



CCADET

CENTRO DE CIENCIAS APLICADAS Y DESARROLLO TECNOLÓGICO
UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

Fuente conmutada basada en un convertidor de medio puente con transformador de alta frecuencia

José Castillo Hernández

Febrero de 2017

Proyecto Interno

Financiamiento interno

Fuente conmutada basada en un convertidor de medio puente con transformador de alta frecuencia

José Castillo Hernández

Centro de Ciencias Aplicadas y Desarrollo Tecnológico, Universidad
Nacional Autónoma de México, Circuito Exterior S/N, Ciudad Universitaria
AP 70-186, C.P. 04510, México D.F. México

Resumen

Se presentan los resultados de una fuente conmutada basada en una configuración de medio puente. En esta configuración el convertidor de DC-DC emplea un transformador de alta frecuencia con núcleo de ferrita. El voltaje de salida del sistema se regula a través de un control de voltaje que cuenta con un circuito de compensación en frecuencia. Este trabajo se deriva del análisis y diseño preliminar a bajo voltaje de una fuente conmutada fuera de línea, en donde se realiza la conversión de voltaje de AC-DC y en un proceso posterior se lleva a cabo la conversión de DC-DC. Los resultados obtenidos de este desarrollo están encaminados al diseño de fuentes conmutadas fuera de línea para su integración y uso en equipos más eficientes.

Índice	
Nomenclatura	3
Introducción	4
Definición del problema	4
Entorno actual	5
Descripción del problema	5
Relevancia y limitaciones	5
Método	6
Objetivos y resultados esperados	6
Organización del informe	7
1. Descripción del sistema	7
1.1. Diseño de la fuente conmutada	11
1.2. Transformador de alta frecuencia	11
1.3. Filtro de salida	14
1.4. Circuito de compensación	18
2. Simulación	20
3. Pruebas experimentales	23
Conclusiones	26
Apéndice A	27
Apéndice B	29
Referencias	32

Nomenclatura

Símbolo	Significado
Δi_L	Rizo de corriente del inductor
ΔV_o	Rizo de voltaje del capacitor
η	Eficiencia
A_x	Ganancia
AC	Siglas en inglés de Alternating Current. Indica corriente alterna
A_{Cx}	Área transversal del alambre
A_e	Área efectiva de la sección transversal del núcleo
A_L	Factor de inductancia.
A_w	Área efectiva de la ventana
B_{pk}	Densidad de flujo magnético
D	Ciclo de trabajo
DC	Siglas en inglés de Direct Current. Indica corriente directa
EI	Núcleo magnético compuesto de dos secciones. Una sección con forma de letra E y la otra con forma de letra I.
ESR	Resistencia serie de un capacitor
f_{ESR}	Frecuencia de la resistencia serie del capacitor.
f_p	Frecuencia donde se ubica un polo
f_{sw}	Frecuencia de conmutación
fuera de línea	El término en inglés es off-line y se aplica a fuentes conmutadas que operan directamente sobre el voltaje de la red eléctrica.
f_{xo}	Frecuencia de cruce por cero
f_z	Frecuencia donde se ubica un cero
G_x	Ganancia en dB
HT	Espesor del núcleo
ID	Diámetro interno del núcleo
l_{prom}	Longitud promedio de una vuelta.
n	Factor de transformación
N_P	Número de vueltas del devanado primario
N_S	Número de vueltas del devanado secundario
OD	Diámetro externo del núcleo
P_S	Potencia de salida
PA	Producto de áreas
P_{Cu}	Pérdidas del cobre
P_N	Pérdidas del núcleo
PWM	Siglas en inglés de Pulse Width Modulation. Indica modulación por ancho de pulso
$R_{\#x}$	Resistencia eléctrica por unidad de longitud del cable
Tap	Derivación central
V_e	Volumen efectivo del núcleo
V_{Emin}	Voltaje de entrada mínimo
V_F	Voltaje de encendido del diodo
V_S	Voltaje de secundario o voltaje de salida del transformador
V_o	Voltaje de salida

Introducción

El desarrollo de la electrónica está latente en una amplia gama de productos con los que tenemos contacto. Un área específica de la electrónica de potencia, que está en pleno auge, son los convertidores de voltaje. Un caso particular de convertidores de voltaje DC-DC son los sistemas conmutados que permiten un amplio manejo de potencia que, dependiendo de su aplicación, puede ir de miliwatts hasta kilowatts. En general son circuitos que convierten una tensión de un valor a otro, ofrecen una mayor eficiencia energética que su contraparte lineal y brindan una reducción neta del volumen y peso de los equipos con los que están asociados. Esto se debe al uso de componentes magnéticos como transformadores e inductores que operan en altas frecuencias. Los convertidores de DC-DC también se conocen como transformadores de corriente continua. En estos circuitos, cuando la relación de transformación es moderada (una relación de 3 a 1 o 3:1) usan sólo inductores para la conversión de voltaje; sin embargo, para transformaciones mayores, con el fin de reducir pérdidas, se prefiere además de inductores el uso de transformadores de alta frecuencia.

El manejo de transformadores convencionales o de baja frecuencia no es factible en el desarrollo de convertidores de DC-DC. Los transformadores de baja frecuencia se fabrican a partir de núcleos de tipo laminar que ofrecen características de densidad de flujo magnético limitadas en frecuencia lo que incrementa su volumen y peso. A diferencia de los núcleos laminados, los núcleos de ferrita y de tierras raras ofrecen mayores condiciones de operación para la densidad de flujo magnético, con lo que es posible obtener transformadores pequeños que puedan manejar potencias considerables siempre y cuando estos elementos magnéticos trabajen a frecuencias del orden de kilohertz, razón por la que se denominan transformadores de alta frecuencia. Por ejemplo, la fuente conmutada de una computadora de escritorio opera a una frecuencia mayor de 50 kHz, su transformador con núcleo de ferrita es menor a un cubo de 5 cm por lado con peso de 200 g y llega a manejar potencias superiores a 200 Watts; un transformador de núcleo laminado operando a una frecuencia de 60 Hz y manejando la misma potencia, presenta una dimensión de 15 cm por lado con peso superior a 5 kg.

Un convertidor puede incluir un circuito de control para regular su voltaje de salida y bajo este esquema el convertidor se convierte en un regulador conmutado. Si el voltaje de entrada del regulador se obtiene a partir de la rectificación directa o indirecta de la red eléctrica, el sistema se convierte en una fuente conmutada. Hablando de forma general estos convertidores, reguladores y fuentes se pueden agrupar en lo que llamaremos sistemas conmutados de potencia. El costo que se paga por los beneficios de los sistemas conmutados radica en su diseño y desarrollo debido a que requiere de un manejo amplio de teoría electrónica y electromagnetismo. En este trabajo se plasma parte del conocimiento adquirido sobre estos tópicos.

Definición del problema

El desarrollo de topologías simples de convertidores de voltaje como reductores, elevadores e inversores se han tratado extensamente por diferentes autores (Erickson, 2004), (Kassakian et al, 1992), (Mohan et al., 2002), (Rashid, 2008). Las configuraciones más elaboradas como la Forward, la Flyback, la Push-pull, la configuración de medio puente y la de puente completo también son tratadas por los mismos autores; sin embargo un estudio más profundo desde el punto de vista de fuentes conmutadas se puede consultar en (Brown, 2001), (Billings et al., 2011) y (Pressman et al, 2009). El paso de un marco teórico a una concepción práctica, involucra diversos obstáculos que en ocasiones sólo pueden ser superados a partir de la experimentación aun en los circuitos más sencillos. El diseño de sistemas conmutados involucra diversas disciplinas como la instrumentación electrónica, la electrónica de potencia, la teoría de control y la fabricación de dispositivos electromagnéticos entre otras. El laboratorio de electrónica está interesado en el desarrollo de fuentes conmutadas fuera de línea para su inclusión en los prototipos que

considere pertinente. La concepción de este tipo de fuentes requiere el conocimiento de diseño y desarrollo de convertidores conmutados de voltaje. Como una primera aproximación el presente trabajo aborda el problema de fuentes conmutadas basadas en una configuración de medio puente con transformador de alta frecuencia y operando a bajo voltaje.

Entorno actual

Una línea de desarrollo del laboratorio de electrónica del CCADET es la Electrónica de Potencia. Bajo este contexto el laboratorio tiene experiencia en el diseño y fabricación de transformadores de alta frecuencia (Castillo et al, 2016). Ha desarrollado prototipos que involucran configuraciones de medio puente y puente completo como variadores de velocidad para motores de inducción (Castillo et al, 2006) y sistemas de conversión de energía (Castillo et al, 2013-2). También se han diseñado equipos para aplicaciones de depósitos electroquímicos (Castillo et al, 2012-1) y (Castillo et al, 2012-2), caracterización de materiales magnéticos y bobinas Helmholtz (Castillo et al, 2013-1). A partir de esto último surgió la inquietud de diseño de fuentes fuera de línea. Estos equipos llegan a manejar potencias en el intervalo de 120 watts a 400 watts. Las fuentes de tipo lineal desarrolladas para suministrar energía a estos equipos mostraron ser poco eficientes, pesadas y voluminosas.

Descripción del problema

Se deben localizar los puntos esenciales que se consideraron en el diseño de un convertidor DC-DC basado en una configuración de medio puente acoplado a un transformador de alta frecuencia. En este proceso es importante establecer cuáles son las características que debe cumplir el transformador para su fabricación. También es importante seleccionar un circuito electrónico de control que permita el manejo de una configuración de medio puente. Así mismo se deben determinar que dispositivos de conmutación o interruptores electrónicos son los más adecuados para la configuración propuesta, así como los circuitos auxiliares para su activación.

Desde el punto de vista de control es necesario establecer un procedimiento de compensación en frecuencia que permita la regulación de voltaje de salida ante los cambios abruptos de la corriente que la carga demande. De igual forma para facilitar el análisis y diseño a través de simulaciones se requiere de un modelo adecuado del circuito de control y seleccionar un programa de simulación apropiado que este orientado al campo de electrónica de potencia.

Relevancia y limitaciones

La motivación en el presente trabajo es desarrollar una metodología propia de diseño que nos permita mejorar el desempeño de las fuentes de alimentación de los prototipos generados en el laboratorio de electrónica, incrementando así sus expectativas de dimensión, peso y eficiencia.

En un trabajo anterior (Castillo et al, 2016) se desarrolló un procedimiento para transformadores de alta frecuencia. Continuando en una línea de desarrollo afín, se aborda en el presente informe el problema del control y la regulación de voltaje en la salida de una fuente conmutada.

El circuito propuesto se armó y analizó en una tarjeta prototipo con fin de ofrecer libertad de modificación durante su diseño. El sistema se probó en una configuración aproximada de una fuente fuera de línea pero de bajo voltaje. Una fuente fuera de línea opera directamente sobre el voltaje que suministra la red eléctrica; en nuestras pruebas, el voltaje de la red se reduce en primera instancia a través de un transformador de baja frecuencia.

Método

En la figura 1 se presenta el diagrama a bloques de la fuente conmutada. En el diagrama se contempla el convertidor de AC-DC, el convertidor de DC-DC y el circuito de control.

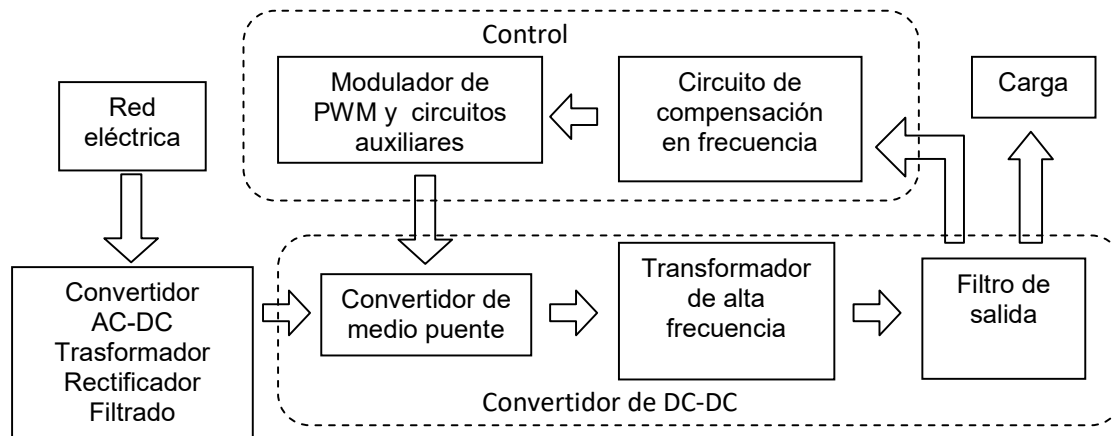


Figura 1. Diagrama de bloques de la fuente conmutada.

El convertidor de AC-DC de manera general estará compuesto por un etapa de rectificación y una etapa de filtrado. El sistema se acoplará a la red eléctrica a través de un transformador de 60Hz. Se considera un transformador que convierte 127Vrms a 42Vrms aproximadamente.

El convertidor de DC-DC estará compuesto por un circuito de medio puente, el transformador de alta frecuencia y el filtro de salida. Se elegirán transistores MOSFET como interruptores electrónicos o dispositivos de conmutación. Esta elección está basada en su velocidad de respuesta y manejo de alta densidad de energía. El transformado se diseñará con base en un núcleo tipo *EI* de ferrita (Magnetics, 2013). El filtro de salida será de tipo *LC*, en donde el inductor del filtro se diseñará con base en núcleo toroidal de material #26 (Micrometals, 2007).

El circuito de control considera un modulador de PWM, circuitos auxiliares para la activación de los interruptores del medio puente y un circuito de compensación en frecuencia. En este desarrollo se usará el circuito integrado TL494 como modulador de PWM (Texas Instruments, 2015) debido a su opción de modo de control push-pull que es compatible con la operación de medio puente. También se usará el circuito integrado IR2110 (Infineon, 2107) como circuito auxiliar para la activación de los interruptores del medio puente.

La carga es un elemento que demanda corriente al sistema. Puede ser de tipo inductivo, capacitivo o resistivo. En este trabajo para fines de análisis y diseño se considera la carga como resistiva.

Objetivo y resultados esperados

- Observar el desempeño que ofrece un convertidor de voltaje de medio puente con transformador de alta frecuencia
- Analizar las necesidades que demanda el control de voltaje del convertidor.
- Poner en práctica la compensación en frecuencia del convertidor.
- Corroborar la metodología de diseño de transformadores de alta frecuencia.

Organización del informe

En el capítulo 1 se da una descripción de las partes que componen la fuente conmutada y una explicación de la interacción de sus partes así como su principio de funcionamiento. En el capítulo 2 se trata el diseño del transformador de alta frecuencia, el filtro de salida y el circuito de compensación en frecuencia. Se desarrolla el procedimiento de diseño del transformador, se analiza el efecto del desfaseamiento de filtro de salida en una fuente regulada y se exponen, a partir de esto, la necesidad de un circuito de compensación en frecuencia. El capítulo 3 habla sobre la simulación de la fuente en un programa de simulación. Explica la necesidad de un modelo para el circuito usado como regulador conmutado y analiza los resultados que se esperan obtener de la fuente real a partir de las simulaciones. El capítulo 4 describe los resultados obtenidos de la fuente en pruebas experimentales y analiza las diferencias con respecto a la simulación. En las conclusiones se resumen los resultados del diseño, se plantean las deficiencias y las fortalezas observadas del sistema y se establecen metas futuras de desarrollo. El apéndice A contiene información del regulador conmutado TL494 y el apéndice B incluye información del núcleo magnético usado para el transformador de alta frecuencia.

1.- Descripción del sistema

La figura 2 muestra el diagrama electrónico en donde se prueba y analiza el convertidor de DC-DC. La configuración del circuito corresponde con una fuente conmutada fuera de línea y de bajo voltaje. El voltaje de entrada se considera de 60V y su voltaje de salida se ajusta para 5V. El diagrama incluye el circuito integrado de un regulador conmutado y tiene un aislamiento galvánico a través de un transformador de alta frecuencia. La fuente se divide en tres etapas o circuitos que corresponde con una etapa de entrada o convertidor AC-DC, la etapa de potencia o convertidor DC-DC y el circuito de control o de regulación. A continuación se describe cada uno de estos.

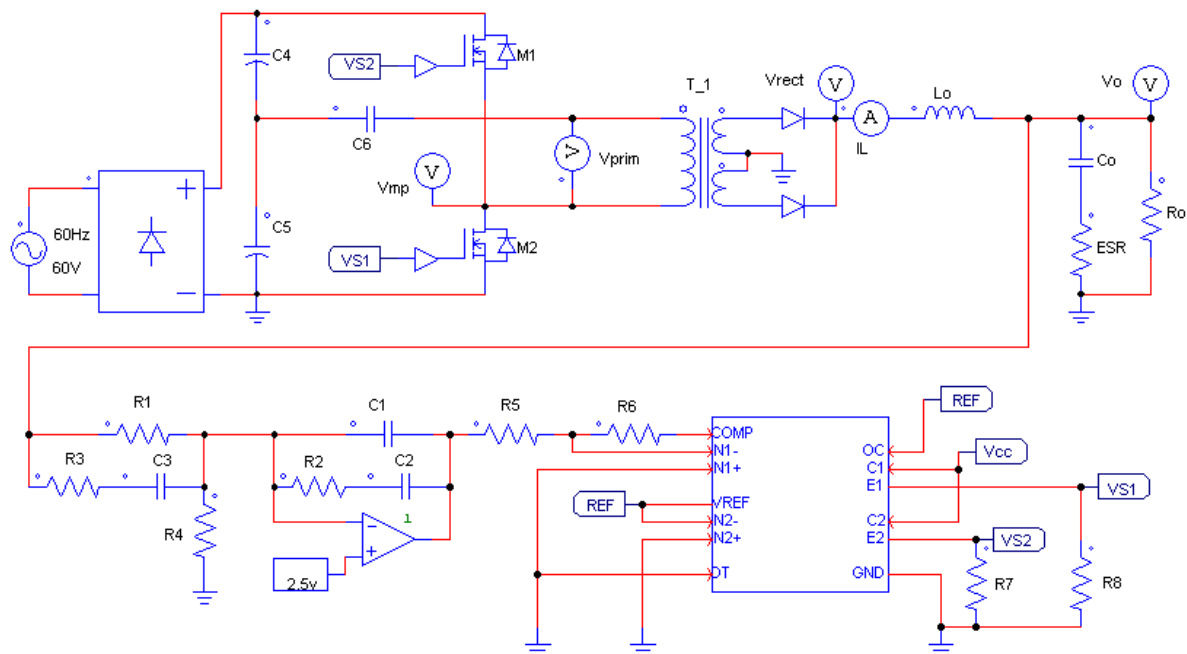


Figura 2. Diagrama electrónico de la fuente conmutada

La etapa de entrada corresponde con un circuito de rectificación y filtrado que se ilustra en la figura 3. La fuente de 60V y 60Hz se obtiene a partir de un transformador conectado al voltaje de la línea que

convierte el voltaje de 127Vrms en un voltaje de 42Vrms o 60V pico. El proceso de rectificación lo realiza el puente de diodos BD1. El voltaje de salida del puente se conecta al arreglo de capacitores C4 y C5 que están conectados en serie. Estos capacitores son de tipo electrolítico y tiene la función de filtrar la señal rectificada para producir un voltaje relativamente constante de corriente directa. Los capacitores se conectan en serie para dividir el potencial filtrado con el fin de ofrecer una referencia flotada al convertidor de medio puente. El circuito de la figura 3 corresponde a un convertidor clásico de AC-DC y el voltaje que produce alimenta el convertidor de DC-DC.

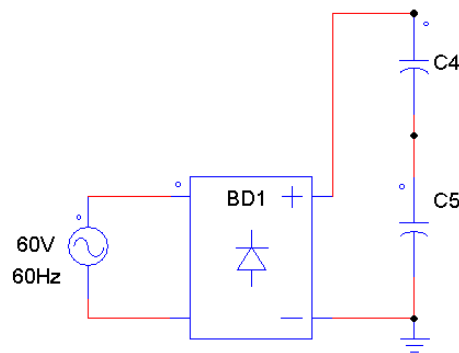


Figura 3. Etapa de entrada de la fuente

La etapa de potencia o convertidor de DC-DC se muestra en la figura 4, este circuito se basa en una configuración de medio puente acoplada con un transformador de alta frecuencia. El arreglo de medio puente está conformado por el par de transistores MOSFET M1 y M2 conectados en serie. En esta configuración sólo uno de ellos puede estar activo en cada instante de tiempo, de lo contrario el puente experimentaría un corto circuito a tierra. Las señales que activan el estado de cada transistor son generadas por la etapa de control.

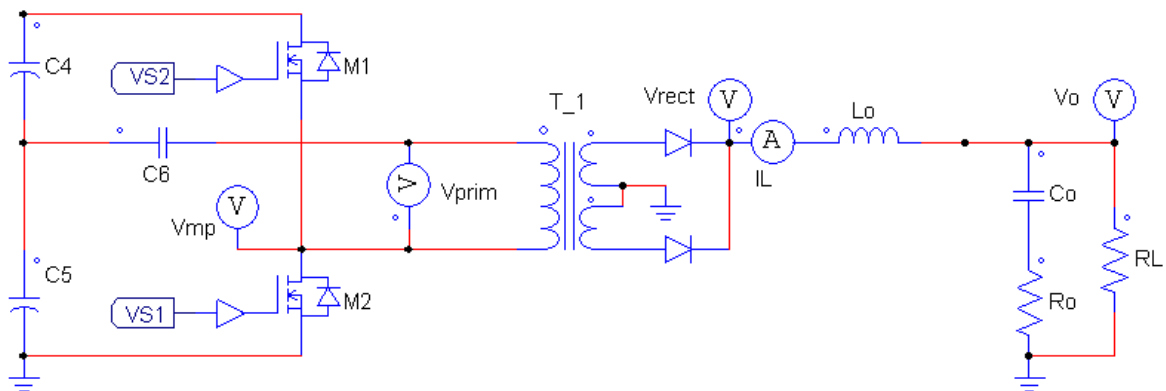


Figura 4. Etapa de potencia o convertidor DC-DC.

El arreglo en conjunto produce una señal con niveles de voltaje de 0V, 30V y 60V en el medio puente, tal como la que se muestra en la figura 5. Este voltaje se aplica en un extremo del devanado primario del transformador T_1; el extremo opuesto se conecta al punto medio que forman los capacitores de filtrado a través del capacitor C6. El punto medio crea una referencia para el voltaje primario de tal forma que la señal final que se aplica en las terminales del transformador, se convierte en un tren de pulsos de tipo bipolar similar al que se presenta en la figura 6. Bajo este contexto, el capacitor C6 junto con la

impedancia de entrada del transformador forma un filtro paso altas que bloquea la componente de corriente directa remanente que puede saturar el núcleo.

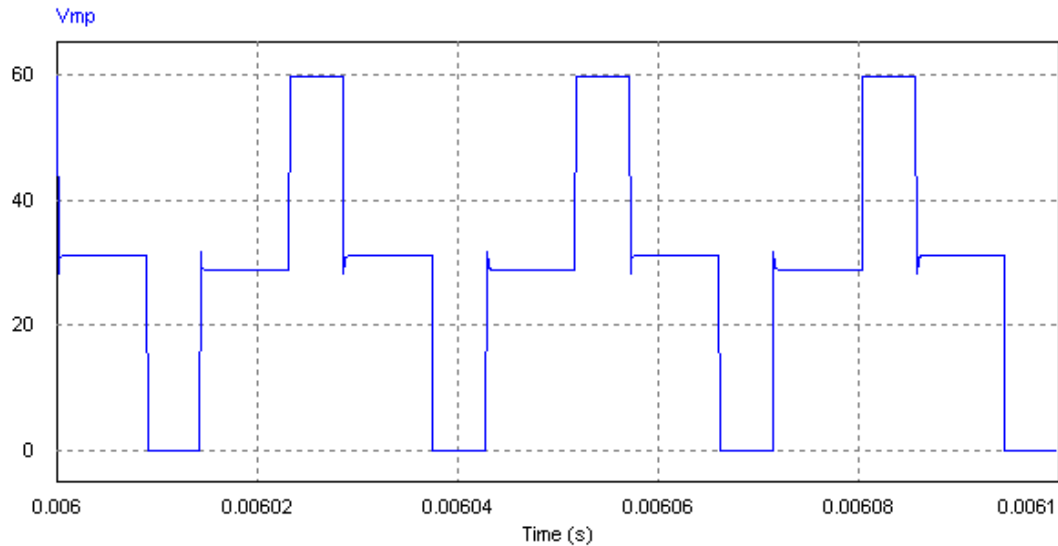


Figura 5. Señal de voltaje típica observada a la salida de la configuración de medio puente.

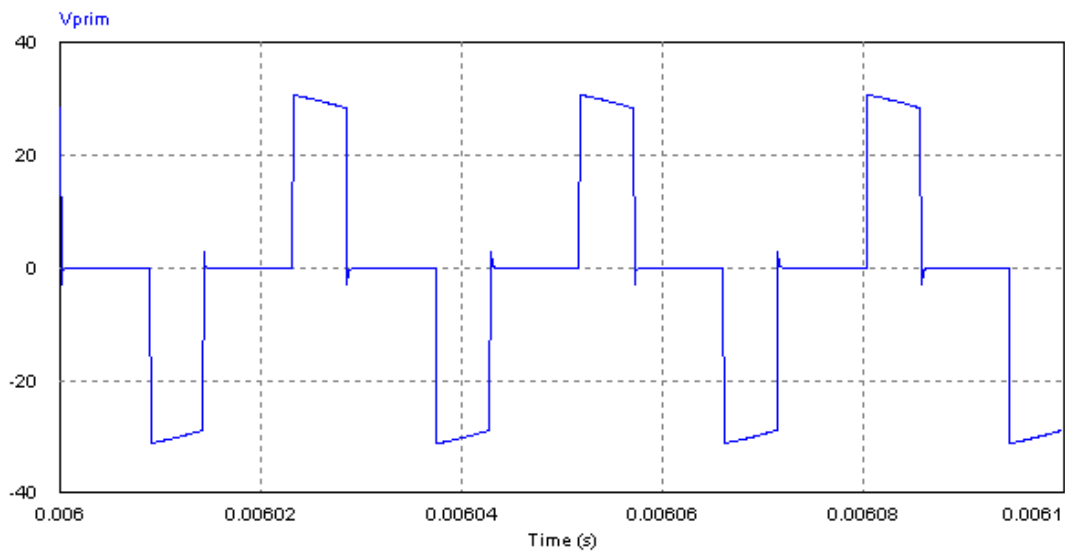


Figura 6. Diferencia de voltaje entre las terminales de devanado primario del transformador.

El transformador es de tipo reductor y convierte la señal de 30 volts en una de 12 Volts. El devanado secundario está conectado en una configuración de rectificador de onda completa con derivación central mediante los diodos D1 y D2. De esta forma el voltaje del secundario se transforma en un tren de pulsos unipolar con el doble de frecuencia similar al que se indica la figura 7.

Es importante resaltar que para la implementación del circuito, estos diodos deben ser capaces de soportar el doble del voltaje del secundario y de conmutación ultra-rápida. La señal rectificada se filtra en

un proceso posterior por medio de un arreglo LC conformado por el inductor L_o y el capacitor C_o . La salida del filtro LC corresponde con la salida del convertidor.

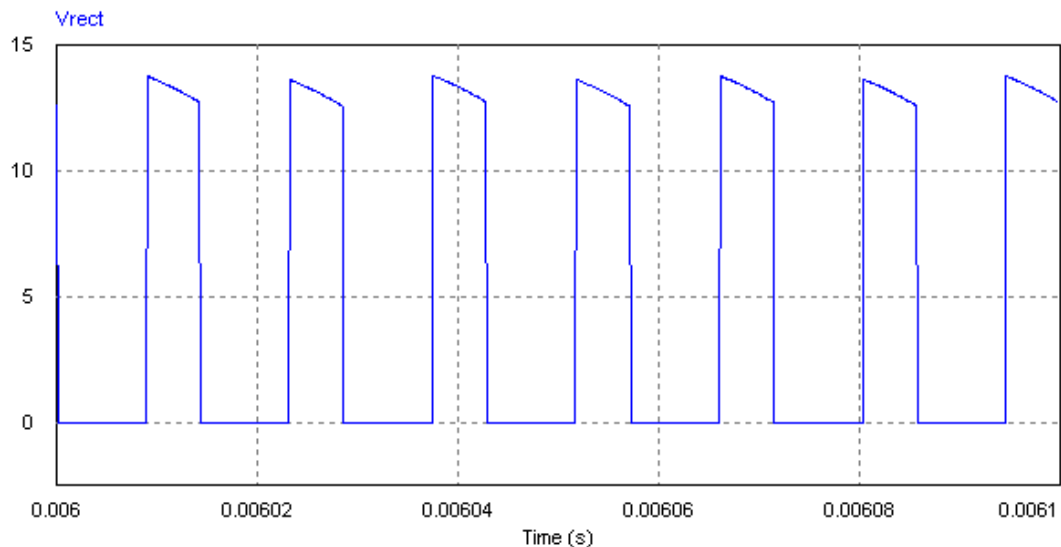


Figura 7. Voltaje secundario rectificado.

El voltaje de salida V_o está regulado a 5V por un control compensado en frecuencia. La etapa de control está basada en el circuito integrado TL494 (Texas Instruments, 2015). Este circuito es considerado un clásico en el desarrollo de convertidores de voltaje. El TL494 salió al mercado hace más 30 años y sigue vigente. En su diseño tiene integrado un oscilador de señal triangular, una referencia de voltaje y un arreglo de dos amplificadores operacionales que también se pueden conectar como comparadores. Incluye dos transistores de salida para manejar dispositivos discretos de potencia, tiene la capacidad de implementar un circuito de encendido lento para la puesta en marcha del convertidor y un circuito de sub-voltaje. Tiene una terminal que selecciona el modo de operación y permite implementar la configuración de tipo push-pull ideal para control de los interruptores de un circuito de medio puente. En este modo de operación las señales de control son pulsos modulados en PWM y desfasados 180° . El ciclo de trabajo para estas señales está limitado a un 45% con el fin de evitar que se traslapen.

El TL494 tiene una configuración muy sencilla para la implementación de la compensación en frecuencia basada en una configuración de amplificador no-inversor; sin embargo, cuando se desea implementar una compensación más elaborada como la de 2 polos 2 ceros como lo indican (Brown, 2001) y (Franco, 2015), resulta que no es posible usar el amplificador interno, debido a que el circuito se polariza con una fuente positiva y la compensación que se menciona involucra una configuración inversora. En (Venable, 1983) se recomienda conectar el amplificador interno como inversor y usar un amplificador externo para la compensación. La combinación de ambos permite que la señal de control dentro del integrado sea siempre positiva, aunque es necesaria una fuente simétrica para polarizar el amplificador externo. Es importante comentar que las fuentes de computadora como la ATX de 200W y similares usan la compensación típica no inversora; sin embargo, estamos interesados en explorar las ventajas que ofrece una compensación más elaborada.

La figura 8 presenta el diagrama de la etapa de control con su compensación en frecuencia. La configuración del amplificador externo se analiza en (Brown M., 2001), sin embargo, trae algunos errores que se corrigen más adelante en el presente informe técnico. Las resistencias R_5 y R_6 configuran al amplificador interno del TL494 como inversor. El voltaje de salida de la fuente corresponde con la

entrada del circuito de compensación conectado a través de $R1$ y $R3$. Los emisores $E1$ y $E2$ de los transistores internos están conectados a las resistencias $R7$ y $R8$ que a su vez comandan los circuitos que activan los MOSFET (señales $VS1$ y $VS2$).

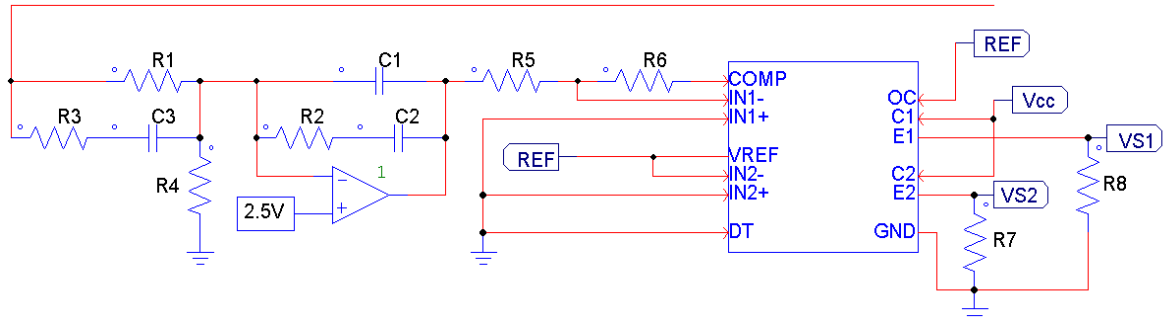


Figura 8. Etapa de control basada en el circuito integrado TL494 con circuito externo de compensación en frecuencia

2. - Diseño de la fuente conmutada

Todos los aspectos son importantes en el diseño de este tipo de fuentes; sin embargo, en este trabajo se da una atención especial a los siguientes elementos. El transformador de alta frecuencia, el filtro de salida y el circuito de compensación. A continuación se trata cada uno ellos.

2.1. - Transformador de alta frecuencia

El transformador se diseño con base en el informe técnico (Castillo et al, 2016) y considerando las siguientes especificaciones:

- Voltaje de entrada mínimo 30 V.
- Voltaje de salida de 12 V.
- Potencia de salida máxima 50 W.
- Eficiencia mayor de 95%.

Además considerando que el oscilador del TL494 se ajustó a una frecuencia de 70kHz con un modo de operación push-pull, la frecuencia de operación para el transformador es de la mitad, es decir 35 kHz. En modo push-pull las señales de control operan a una frecuencia de la mitad del oscilador. En el diseño se consideró un núcleo E40/17/11 de material tipo P (Magnetics. 2013). En el anexo al final de trabajo se incluye la hoja especificaciones del núcleo de donde se extrae la siguiente información:

- $L_e = 7.67 \text{ cm}$
- $A_e = 1.27 \text{ cm}^2$
- $V_e = 9.78 \text{ cm}^3$
- $PA = 1.26 \text{ cm}^4$
- $A_L = 4.347 \text{ } \mu\text{H/Vuelta}$

La densidad de saturación del núcleo es de casi 5000 Gauss. Se consideró una densidad de flujo pico de operación B_{pk} de 1000 Gauss que para una frecuencia de 35kHz genera en el núcleo, como lo indica la gráfica en la figura 9, una pérdida por unidad de volumen de alrededor de 20mW/cm^3 . La densidad de flujo en esta gráfica está dada en Teslas y se debe recordar que 1 Tesla equivale a 10,000 Gauss.

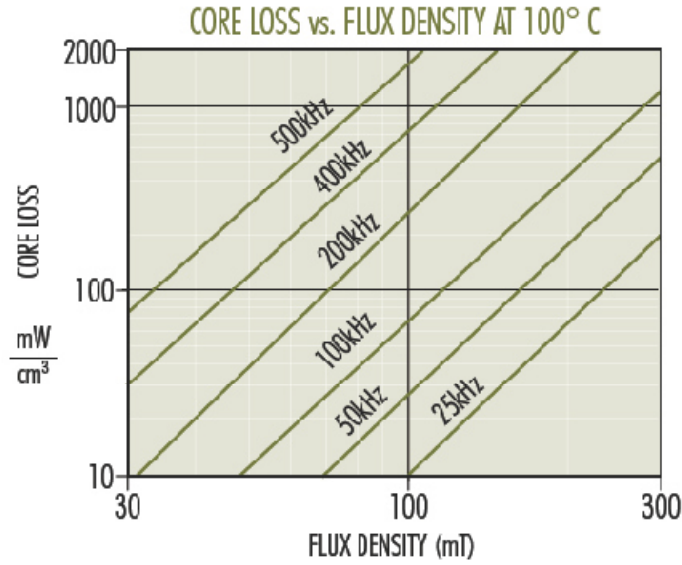


Figura 9. Pérdidas vs Densidad de flujo del núcleo E40/17/11 de material tipo P (Magnetics. 2013).

Un transformador tiene dos tipos de pérdidas; la primera se denomina pérdidas del núcleo o P_N y es debida al calentamiento del núcleo; la segunda se conoce como pérdidas del cobre o P_{Cu} y ocurre en los embobinados. Las pérdidas del núcleo se calculan según la ecuación (1):

$$P_N = CL \cdot V_e = \left(20 \frac{mW}{cm^3}\right) (9.78 cm^2) = 200mW \quad (1)$$

La eficiencia del transformador que se estableció al principio fue del 95% y da un margen de 2,5 watts de pérdidas totales, por tanto se tiene un amplio margen de 2.3 watts para la pérdidas en el cobre. Para determinar P_{Cu} se debe calcular el número de vueltas de los devanados primario y secundario.

Con base en el voltaje de entrada mínimo, la frecuencia y la densidad de flujo el número de vueltas del primario se calcula como:

$$N_p = \frac{V_{Emin}(10^8)}{4A_e B_{pk} F_c} = \frac{(30 V)(10^8)}{4(1.27 cm^2)(1000 gauss)(35 kHz)} \approx 17 vueltas \quad (2)$$

A partir de este valor se calcula la relación de transformación como se indica a continuación.

$$n = 0.95 \frac{V_{Emin}}{V_s} = 0.95 \frac{30 V}{12 V} = 2.375 \quad (3)$$

Con la relación de transformación, el número de vueltas de cada devanado secundario se obtiene a partir de la ecuación (4):

$$N_s = \frac{N_p}{n} = \frac{17}{2.375} \approx 7.15 vueltas \quad (4)$$

De los resultados obtenidos de las ecuaciones (2) y (4), el número de vueltas para el primario se eligió de 18 y para cada secundario se consideraron 8. El número de vueltas por devanado y la inductancia de magnetización son necesarios para el modelo del transformador durante la simulación. A partir de

número de vueltas N_p y el factor A_L , la inductancia de magnetización L_m se calcula como se indica en la ecuación (5).

$$L_m = N_p^2 A_L = (18^2) \left(4.349 \frac{\mu H}{\text{vuelta}} \right) = 1.409 mH \quad (5)$$

Con base en la potencia de salida y la eficiencia, se determina la máxima potencia de entrada:

$$P_{Emax} = \frac{P_{Smax}}{\eta} = \frac{50 W}{0.95} = 52.63 W \quad (6)$$

Debido a que el transformador se debe diseñar para una configuración de medio puente la constante k_f se iguala a 1 (Castillo et al, 2016). A partir de esto se calculan las corrientes en el primario y secundario:

$$I_{Pmax} = \frac{P_{Emax}}{V_{Emin} k_f} = \frac{52.63 W}{(30 V)(1)} = 1.75 A \quad (7)$$

$$I_{Smax} = \frac{P_{Smax}}{V_s \sqrt{2}} = \frac{50 W}{(12 V)(\sqrt{2})} = 2.946 A \quad (8)$$

Por otro lado la densidad de corriente se obtiene a partir del producto de áreas como se indica a continuación:

$$J_{max} = 450(PA)^{-0.125} = 450(1.26 cm^4)^{-0.125} = 437 \frac{A}{cm^2} \quad (9)$$

Con la densidad de corriente y la corriente en cada devanado se determina el área de cable desnudo:

$$A_{CP} = \frac{I_{Pmax}}{J_{max}} = \frac{1.75 A}{437 \frac{A}{cm^2}} = 0.004 cm^2 \quad (10)$$

$$A_{CS} = \frac{I_{Smax}}{J_{max}} = \frac{2.946 A}{437 \frac{A}{cm^2}} = 0.00674 cm^2 \quad (11)$$

Las áreas A_{CP} y A_{CS} se buscan en una tabla de calibres AWG (CONDUMEX, 2011). En este caso el área A_{CP} se aproxima al calibre AWG #21, en tanto que para el área A_{CS} se considera el AWG #19. Para el calibre AWG #19 la resistencia $R_{\#19}$ es de $236.9 \mu\Omega/cm$ y de $418.9 \mu\Omega/cm$ la resistencia $R_{\#21}$ para el calibre AWG #21. La longitud promedio l_{prom} de cada la vuelta es aproximada de 7.5 cm. Por tanto las pérdidas de cobre se puede calcular como:

$$P_{cu} = (I_{Pmax}^2 N_p R_{\#19} + 2 I_{Smax}^2 N_s R_{\#21}) l_{prom} = 530 mW \quad (12)$$

Es importante resaltar que en este procedimiento no se está considerando las limitantes del efecto piel. La tabla de calibre AWG e información detallada sobre el efecto piel se puede consultar en (Colonel, 2004). En la figura 10 se muestra el transformador construido que cumple con los siguientes datos de construcción:

- Núcleo: E40/17/11 de material tipo P
- Número de vueltas primario: 18 Vueltas
- Número de vueltas de cada secundario: 8 vueltas

- Calibre Primario: 21 AWG
- Calibre Secundario: 19 AWG

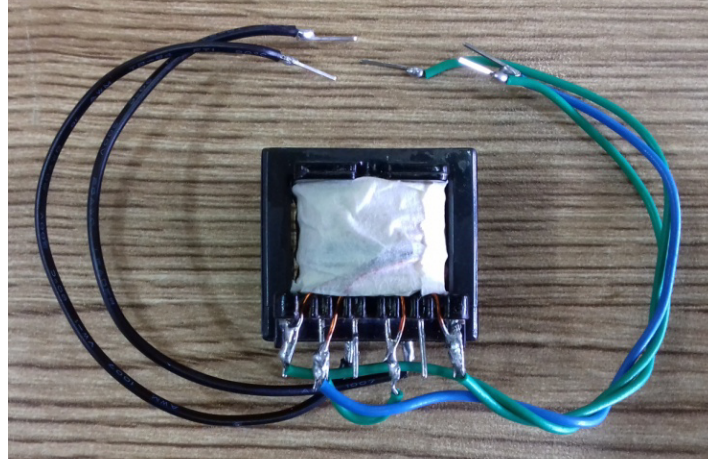


Figura 10. Transformador construido con el núcleo de Magnetics E40/17/11 de material tipo P. El cable negro indica el devanado primario y el arreglo de alambres verde-azul el secundario.

2.2. - Filtro de salida

Como se observa en la figura 11, el filtro de salida involucra al inductor L_o y al capacitor C_o . El diseño de estos elementos se obtiene con base en una topología Buck como lo indica Erickson (Erickson, 2004) en donde los componentes se consideran como ideales; aunque más adelante en la compensación en frecuencia se tomará en cuenta la resistencia ESR del capacitor. Para los cálculos es necesario establecer el ciclo de trabajo D como se indica en la ecuación (13) donde V_o es el voltaje regulado de salida y V_G corresponde con el voltaje pico de la señal rectificada del transformador.

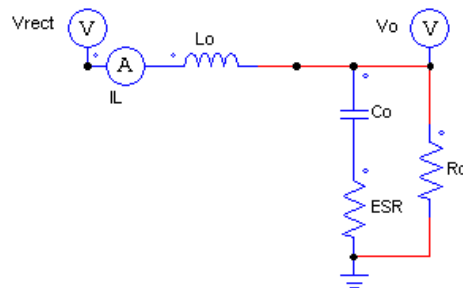


Figura 11. Filtro de salida de la fuente.

$$D = \frac{V_o}{V_G} \approx \frac{5V}{12V} = 0.4 \quad (13)$$

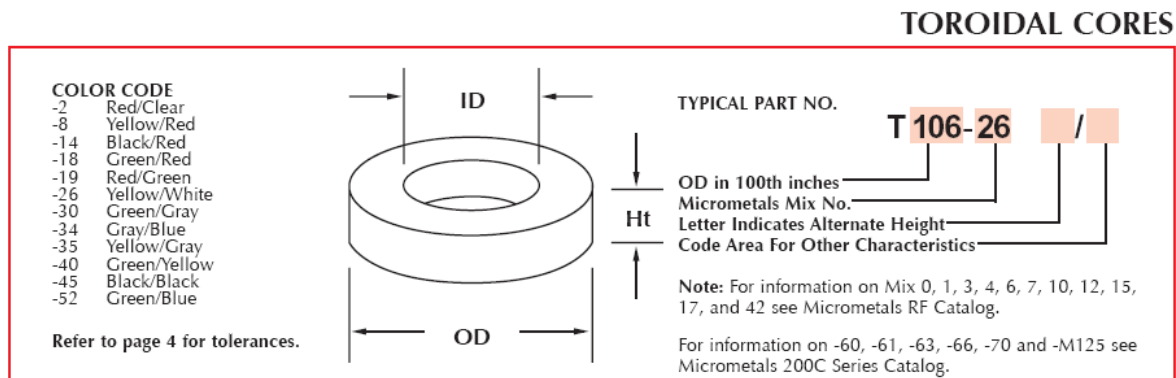
Se puede calcular la inductancia L_o de acuerdo a la ecuación (14) a partir del valor del ciclo de trabajo D , el rizo de corriente Δi_L y el periodo de conmutación T_s . La frecuencia de conmutación se fijó en 70kHz y el rizo de corriente se tomó como una fracción de la corriente de salida máxima, que en nuestro caso se consideró de 175mA.

$$L_o = \frac{V_G - V_o}{2\Delta i_L} DT_s = \left(\frac{12V - 5V}{350mA} \right) \left(\frac{0.4}{70kHz} \right) \approx 115\mu H \quad (14)$$

Se consideró un inductor de 125μH tanto en la simulación como en la implementación con el fin de dar un margen de operación. El inductor se fabricó con un núcleo toroidal de material #26 de fabricante Micrometals (Micrometals, 2007). Este tipo de núcleo es ampliamente usado en el diseño de fuentes conmutadas. Si bien no hay una conversión estandar de código de colores, este tipo de núcleo se identifica por sus color amarillo-blanco. En la figura 12 se muestra una sección del manual de Micrometal en donde se resalta el núcleo elegido.

El núcleo tiene un factor A_L de 93 nH/vuelta² con un diámetro externo de 26.9mm, un diámetro interno de 14.5mm y una altura de 11.1 mm. El número de vueltas para una inductancia de 125μH se calcula a partir de la ecuación (15). En la figura 13 se ilustra este tipo de núcleos antes y después de la fabricación del inductor.

$$N^{\circ} vueltas = \sqrt{\frac{L}{A_L}} = \sqrt{\frac{125000 nH}{93 \frac{nH}{vuelta^2}}} \approx 37 vueltas \quad (15)$$



MICROMETALS Part No.	A_L nH/N ²	MAGNETIC DIMENSIONS					
		OD in/mm	ID in/mm	Ht in/mm	ℓ cm	A cm ²	V cm ³
T106-2	13.5	1.060/26.9	.570/14.5	.437/11.1	6.49	.659	4.28
T106-8/90	45.0						
T106-14	17.0						
T106-18	70.0						
T106-19	70.0						
T106-26	93.0						
T106-30	30.0						
T106-34	40.0						
T106-35	40.0						
T106-40	81.0						
T106-45	125.0						
T106-52	95.0						

Figura 12. Especificaciones generales de un inductor T106 de Magnetics. En la figura se resalta el núcleo de material #26.

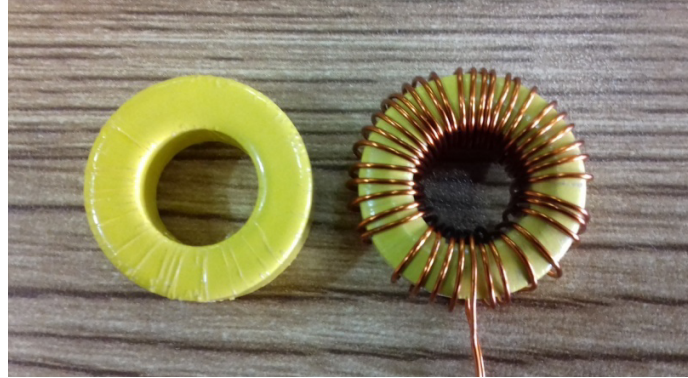


Figura 13. Nucleo toroidal T106 de material #26 de Micrometals en el lado izquierdo. En el lado derecho el inductor de 125 μ H fabricado con 37 vueltas.

El otro elemento del filtro es el capacitor C_o que se calcula a partir de la ecuación (16). En esta expresión además de los parámetros mencionados de frecuencia (o periodo) y rizo de corriente, se debe establecer además el rizo de voltaje ΔV_o . En nuestro diseño consideramos en principio un ΔV_o de 10mV, por tanto el capacitor se calcula con la ecuación (16):

$$C_o = \frac{\Delta i_L T_s}{8 \Delta V_o} = \frac{175\text{mA}}{8 \times 10\text{mV} \times 70\text{kHz}} \approx 33\mu\text{F} \quad (16)$$

Además de su capacidad también es necesario seleccionar su voltaje de operación. En este aspecto no hay una regla definida, pero generalmente se toma este valor de al menos 1.5 veces el voltaje nominal de operación. En el diseño de la fuente este capacitor debe manejar un voltaje nominal de 12V y aplicando la regla se debe seleccionar en principio un capacitor de 16V; sin embargo, se seleccionó al final un capacitor de 25 volts por su disponibilidad. El capacitor usado en el filtro de la fuente se presenta en la figura 14. Como se observa una de las grandes ventajas de las fuentes conmutadas es la reducción su componentes.

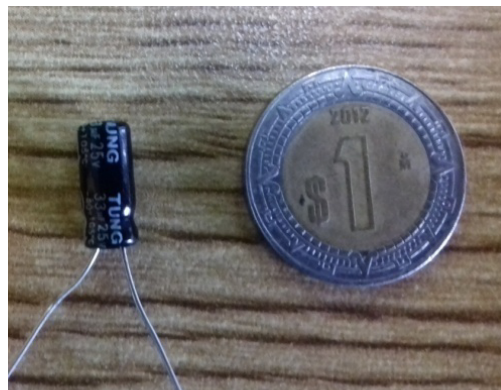


Figura 14. Capacitor de 33 μ F y 25V usado en el filtro de salida.

El rizo de la corriente y el voltaje usado para el cálculo de C_o y L_o se tomarón considerando al sistema en estado estable. El filtro de salida corresponde un filtro pasivo RLC paso bajas de segundo orden y su respuesta en frecuencia se determinará a partir del circuito de la figura 15 en donde R_o representa el elemento de carga que demanda corriente. La carga se considera de tipo resistivo para fines de análisis. Para facilitar el análisis no se incluye la resistencia ESR del capacitor. El filtro desde el punto de vista de

control lineal es quien dicta el comportamiento del sistema debido a que introduce un retardo en la acción de control cuando el sistema esta retroalimentado para obtener un voltaje regulado y estable.

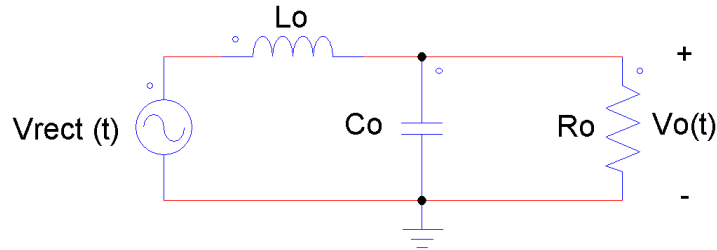


Figura 15. Circuito para analisis de un paso bajos RLC .

La ecuacion (17) indica cual es la función de transferencia del circuito. Esta ecuación corresponde con un sistema de 2º orden.

$$H(s) = \frac{V_o(s)}{V_{rect}(s)} = \frac{1}{1 + s \frac{L_o}{R_o} + s^2 L_o C_o} \quad (17)$$

Sustituyendo la variable s por $j2\pi f$, la función de transferencia se transforma en la expresión (18) donde la frecuencia de corte f_c y el factor el factor de calidad Q se calculan como lo indican las ecuaciones (19) y (20).

$$H(jf) = \frac{1}{1 + \frac{j}{Q} \frac{f}{f_c} - \left(\frac{f}{f_c}\right)^2} \quad (18)$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_o C_o}} \quad (19)$$

$$Q = R_o \sqrt{\frac{C_o}{L_o}} \quad (20)$$

Para los componentes elegidos la frecuencia de corte es de 2.48kHz. Para calcular el factor de calidad es necesario especificar el valor de R_o . Es interesante observar el comportamiento de Q para distintas condiciones de carga. La tabla 1 indica como se modifica Q para distintos valores de R_o . La carga se determinará a partir del voltaje salida V_o y la corriente I_o .

$I_o =$	$V_o =$	$R_o \cong \frac{V_o}{I_o}$	Q
200mA	5 V	24 Ω	12.33
400 mA	5 V	12 Ω	6.16
600 mA	5 V	8 Ω	4.11
800 mA	5 V	6 Ω	3.0

Tabla 1. Factor de calidad Q para diferentes valores de carga R_o .

La respuesta en frecuencia del filtro se muestra en las gráficas de la figura 16. En éstas se observa que el filtro tiene un margen de fase poco deseable si se emplea en un sistema retroalimentado. El margen de fase se define como $\phi_m = 180^\circ - \angle H(jf_x)$, donde $\angle H(jf_x)$ es la fase del sistema en la frecuencia f_x de cruce por cero, es decir cuando la ganancia alcanza una magnitud unitaria o de 0 dB. El sistema se considera estable cuando su margen de fase es mayor de 45° y se recomienda igual o mayor de 60° .

En la gráfica 17 se observa que la que fase del filtro $\angle H(jf_x)$ para cualquier valor de Q es menor de -150° , por lo que el $\phi_m < 30^\circ$ y por tanto cuando el sistema se someta a una retroalimentación negativa, para obtener la regulación de la fuente, éste puede llegar a ser inestable. La inestabilidad ocurre cuando la retroalimentación en principio negativa es susceptible de convertirse en positiva por un corrimiento de fase de 180° , de tal forma que el sistema no llega a converger a un punto de equilibrio. Factores que pueden modificar la fase son la temperatura, las variaciones en la polarización, la tolerancia en los componentes, la demanda de carga, etc. por tal motivo es necesaria una compensación en frecuencia que asegure un margen de fase mayor de 45° .

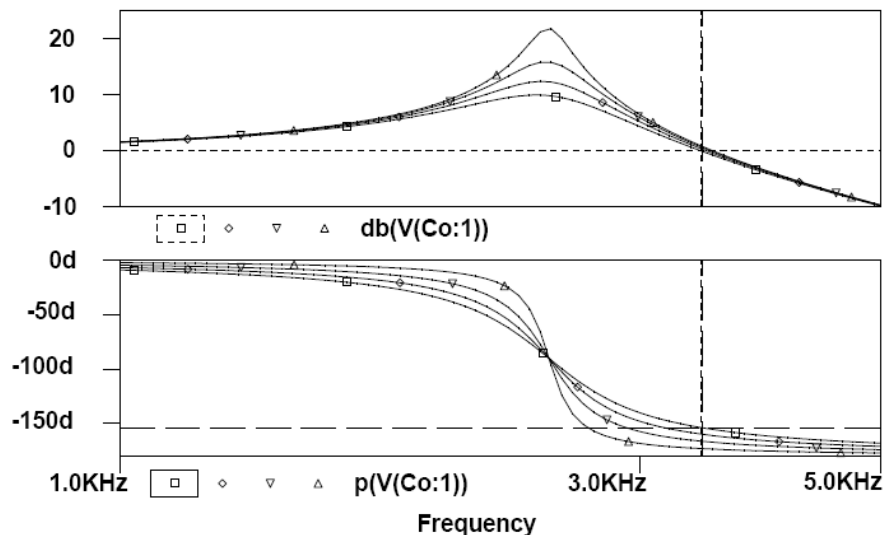


Figura 16. Respuesta en frecuencia del filtro de salida. La gráfica superior es la ganancia del filtro. La gráfica inferior corresponde con la fase.

2.3. - Circuito de compensación

La teoría sobre compensación en frecuencia de fuentes conmutadas se puede consultar en las referencias (Billings y Morey, 2011), (Brown, 2001) y (Pressman et al, 2009). Para la fuente diseñada se seleccionó un circuito de compensación de frecuencia de 2 polos y 2 ceros similar al que se muestra en la figura 17. En (Brown, 2001) se da una serie de pasos para el cálculo de los elementos del circuito; sin embargo, su desarrollo tiene varios errores. A continuación se presenta el procedimiento corregido para la determinación de los componentes del filtro de compensación.

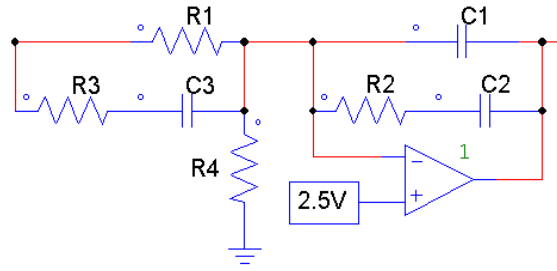


Figura 17. Filtro de compensación de 2 polos- 2 ceros.

A partir del inductor L_o y el capacitor C_o , se calcula la frecuencia del polo del sistema como se indica en la ecuación (21). Esta frecuencia es la misma que la frecuencia de corte en el filtro RLC de la sección anterior

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_o C_o}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{125\mu H \times 33\mu F}} = 2.48kHz \quad (21)$$

Con base en la razón de vueltas del transformador, el voltaje pico en el secundario y el voltaje pico de la señal triangular, se determina la ganancia en DC del sistema y su valor en decibels según las ecuaciones (22) y (23).

$$A_{dc} = \left(\frac{N_{sec}}{N_{prim}} \right) \left(\frac{V_{prim,pico}}{V_{tri}} \right) = \left(\frac{8}{18} \right) \left(\frac{30V}{3V} \right) = 4.44 \quad (22)$$

$$G_{dc} = 20 \log(A_{dc}) = 12.956 \text{ dB} \quad (23)$$

Con la ecuación (24), se fija la frecuencia f_{xo} como una fracción de la frecuencia de conmutación f_{sw} del control del convertidor. La frecuencia f_{xo} es la frecuencia de cruce por cero esperada en el sistema cuando ya está compensado. Por otro lado, la frecuencia f_{sw} coincide con la frecuencia de oscilación del TL494.

$$f_{xo} = 0.2f_{sw} = 0.2 \times 70kHz = 14kHz \quad (24)$$

A partir de esto y con base en las ecuaciones (25)-(26), se calcula la ganancia que se debe agregar para que el sistema cumpla con el cruce por cero en la frecuencia f_{xo} .

$$G_2 = G_{xo} = 40 \log \left(\frac{f_{xo}}{f_p} \right) - G_{dc} = 17.124dB \quad (25)$$

$$A_2 = 10^{\frac{G_2}{20}} = 7.182 \quad (26)$$

A continuación se determinan las frecuencias de polos y ceros como lo indica las ecuaciones (27) a (30). En estas ecuaciones el subíndice $p1$ y $p2$ indican el número de polo, de igual forma $z1$ y $z2$ denotan el cero al que están relacionados.

$$f_{z1} = \frac{f_p}{5} = 495.6Hz \quad (27)$$

$$f_{z2} = 1.1f_p = 2.726kHz \quad (28)$$

$$f_{p1} = f_{ESR} = \frac{1}{2\pi R_{ESR} C_o} = 48.229kHz \quad (29)$$

$$f_{p2} = 2f_{x0} = 28kHz \quad (30)$$

En las ecuaciones (31) y (32), se determina la ganancia en el polo $z1$ a partir de su frecuencia junto con la ganancia y frecuencia del cero $z2$.

$$G_1 = G_2 + 20 \log \left(\frac{f_{z2}}{f_{p1}} \right) = -7.832dB \quad (31)$$

$$A_1 = 10^{\frac{G_1}{20}} = 0.406 \quad (32)$$

Finalmente, a partir de las ecuaciones (33)-(37) y proponiendo el valor de $R1$, los componentes del filtro de compensación se obtienen con base en los parámetros calculados. En nuestro caso $R1$ se fijó en $10k\Omega$.

$$R_2 = A_1 R_1 = 4.059k\Omega \approx 3.9k\Omega + 100\Omega \quad (33)$$

$$R_3 = \frac{R_2}{A_2} = 565.19\Omega \approx 560\Omega \quad (34)$$

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_{p2} R_2} = 1.4nF \approx 1.5nF \quad (35)$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_{z1} R_2} = 79.11nF \approx 82nF \quad (36)$$

$$C_3 = \frac{1}{2\pi f_{z2} R_1} = 5.84nF \approx 5.6nF \quad (37)$$

El voltaje de salida se ajusta con base en la ecuación (38):

$$R_4 = \left(\frac{2.5V}{V_o - 2.5V} \right) R_1 = 10k\Omega \quad (38)$$

Donde $2.5V$ es el voltaje que se aplica en la terminal no inversora del amplificador de error en la figura 17 y el voltaje de V_o es igual a $5V$.

3.- Simulación

La fuente conmutada se simuló en el programa PSIM (Powersim. 2016). Este programa está orientado al diseño de circuitos electrónicos de potencia. Tiene opciones para simular diferentes dispositivos de conmutación como diodos, TBJ, MOSFET y Tiristores entre otros. También permite la simulación de dispositivos pasivos como capacitores, inductores y transformadores. Considera la inclusión de circuitos integrados como OPAM y comparadores, así como compuertas lógicas. El simulador ofrece modelos simples y genéricos que consideran los parámetros esenciales de cada dispositivo o componente. Permite el manejo de los interruptores (TBJ, MOSFET y Tiristores) de una forma transparente sin la necesidad de elaborados circuitos auxiliares de activación. Esto da flexibilidad y libertad al diseñador, debido a que deja la responsabilidad de seleccionar estos circuitos en una fase práctica, concentrado su atención durante la simulación en analizar el comportamiento general del circuito. Esta perspectiva

coincide con las estrategias de análisis planteadas en los textos de electrónica de potencia e incluso en artículos de investigación en donde los elementos de conmutación se consideran como ideales y no se presta gran atención a los detalles de los circuitos que los activan. El simulador no incluye en sus bibliotecas el TL494 sin embargo fue posible implementar su modelo a partir de comparadores, amplificadores operacionales y compuertas lógicas, entre otros. En la figura 18 se presenta el modelo implementado que está basado en el diagrama que proporciona la hoja de aplicaciones del regulador (Texas, 2015). Al lado del circuito se incluye el símbolo que lo representa en las simulaciones.

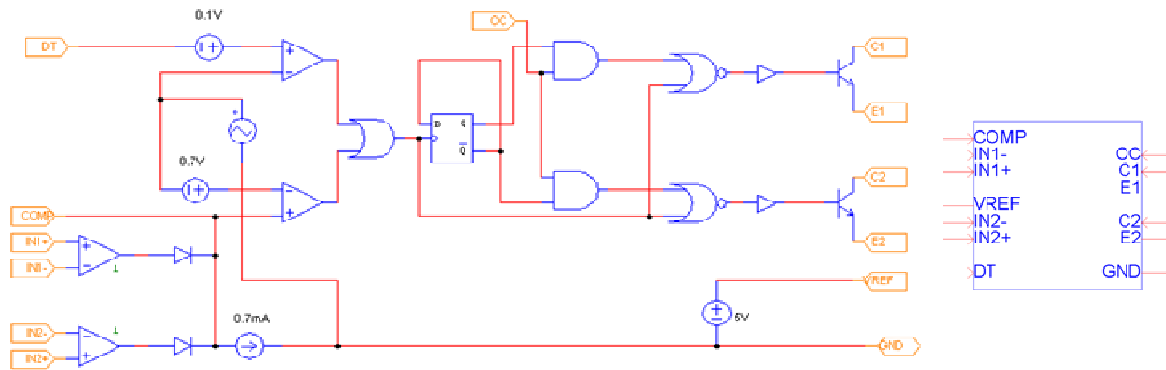


Figura 18. Izquierda: Modelo del TL494 implementado en el simulador PSIM. Derecha: Símbolo que contiene al modelo del circuito en el simulador PSIM.

La simulación de la fuente se realizó para un intervalo de tiempo de 10 milisegundos con un paso de integración de 1×10^{-7} segundos. La respuesta del voltaje se muestra en la figura 19. En la grafica se observa que al inicio de la operación la respuesta tiene un sobretiro considerable. Es importante resaltar que en esta simulación no se implementó la etapa de encendido suave con base en la terminal de tiempo muerto. Esta etapa permite que los capacitores C_4 y C_5 se carguen antes que el TL494 entre en franca operación. Cuando esta opción se implementa se observa que durante este intervalo el TL494 genera un tren de pulsos de ciclo de trabajo ascendente que carga lentamente el capacitor de salida C_o . De esta forma se reduce el sobretiro del sistema debido a que C_o no se carga súbitamente.

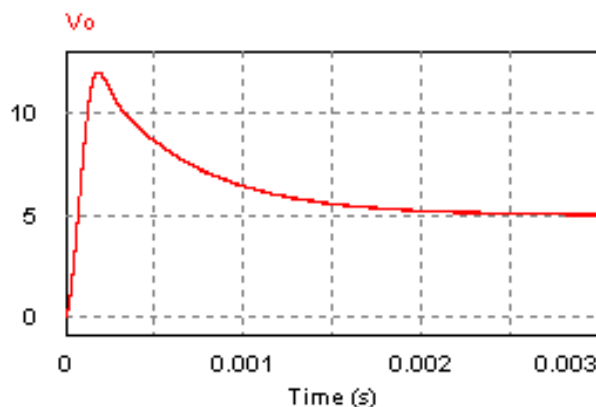


Figura 19. Respuesta del voltaje de salida de la fuente sin considerar el circuito de encendido suave.

En la figura 20 el circuito que forma el capacitor C_{st} y la resistencia R_{st} constituye el arreglo para el encendido suave del regulador. El capacitor C_{st} está conectado a la referencia de voltaje de 5V del regulador. Al momento de encender la fuente este capacitor está descargado de tal forma que la terminal

DT del TL494 tiene el potencial de la referencia de 5V y el tiempo muerto de los pulsos es del 100% o dicho de otra forma su ciclo de trabajo es cero. Conforme el capacitor se carga el ciclo de trabajo se va incrementando lentamente hasta que la retroalimentación toma el control del regulador. El tiempo de encendido se calcula como $t_{soft} = R_{st}C_{st}$.

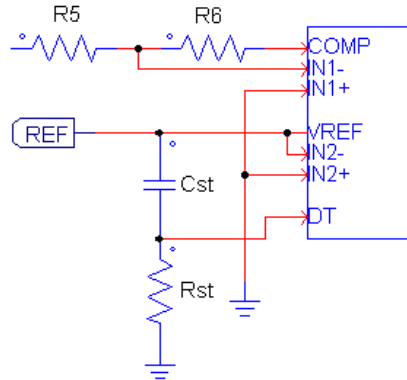


Figura 20. Circuito de encendido suave conformado por C_{dt} y R_{dt} .

En la figura 21 se muestra la respuesta de la fuente cuando se incluye en la simulación el circuito de encendido suave. La resistencia R_{st} se fijó en 18k Ω y C_{st} en 10 μ F. Como se observa el sobretiro se ha reducido notablemente, sin embargo, no debe perderse de vista la escala de tiempo en cada gráfica. En la gráfica 19, la salida se estabilizó en 3ms pero tuvo un sobretiro mayor del 100%. Cuando se uso el encendido suave el sobretiro se redujo a poco más del 10% pero se tardó 150 ms para que el sistema se estabilizara, aunque esto ocurre sólo en la puesta en marcha del sistema. En ambos casos, una vez que la señal está estable, la respuesta ante fluctuaciones de carga es prácticamente instantánea. Más información de la implementación del encendido suave se puede consultar en (Griffith, 2011)

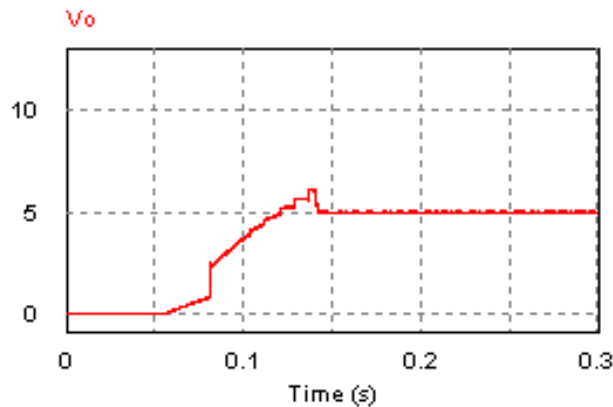


Figura 21. Respuesta de la fuente cuando se incluye el circuito de encendido suave.

En la figura 22 se muestra el rizo de voltaje de la salida. En la gráfica se observa que el valor obtenido en la simulación cumple con lo establecido por el cálculo de la ecuaciones (15); en esta ecuación para ΔV_o se propuso un valor de 10mV y en la simulación se observó un voltaje de rizo aproximado de 15mV. La diferencia se atribuye a que en la ecuación no se toma en cuenta el efecto de la resistencia serie ESR del capacitor aunque el valor que se obtiene en la simulación se aproxima bastante bien al propuesto.

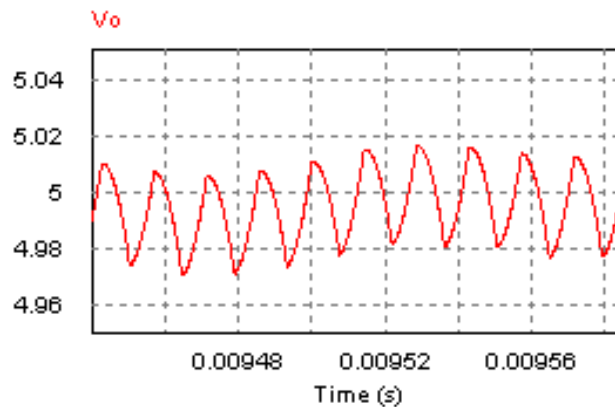


Figura 22. Rizo de voltaje observado en V_o .

La gráfica del rizo Δi_L de la corriente en el inductor se presenta en la figura 23. En los cálculos el rizo se fijó alrededor de 175mA y en la simulación este valor alcanzó un poco más de 180mA.

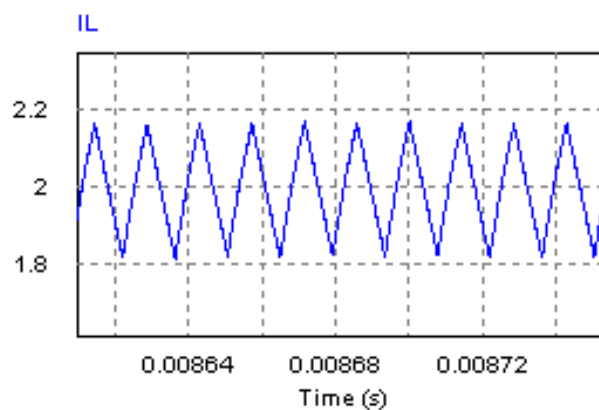


Figura 23. Rizo de corriente en el inductor.

4. - Pruebas experimentales

En la figura 24 se presenta el circuito electrónico que se desarrolló para comprobar los resultados de la simulación. Este circuito se armó en una tarjeta prototipo para tener libertad de modificar su diseño durante su análisis. No se han desarrollado los circuitos impresos debido a que consideramos esta fuente como un prototipo de prueba de concepto.

El circuito se diseñó para realizar las pruebas en bajo voltaje y observar el comportamiento del circuito en condiciones controladas. El voltaje de entrada se tomó de un transformador convencional de 60 Hz y de 42Vrms. El transformador se observa al centro de la foto detrás del dissipador de calor en donde está montado un puente de diodos. Este puente de diodos es de alto voltaje, alta corriente y es claro que está sobrado para la aplicación, en donde sólo se usó por su disponibilidad.

Sobre la tarjeta prototipo se observa el transformador de alta frecuencia. Es interesante resaltar la diferencia de dimensiones entre el transformador de 60Hz y el transformador de alta frecuencia. El primero es voluminoso, pesado y puede manejar en el mejor de los casos una corriente de 3A. El

segundo es más pequeño, ligero, no requiere grandes cantidades de alambre de cobre y puede llegar a manejar corrientes RMS mayores de 15A.

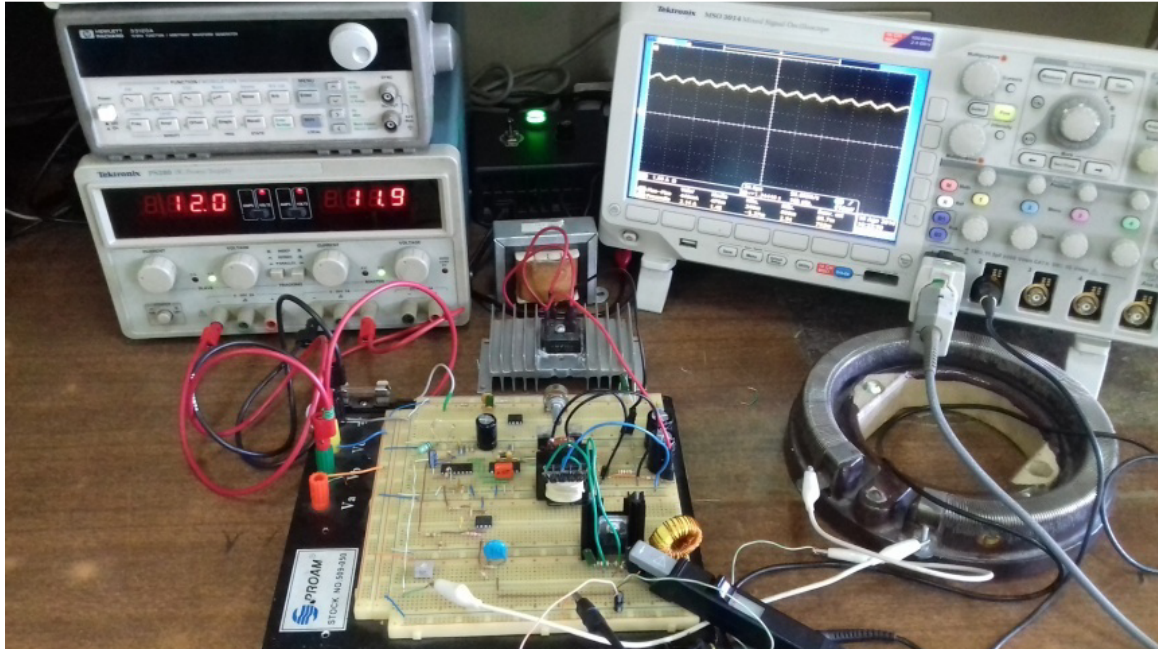


Figura 24. Fuente conmutada en donde se realizaron las pruebas experimentales.

En la figura 25 se muestra la respuesta de la fuente al momento del encendido. En este circuito se tiene implementado el circuito de encendido suave. En la prueba se observó que el voltaje final en la salida alcanzó el valor de 5V. El sobretiro de la señal fue menor del 10% y concuerda con la simulación del circuito. El tiempo de estabilización fue de 192 ms y se aproximó a los 150 ms de la simulación.

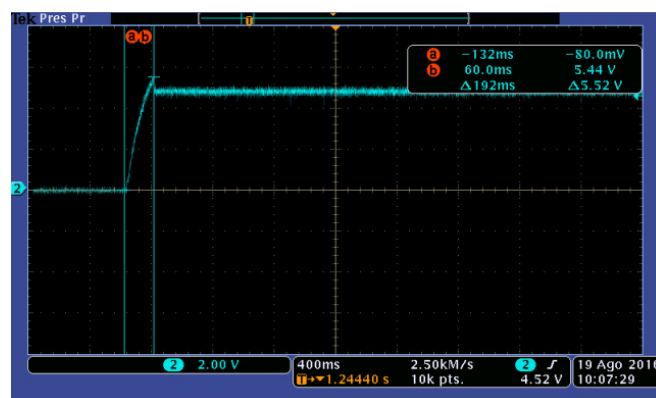


Figura 25. Voltaje de salida y sobretiro del voltaje.

La figura 26 corresponde con el oscilograma del rizo de voltaje. El valor medido fue de 200mV que es bastante mayor al obtenido en la simulación. Esta diferencia se debe a la resistencia serie del capacitor

que en la simulación se fijó en 0.1Ω . El valor obtenido del componente real, con el puente de impedancia, fue de 1.3Ω . Este parámetro afecta el rizo de voltaje, porque los efectos del rizo de corriente (el producto de resistencia por la corriente) se magnifican y se suman al rizo de voltaje durante la carga y descarga del capacitor.

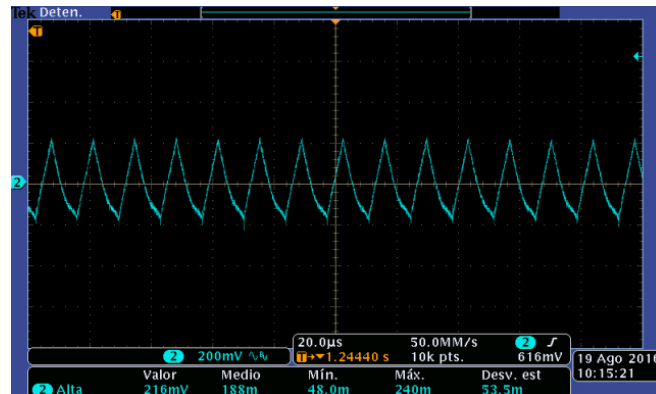


Figura 26. Rizo de voltaje observado en la señal de salida de la fuente.

La figura 27 muestra el rizo de corriente en el inductor. El valor medido fue de 220mA y el simulado fue de 175mA. El voltaje de entrada, el ciclo de trabajo, el procedimiento en la fabricación del inductor, etc. son factores que afectan el valor obtenido del rizo de corriente en el inductor. La prueba se realizó considerando que la carga demandaba una corriente de 2A. En estas condiciones se dejó trabajando la fuente por alrededor de 1 hora y no se observó calentamiento en los MOSFET, pero sí un calentamiento moderado en el rectificador de salida; la potencia disipada en éste se estimó de 800mW considerando el voltaje de encendido del diodo 1V, un ciclo de trabajo del 40% y una corriente promedio de 2A. Además como se esperaba a partir de diseño, el transformador se mantuvo sin calentamiento perceptible. En los cálculos las pérdidas se estimaron en un máximo de 200mW en el núcleo y a 520mW en el cobre.

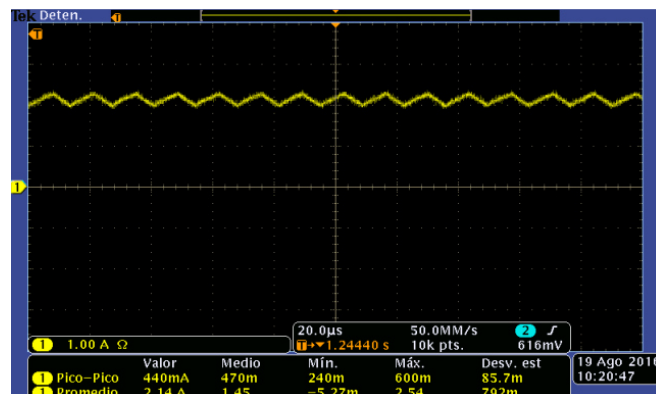


Figura 27. Rizo de corriente del inductor

Por último, para corroborar la hipótesis planteada sobre el rizo de voltaje, se simuló el circuito con el valor real de la resistencia del capacitor. La respuesta de la simulación se presenta en la figura 28, en donde se observa que la señal presenta un voltaje pico de 150mV aproximadamente. Comparando la figura 28 contra la figura 22, se observa un claro incremento del parámetro que se está analizando y la concordancia con el resultado experimental.

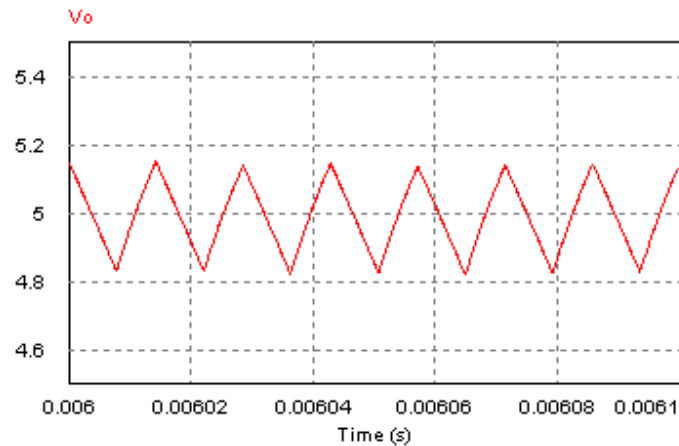


Figura 28. Resultado de la simulación del circuito cuando se modifica el valor R_o de 0.1Ω a 1.3Ω .

Conclusiones

En este trabajo se presentaron los resultados obtenidos en el análisis y desarrollo de un convertidor DC-DC aplicado en una fuente conmutada con transformador de alta frecuencia.

Se mostró el modelo desarrollado del convertidor TL494 para el simulador PSIM y se corroboró su funcionamiento al comparar las simulaciones con las pruebas experimentales.

Se mostró el procedimiento de diseño del transformador de alta frecuencia, filtro de salida y circuito de compensación en frecuencia. El procedimiento en este informe técnico corrigió algunos errores encontrados en la bibliografía.

Las pruebas experimentales corroboran los resultados generados durante la simulación como el sobretiro de la respuesta, la respuesta en estado estable bajo condiciones de carga y el rizo de corriente en el inductor.

El rizo de voltaje del capacitor no cumple con la simulación en principio, pero se indica la razón. Se realizó otra simulación considerando un nuevo valor de la resistencia serie del capacitor que corroboró la hipótesis planteada en los resultados.

La experiencia obtenida en este trabajo permitirá desarrollar fuentes conmutadas fuera de línea y de alta capacidad para el diseño de equipos especializados.

En este trabajo, desde el punto de vista de desarrollo, se está generando tecnología propia para el CCADET y la UNAM, que permita mejorar la eficiencia de los equipos diseñados en el laboratorio y que contribuya al mejoramiento y ahorro energético.

APENDICE A

Circuito integrado TL494 (Texas, 2015).



TL494

SLVS074G – JANUARY 1983 – REVISED JANUARY 2015

TL494 Pulse-Width-Modulation Control Circuits

1 Features

- Complete PWM Power-Control Circuitry
- Uncommitted Outputs for 200-mA Sink or Source Current
- Output Control Selects Single-Ended or Push-Pull Operation
- Internal Circuitry Prohibits Double Pulse at Either Output
- Variable Dead Time Provides Control Over Total Range
- Internal Regulator Provides a Stable 5-V Reference Supply With 5% Tolerance
- Circuit Architecture Allows Easy Synchronization

2 Applications

- Desktop PCs
- Microwave Ovens
- Power Supplies: AC/DC, Isolated, With PFC, > 90 W
- Server PSUs
- Solar Micro-Inverters
- Washing Machines: Low-End and High-End
- E-Bikes
- Power Supplies: AC/DC, Isolated, No PFC, < 90 W
- Power: Telecom/Server AC/DC Supplies: Dual Controller: Analog
- Smoke Detectors
- Solar Power Inverters

3 Description

The TL494 device incorporates all the functions required in the construction of a pulse-width-modulation (PWM) control circuit on a single chip. Designed primarily for power-supply control, this device offers the flexibility to tailor the power-supply control circuitry to a specific application.

The TL494 device contains two error amplifiers, an on-chip adjustable oscillator, a dead-time control (DTC) comparator, a pulse-steering control flip-flop, a 5-V, 5%-precision regulator, and output-control circuits.

The error amplifiers exhibit a common-mode voltage range from -0.3 V to $V_{CC} - 2\text{ V}$. The dead-time control comparator has a fixed offset that provides approximately 5% dead time. The on-chip oscillator can be bypassed by terminating RT to the reference output and providing a sawtooth input to CT, or it can drive the common circuits in synchronous multiple-rail power supplies.

The uncommitted output transistors provide either common-emitter or emitter-follower output capability. The TL494 device provides for push-pull or single-ended output operation, which can be selected through the output-control function. The architecture of this device prohibits the possibility of either output being pulsed twice during push-pull operation.

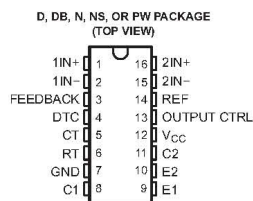
The TL494C device is characterized for operation from 0°C to 70°C . The TL494I device is characterized for operation from -40°C to 85°C .

Device Information⁽¹⁾

PART NUMBER	PACKAGE (PIN)	BODY SIZE
TL494	SOIC (16)	9.90 mm × 3.91 mm
	PDIP (16)	19.30 mm × 6.35 mm
	SOP (16)	10.30 mm × 5.30 mm
	TSSOP (16)	5.00 mm × 4.40 mm

(1) For all available packages, see the orderable addendum at the end of the data sheet.

4 Pinout Drawing



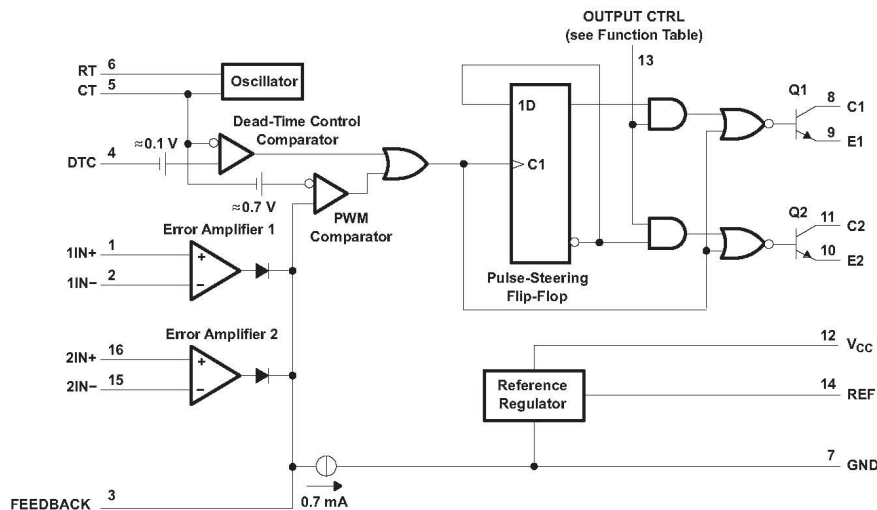
An IMPORTANT NOTICE at the end of this data sheet addresses availability, warranty, changes, use in safety-critical applications, intellectual property matters and other important disclaimers. PRODUCTION DATA.

9 Detailed Description

9.1 Overview

The design of the TL494 not only incorporates the primary building blocks required to control a switching power supply, but also addresses many basic problems and reduces the amount of additional circuitry required in the total design. The TL494 is a fixed-frequency pulse-width-modulation (PWM) control circuit. Modulation of output pulses is accomplished by comparing the sawtooth waveform created by the internal oscillator on the timing capacitor (CT) to either of two control signals. The output stage is enabled during the time when the sawtooth voltage is greater than the voltage control signals. As the control signal increases, the time during which the sawtooth input is greater decreases; therefore, the output pulse duration decreases. A pulse-steering flip-flop alternately directs the modulated pulse to each of the two output transistors. For more information on the operation of the TL494, see the application notes located on ti.com.

9.2 Functional Block Diagram



9.3 Feature Description

9.3.1 5-V Reference Regulator

The TL494 internal 5-V reference regulator output is the REF pin. In addition to providing a stable reference, it acts as a preregulator and establishes a stable supply from which the output-control logic, pulse-steering flip-flop, oscillator, dead-time control comparator, and PWM comparator are powered. The regulator employs a band-gap circuit as its primary reference to maintain thermal stability of less than 100-mV variation over the operating free-air temperature range of 0°C to 70°C. Short-circuit protection is provided to protect the internal reference and preregulator; 10 mA of load current is available for additional bias circuits. The reference is internally programmed to an initial accuracy of $\pm 5\%$ and maintains a stability of less than 25-mV variation over an input voltage range of 7 V to 40 V. For input voltages less than 7 V, the regulator saturates within 1 V of the input and tracks it.

APENDICE B

Nucleo PE40/17/11de ferrita. Factor A_L (Magnetics, 2013).



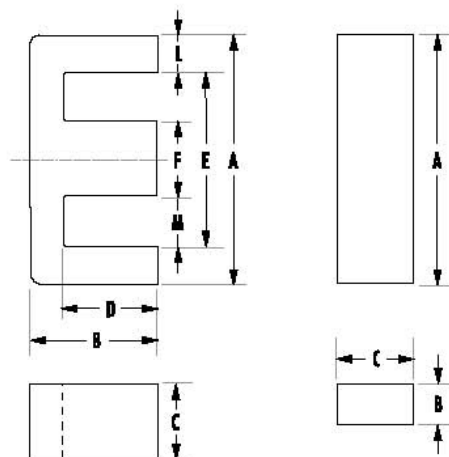
TYPE/SIZE	ORDERING CODE	NOMINAL A_L (MH/1000T)					
		R	P	F	T	J	W
E 40/17/11	O_44011EC	4,000	4,347	5,200		7,293	
E 42/21/9	O_44016EC	2,667	2,907	3,495		5,647	
E 43/21/15	O_44020EC	4,600	5,000	6,000	5,300	9,700	
I 43/6/15	O_44020IC	6,253	6,800				
E 43/21/20	O_44022EC	5,533	6,013	7,600	6,950	10,613	
E 42/33/20	O_44033EC	4,000	4,709	5,562		8,727	
E 41/17/12	O_44317EC	3,900	4,240	5,900		9,800	18,293
E 47/20/16	O_44721EC	5,360	5,827	8,300			
E 56/28/21	O_45528EC	6,293	6,840	8,220	8,625		
E 56/28/25	O_45530EC	7,520	8,173	9,800	9,860	14,920	
E 56/24/19	O_45724EC	8,093	8,800	10,400	10,440	14,580	24,000
E 60/22/16	O_46016EC	5,733	6,240	6,590			
E 65/32/27	O_46527EC	8,600	9,200		10,600		
E 70/33/32	O_47133EC	10,800	11,600	13,400			
E 72/28/19	O_47228EC	5,960	6,480	7,780		11,850	
E 80/38/20	O_48020EC	4,673	5,080	6,000			
E 100/59/27	O_49928EC	6,227	6,773				

HOW TO ORDER

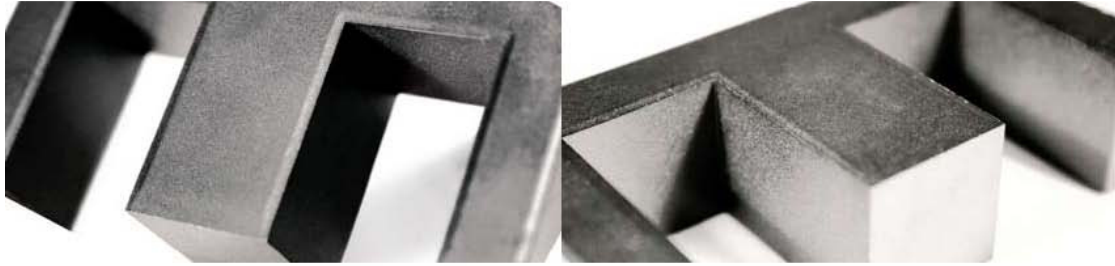
OR 4 72 28 EC

Shape code ←
 Ferrite core material ←
 Used for all ferrite types ←
 Approximate length in mm ←
 Approximate height in mm ←
 Geometry code ←

GEOMETRY CODE
 EC — E core
 IC — I core
 Cores are sold per piece (for sets multiply by 2).
 Any practical gap available. See page 14.



Núcleo PE40/17/11de ferrita. Dimensiones y geometría del núcleo (Magnetics, 2013).



TYPE/SIZE	ORDERING CODE	MAGNETIC DATA						HARDWARE	
		l_e (mm)	A_e (mm ²)	A_{min} (mm ²)	V_e (mm ³)	W_{aAc} (cm ⁴)	Weight (grams per set)	Bobbins	Clips
E 40/17/11	O_44011EC	76.7	127	114	9,780	1.26	49		
E 42/21/9	O_44016EC	98.4	107	106	10,500	1.65	52		
E 43/21/15	O_44020EC	97.0	178	175	17,300	3.55	87	✓	
I 43/6/15	O_44020IC	67.1	177	176	11,900	1.36	60		
E 43/21/20	O_44022EC	97.0	233	233	22,700	4.22	114	✓	
E 42/33/20	O_44033EC	145	236	234	34,200	6.36	164		
E 41/17/12	O_44317EC	77.0	149	142	11,500	1.88	57	✓	
E 47/20/16	O_44721EC	88.9	234	226	20,800	3.3	103	✓	
E 56/28/21	O_45528EC	124	353	345	44,000	9.78	212	✓	
E 56/28/25	O_45530EC	123	420	411	52,000	12.1	255	✓	
E 56/24/19	O_45724EC	107	337	337	36,000	6.98	179	✓	
E 60/22/16	O_46016EC	110	248	240	27,200	5.74	135		
E 65/32/27	O_46527EC	147	540	530	79,000	23.5	410	✓	
E 70/33/32	O_47133EC	149	683	676	102,000	23.3	495		
E 72/28/19	O_47228EC	137	368	363	50,300	15.0	250	✓	
E 80/38/20	O_48020EC	184	392	392	72,300	31.6	357	✓	
E 100/59/27	O_49928EC	274	738	692	202,000	90.6	980		

Refer to page 58 for hardware information.

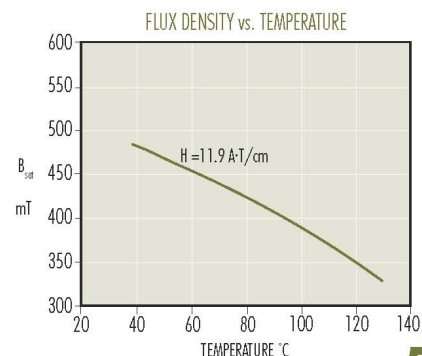
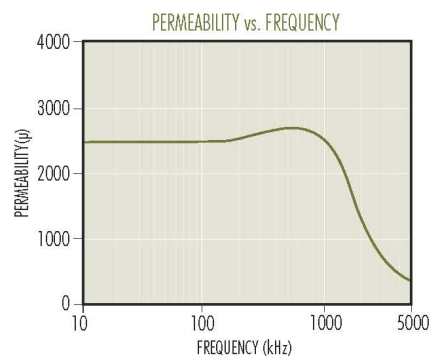
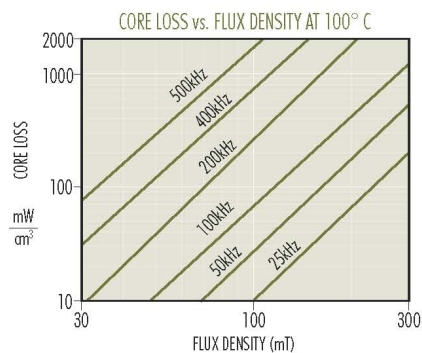
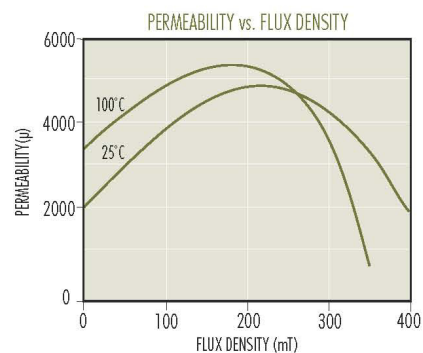
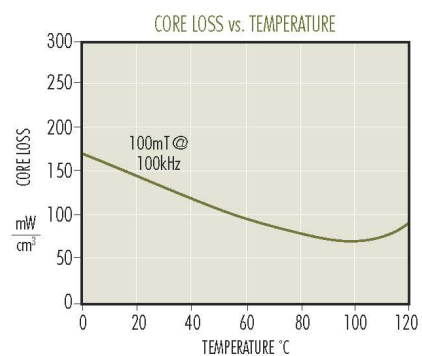
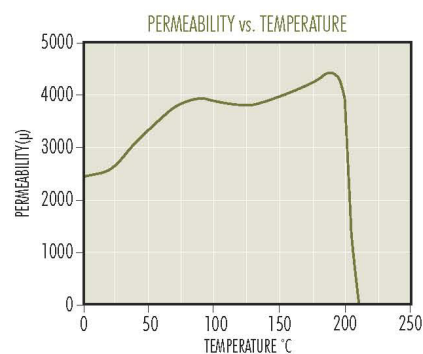
TYPE/SIZE	ORDERING CODE	DIMENSIONS (mm)							
		A	B	C	D	E	F	L	M
E 40/17/11	O_44011EC	40.0 ± 0.51	17.0 ± 0.31	10.69 ± 0.31	10.0 min	27.6 min	10.7 ± 0.31	5.99 ± 0.25	8.86 nom
E 42/21/9	O_44016EC	42.15 ± 0.85	21.1 ± 0.2	9.0 ± 0.25	14.9 min	29.5 min	11.95 ± 0.25	5.94 ± 0.13	8.9 ± 0.25
E 43/21/15	O_44020EC	43.0 ± 0/-1.7	21.0 ± 0.2	15.2 ± 0/-0.6	14.8 ± 0.6/-0	29.5 ± 1.4/-0	12.2 ± 0/-0.5	6.75 nom	8.65 nom
I 43/6/15	O_44020IC	43.0 ± 0/-1.7	5.9 ± 0.2	15.2 ± 0/-0.6					
E 43/21/20	O_44022EC	43.0 ± 0/-1.7	21.0 ± 0.2	20.0 ± 0/-0.8	14.8 ± 0.6/-0	29.5 ± 1.4/-0	12.2 ± 0/-0.5	6.75 nom	8.65 nom
E 42/33/20	O_44033EC	42.0 ± 1/-0.7	32.8 ± 0/-0.4	20.0 ± 1/-0.8	26.0 ± 1/-0	29.5 ± 1.4/-0	12.2 ± 0/-0.5	5.98 ref	9.13 ref
E 41/17/12	O_44317EC	40.6 ± 0.65	16.6 ± 0.2	12.4 ± 0.3	10.4 min	28.6 min	12.45 ± 0.25	6.33 max	7.95 min
E 47/20/16	O_44721EC	46.9 ± 0.8	19.6 ± 0.2	15.6 ± 0.25	12.1 min	32.4 ± 0.65	15.6 ± 0.25	7.54 nom	7.87 min
E 56/28/21	O_45528EC	56.2 ± 0/-2.1	27.5 ± 0.3	21.0 ± 0/-0.8	18.5 ± 0.8/-0	37.5 ± 1.5/-0	17.2 ± 0/-0.5	9.35 ref	10.15 ref
E 56/28/25	O_45530EC	56.2 ± 0/-2.1	27.6 ± 0.38	24.61 ± 0.38	18.5 min	37.5 min	17.2 ± 0/-0.5	9.35 ref	10.15 ref
E 56/24/19	O_45724EC	56.1 ± 1	23.6 ± 0.25	18.8 ± 0.25	14.6 ± 0.13	38.1 min	18.8 ± 0.25	9.5 nom	9.03 nom
E 60/22/16	O_46016EC	59.99 ± 0.78	22.3 ± 0.3	15.62 ± 0.38	13.8 min	44.0 min	15.62 ± 0.38	7.7 ± 0.25	14.49 ± 0.25
E 65/32/27	O_46527EC	65.0 ± 1.5/-1.2	32.8 ± 0/-0.6	27.4 ± 0/-0.8	22.0 ± 0.8/-0	44.2 ± 1.8/-0	20.0 ± 0/-0.7	9.95 ref	12.72 ref
E 70/33/32	O_47133EC	70.5 ± 1	33.2 ± 0/-0.5	32.0 ± 0/-0.8	21.9 ± 0.7/-0	48.0 ± 1.5/-0	22.0 ± 0/-0.7	11.25 nom	13.0 nom
E 72/28/19	O_47228EC	72.4 ± 0.76	27.9 ± 0.33	19.0 ± 0.33	17.8 min	52.6 min	19.0 ± 0.38	9.53 ± 0.38	16.9 min
E 80/38/20	O_48020EC	80.0 ± 1.6	38.1 ± 0.3	19.8 ± 0.4	28.2 ± 0.3	59.1 min	19.8 ± 0.4	11.25 nom	19.45 min
E 100/59/27	O_49928EC	100.3 ± 2.0	59.4 ± 0.47	27.5 ± 0.5	46.85 ± 0.38	72.0 min	27.5 ± 0.5	13.75 ± 0.38	22.65 ± 0.5

Núcleo de ferrita tipo P. Características magnéticas del núcleo (Magnetics, 2013).

P Material

A low-medium frequency general-purpose power converter material. Engineered for lowest losses between 80 - 100°C. Available in almost all core sizes and shapes.

Initial Perm (25°C; ≤ 10 kHz) **2,500 $\pm$ 25%**
 Saturation Flux Density (4,700 G at 15 Oe, 25°C) 470 mT, 11.9 A-T/cm
 Curie Temperature 210°C



www.mag-inc.com **5**

Referencias

- Billings K., Morey T. (2011) **Switch mode power supply handbook**. 3rd Edition. USA, McGraw-Hill Companies, Inc.
- Brown M. (2001) **Power Supply Cookbook**. 2nd edition. USA, Butterworth–Heinemann.
- Castillo J., Quintana S., Bañuelos M. A. (2006) **Inversor basado en el algoritmo V/F**. XXI Congreso de Nacional de Instrumentación. Ensenada Baja California, México.
- Castillo J., Damián R., Quintana S. (2012-1) **Fuente de voltaje de DC para depósitos electroquímicos, Manual de Usuario**. Manual certificado con derechos de autor, Número de registro 03-2012-032112091300-01.
- Castillo J., Damián R., Quintana S. (2012-2) **Fuente de voltaje de AC para depósitos electroquímicos, Manual de Usuario**. Manual certificado con derechos de autor, Número de registro 03-2012-032112030400-01.
- Castillo J., Valera B., Montiel M. (2013-1) **Fuente de poder bipolar de potencia y generador de señales**. Informe técnico II-INME-2013-343. México, CCADET, UNAM.
- Castillo J., Kemper C., Sovero G. (2013-2) **Medición inalámbrica del consumo eléctrico para el ahorro de energía en edificios**. X-SEMETRO-2013, 10th International Congress on Electrical Metrology, Instituto Nacional de la Tecnología Industrial, Buenos Aires, Argentina.
- Castillo J., Damian Z., Hilario H. (2016) **Metodología para el diseño de transformadores de alta frecuencia**. Informe técnico II-INME-2016-436. México, CCADET, UNAM.
- Colonel Wm. T. McLyman. (2004) **Transformer and inductor design handbook**. Michigan USA, Marcel Dekker.
- CONDUMEX. (2011) Tablas de características dimensionales, peso y resistencia eléctrica, factores de corrección, rangos y tensiones. [Internet]. Disponible desde <http://www.condumex.com.mx/ES/alambre_magneto/Paginas/Informacion_tecnica_alambre_magneto.aspx> [Acceso 20 de enero 2016].
- Erickson R, Maksimovic D. (2004) **Fundamentals of power electronics**. 2nd edition. Colorado USA, KluwerAcademic Publishers.
- Franco Sergio (2015) **Design with operational amplifiers and Analog Integrated circuits**, 4th edition, USA, McGraw Hill Companies, Inc.
- Infineon. (2017). **IR2110 datasheet**. [Internet]. Disponible desde <<http://www.infineon.com>> [Acceso 15 de febrero 2017].
- Kassakian J, Schlecht M, Verghese G. (1992) **Principles of power electronics**. USA, Addison Wesley.
- Magnetics. (2013) **Transformer Design with Magnetics Ferrite Cores** [Internet]. Disponible desde <<https://www.mag-inc.com/design/design-guides/Transformer-Design-with-Magnetics-Ferrite-Cores>> [Acceso 20 de enero 2016].

Micrometals. (2007) **Manual PC Series, Issue L** [Internet]. Disponible desde <http://www.micrometals.com/catalog_index.html?zoom_highlight=Catalog+4+> [Acceso 22 de Febrero 2017].

Mohan N, Undeland T, Robbins W. (2002) **Power Electronics: Converters, Applications, and Design**. 3rd Edition. USA, Wiley.

Griffith Patrick. (2011) **Designing switching voltage regulators with the TL494**. [Internet]. Disponible desde <www.ti.com/lit/pdf/slva001>. [Acceso agosto 2016].

Powersim. (2016) **Proveedor de simulador electrónico**. [Internet]. Disponible desde <<https://powersimtech.com/products/>>. [Ultimo acceso Julio 2016].

Pressman Abraham I., Billings Keith, Morey Taylor. (2009) **Switching Power Supply Design**. 3rd Edition USA, McGraw-Hill Companies, Inc.

Rashid M. (2008) **Power Electronics: Circuits, Devices & Applications**. 3rd Edition. USA, Prentice Hall.

Texas Instruments. (2015). **TL494 Pulse-Width-Modulation Control Circuits**. [Internet]. Disponible desde <www.ti.com/lit/ds/symlink/tl494.pdf> [Acceso 24 de Enero 2017].

Venable, H. Dean. (1983) **The K factor: A New Mathematical tool for stability analysis and synthesis**. Proc. Powercon 10. San Diego, CA. USA.