropolitana (UAM-Azcapotzalco), Ciudad de México, el grado de Maestro en Ciencias en el año 1996 y el grado de Doctor en 1999 por parte del Centro Nacional de e Investigación y Desarrollo Tecnológico (CENIDET), Cuernavaca Mor., México, todos en Ingeniería Electrónica. Actualmente es profesor-investigador de tiempo completo en el Departamento de Ingeniería Electrónica del Instituto Tecnológico de Celaya. Sus áreas de interés incluyen la conversión de energía de alta frecuencia, rectificadores de alto factor de potencia y balastos electrónicos.