



Informe Técnico

Desarrollo de fuentes conmutadas de voltaje variable, usadas en un reactor de alta presión para la esterilización de productos alimenticios

José Castillo-Hernández

Ricardo Damián Zamacona

Eduardo Bernal Vargas

Gabriel Ascanio Gasca

14/09/2021

Proyecto de Desarrollo

Institución Patrocinadora: Fresenius Kabi

Financiamiento: Externo

Desarrollo de fuentes conmutadas de voltaje variable usadas en un reactor de alta presión para la esterilización de productos alimenticios

José Castillo-Hernández
Gabriel Ascanio Gasca
Ricardo Damián Zamacona
Eduardo Bernal Vargas

Instituto de Ciencias Aplicadas y Tecnología
Universidad Nacional Autónoma de México

Resumen

En este trabajo, se presenta el análisis y desarrollo de una fuente conmutada, con ajuste de voltaje y corriente, para su aplicación en un reactor de alta presión para la esterilización de productos alimenticios. Se desarrollaron tres fuentes idénticas que se usaron para accionar las válvulas de alivio y alimentación en el reactor. El diseño está apoyado en el circuito integrado TL494 y el arreglo que se presenta, se modificó con respecto al circuito original que sugiere el fabricante sobre una configuración reductora o *Buck*. La modificación se apoya en el uso de transistores *MOSFET* en un arreglo de rectificador síncrono para incrementar la eficiencia de la configuración original. El circuito se analizó para obtener un modelo del regulador TL494 cuando trabaja con retroalimentación y, se presenta además la deducción de las ecuaciones que gobiernan su limitador de corriente. El trabajo ofrece información relevante y práctica sobre la elección de las diferentes etapas de la fuente, con lo que se pretende extrapolar este conocimiento en la aplicación de otros integrados. Se implementó un circuito de prueba de concepto que se sometió a estudios de carga para mostrar su desempeño y en el informe se presenta los resultados obtenidos, así como el prototipo final.

Índice

Nomenclatura	3
Introducción	4
1. Configuración <i>Buck</i>	7
1.1. Convertidor CA-CD	10
1.2. Convertidor CD-CD	12
2. Circuito Integrado TL494	13
2.1. Configuración <i>Buck</i> típica del TL494	17
2.2. Modificación para incrementar la eficiencia	18
2.3. Modelado y análisis del regulador	20
2.4. Limitador de corriente	22
3. Prueba de concepto	23
3.1. Resultados	24
4. Prototipo final	29
Conclusiones	32
Agradecimientos	32
Bibliografía y Referencias	32
Anexo A. Diagrama electrónico	34
Anexo B. Circuito Impreso	35
Anexo C. Lista de partes	36
Anexo D. Hojas de especificaciones	38

Nomenclatura

Símbolo	Significado
Δi_L	Rizo de corriente del inductor
ΔV_o	Rizo de voltaje del capacitor
CD	Corriente directa
CA	Corriente alterna
COM	Terminal de tierra del IR2104
$común$	Punto de referencia con respecto al que se mide el voltaje de entrada
D	Ciclo de trabajo
I_o	Corriente de salida
f_{osc}	Frecuencia del oscilador de TL494
$MOSFET$	Transistor de efecto de campo de Metal-Oxido-Semiconductor
RS	Resistencia para sensar la corriente de salida
$OPAM$	Amplificador operacional
PWM	Modulación por ancho de pulso
T	Periodo de conmutación
TBJ	Transistor de juntura bipolar
t_{on}	Tiempo de encendido
$Tierra$	Punto de referencia con respecto al que se mide el voltaje salida
V_{cc}	Voltaje de polarización de potencia
V_{cont}	Voltaje de control que se aplica en la terminal 3 del TL494
$V_{común}$	Diferencia de voltaje de la resistencia RS
V_{GS}	Voltaje Gate-Source
V_n	Voltaje de la terminal inversora de un OPAM
V_o	Voltaje de salida de la fuente
V_{ref}	Referencia de 5 volts
V_T	Voltaje pico del oscilador del TL494

Introducción

El desarrollo de fuentes conmutadas en el diseño electrónico se ha vuelto fundamental en los últimos 20 años (Brown, 2001), (Pressman et al, 2009) y (Billings et al, 2009). La mayoría de los equipos electrónicos actuales que necesitan conectarse a una toma de corriente, incluyen en su diseño una fuente conmutada. Además de esto, con el auge de las baterías recargables, el desarrollo de circuitos de carga que transforman la energía que toman de la acometida doméstica, emplean en su diseño de forma directa o indirecta reguladores de voltaje conmutados.

Por otra parte, si bien las fuentes lineales son más simples en su diseño e implementación, éstas han sido remplazadas por las fuentes conmutadas debido a dos factores principales, la eficiencia y la reducción de dimensiones. Estos factores son dos pilares fundamentales del desarrollo de la Electrónica de Potencia. En este punto, es interesante comentar que, en los inicios de la electrónica de potencia, la eficiencia no obedecía en realidad a una razón económica como muchos piensan, sino a la necesidad de establecer estrategias apropiadas para extraer el exceso de energía que se desechaba en forma de calor, permitiendo mantener así un margen de operación seguro de los sistemas. De esta forma, conforme evolucionaron las estrategias para reducir las pérdidas, el factor económico también se vio beneficiado.

La extracción del calor que despiden los sistemas se puede realizar a través de disipadores de calor que, pueden llegar a ser elementos pesados y voluminosos, dependiendo de la cantidad de energía que se desea extraer. Otra alternativa es el uso de la ventilación forzada que reduce las dimensiones de este elemento, pero aun así esto tiene un límite. En general, la energía disipada en cualquier sistema electrónico depende del comportamiento de los elementos que transfieren la energía de la fuente a la carga, entendiendo por carga cualquier elemento, dispositivo o sistema que demanda energía. En el caso de las fuentes lineales, el elemento que regula el voltaje o la corriente está apoyado en transistores que

operan en su región activa, en donde coexisten el voltaje y la corriente. Como resultado de esto, una buena parte de la energía que fluye de la fuente a la carga se pierde en estos dispositivos.

Por su parte, la Electrónica de Potencia centra su diseño en el control de interruptores electrónicos. Esto se debe a que, en lo general, son dispositivos que de forma ideal no tienen pérdidas, debido a que sólo tienen dos estados de operación, encendido y apagado. En su estado de encendido, ver figura 1, no hay diferencia de voltaje entre sus terminales y por tanto la potencia que disipa es cero.

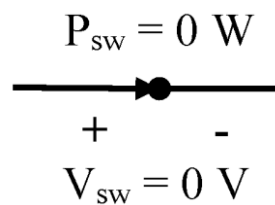


Figura 1. Interruptor en estado de encendido.

En el estado de apagado, ver figura 2, no circula corriente a través del interruptor y nuevamente la potencia que disipa es cero.

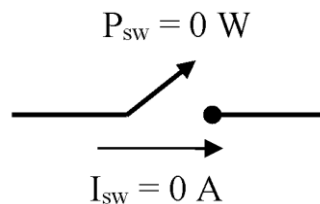


Figura 2. Interruptor en estado de apagado.

Por estas razones, los interruptores son dispositivos atractivos para manejar energía de señales de corriente directa (CD) o de corriente alterna (CA). Existen algunos dispositivos en electrónica que se pueden controlar como interruptores; entre estos, se destaca el uso de transistores *MOSFET*.

Encender o apagar un interruptor parece no ofrecer mayor beneficio, debido a que esta acción sólo permite transferir el total de la energía de la fuente a la carga; sin embargo, en la mayoría de las aplicaciones es necesario controlar la cantidad de energía que se transfiere y esto se hace ajustando el voltaje o la corriente que el

circuito demanda. Por ejemplo, el cargador de un teléfono celular se debe conectar a la toma doméstica de CA de 127 volts *RMS*, para producir un voltaje de 5 volts de CD. Este circuito, en electrónica de potencia, se denomina convertidor de CA-CD y como se aprecia, la acción básica del interruptor parece no ser suficiente para realizar la transformación de la forma y niveles de voltaje. Otro ejemplo, en donde sólo se transforman voltajes de CD, se presenta en los buses de polarización que se usan en un circuito electrónico. En estos casos, a partir de una fuente principal se deben generar voltajes de otros valores. A este tipo de circuitos se les denomina convertidor CD-CD. En ambos casos el control periódico de los interruptores permite transferir una fracción de la energía total que es capaz de generar la fuente de entrada, modificando el valor promedio y eficaz de las señales originales. Este control se apoya en diferentes estrategias: ángulo de disparo, número de ciclos, *PWM*, histéresis, etc. (Mohan et al, 2002). En particular, en el caso de convertidores CD-CD, cuando el voltaje de salida se mantiene regulado, este convertidor también se denomina regulador conmutado.

En 2019, a través del Dr. Gabriel Ascanio, la compañía Fresenius Kabi solicitó el desarrollo de tres fuentes conmutadas que permitieran al usuario ajustar el voltaje de salida y limitar la máxima corriente sobre la carga. El ajuste del voltaje debía ser lineal en un intervalo de 0 a 12 volts con un límite de corriente de 3 amperes. Si bien, las fuentes comerciales son baratas, la solicitud se hizo porque éstas tienen la desventaja de ser fijas con valores típicos de 5, 12 y 18 volts, por mencionar algunos. Por otra parte, aunque existen fuentes ajustables, la compañía deseaba un desarrollo a la medida para incluirlo en su reactor de alta presión para controlar el accionar de las válvulas de alivio y alimentación.

Con base en lo expuesto, en el presente informe, se presenta el análisis de una fuente conmutada apoyada en el circuito integrado TL494. El arreglo que se presenta se ha modificado con respecto al circuito original que sugiere el fabricante sobre una configuración reductora o *Buck*. La modificación se apoya en el uso de transistores *MOSFET* en un arreglo de rectificador síncrono para incrementar la eficiencia de la configuración original.

A continuación, se da una descripción cualitativa de la configuración *Buck*, sin embargo, la deducción de las ecuaciones que gobiernan el comportamiento básico de este convertidor se presenta en (Castillo, 2020).

1. Configuración *Buck*

La simple acción de encender o apagar un interruptor de forma periódica, con intervalos de encendido y apagado bien definidos, puede ajustar el valor promedio de una señal constante de voltaje o corriente. Este circuito se denomina circuito conmutado elemental, ver figura 3.

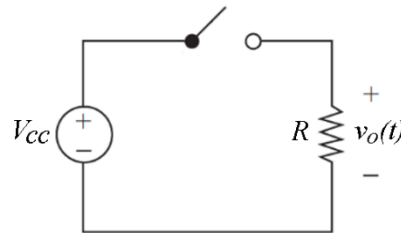


Figura 3. Circuito conmutado elemental.

Es importante enfatizar que se está hablando del valor promedio, porque la señal instantánea que resulta corresponde con una señal cuadrada, ver figura 4.

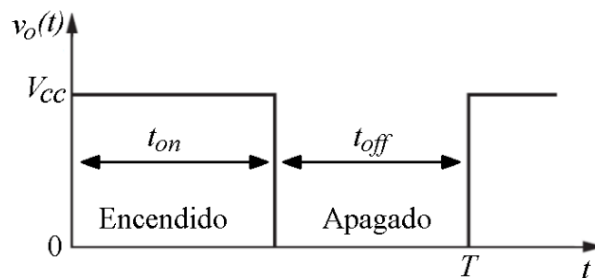


Figura 4. Voltaje de salida del convertidor conmutado elemental.

A partir de las series de Fourier, se sabe que una señal periódica se conforma de la suma de señales senoidales y una componente de valor constante. El valor promedio corresponde con esta última componente, la cual se puede calcular a partir de la ecuación (1).

$$V_o = \frac{1}{T} \int_0^T v_o(t) dt \quad (1)$$

Donde $v_o(t)$ es la señal instantánea, T es el periodo de la señal y V_o es el valor promedio. En particular, en el caso de un tren de pulsos, cuando el periodo de la señal se mantiene constante y el tiempo de encendido t_{on} del interruptor es variable, se habla de una modulación por ancho de pulso o *PWM* (del inglés *Pulse Width Modulation*). La razón entre el tiempo encendido y el periodo, que se representa por la letra D , se denomina ciclo de trabajo y puede tomar valores continuos en el intervalo de 0 a 1. A partir de esto, aplicando la ecuación (1), el voltaje promedio del circuito conmutado se puede calcular como se indica en la ecuación (2).

$$V_o = DV_{cc} \quad (2)$$

En esta expresión, el voltaje promedio se ajusta desde cero hasta V_{cc} , en función del ciclo de trabajo. Para extraer el voltaje promedio de la señal instantánea que genera el circuito de la figura 3, se usa un filtro paso bajas de segundo orden apoyado en un inductor y un capacitor. La razón por la que se usan estos, se debe a que son elementos no disipativos con la capacidad de recibir energía y en principio devolverla en su totalidad. En particular, el voltaje y potencia promedio en un inductor es cero si la corriente que circula a través de él es periódica. Algo similar ocurre con un capacitor cuando está expuesto a un voltaje periódico, lo que da lugar una corriente y una potencia promedio de cero. Estas propiedades, permiten que la eficiencia en la transferencia de energía que recibe la carga sea en teoría ideal. En la figura 5, se presenta el convertidor CD-CD de tipo reductor donde se aprecia el filtro de segundo orden que incluye además la carga R .

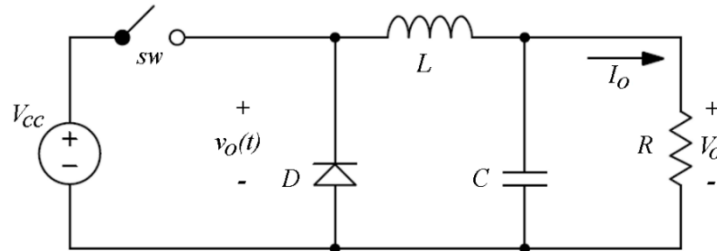


Figura 5. Convertidor CD-CD de tipo reductor.

En esta configuración se aprecia además la presencia de un diodo. El diodo es un interruptor electrónico no controlado, que se activa o desactiva en función de la corriente que circula a través de él. Si el sistema produce una corriente que fluye de ánodo a cátodo, el diodo se enciende y se dice que funciona en estado de *activa directa*. Si la corriente trata de fluir en sentido contrario, el diodo se apaga y se encuentra en estado de *inversa*. El diodo es necesario porque, ofrece una ruta que permite que la corriente continúe circulando a través del inductor durante la apertura del interruptor. De no existir el diodo, el inductor es capaz de generar un alto voltaje, debido a la abrupta razón de cambio de la corriente que experimenta bajo esta condición. Este voltaje, en un caso real, puede dañar el dispositivo electrónico usado para implementar el interruptor *SW*.

Como ya se mencionó, el voltaje de salida se puede controlar a partir del ciclo de trabajo como lo establece la ecuación (2). Esta expresión depende además del voltaje de entrada V_{cc} . Si su valor se mantuviera constante, así como el ciclo de trabajo de la señal que controla el interruptor, sería posible asegurar en la salida una tensión constante. Sin embargo, debido a que la entrada usualmente es una fuente de corriente directa no regulada esto generalmente no es posible.

En ocasiones, esta fuente se obtiene a partir de un arreglo formado por un transformador, un rectificador y un capacitor de filtrado que en conjunto corresponde con un convertidor CA-CD. La tensión que produce el arreglo corresponde con un voltaje promedio sobre el cual está montado un rizo de voltaje, cuya amplitud depende de la corriente que se demanda al circuito. Por esta razón, es necesario un control que ajuste el ciclo de trabajo para compensar los cambios en el voltaje de entrada y asegure un voltaje regulado en la salida. Este circuito, que denominamos regulador, se trata con mayor profundidad en una sección más adelante. El arreglo completo del convertidor CA-CD, regulador y el convertidor CD-CD, corresponde con una fuente conmutada y se muestra en la figura 6.

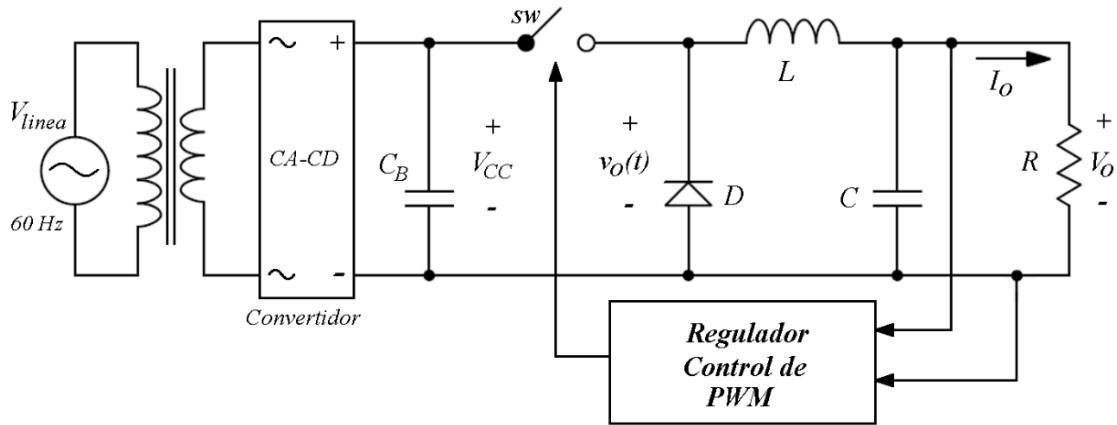


Figura 6. Fuente conmutada.

A continuación, en la siguiente sección, se presenta el comportamiento del circuito de entrada que corresponde con un convertidor de corriente alterna a corriente directa.

1.1. Convertidor CA-CD

El convertidor CA-CD corresponde con un arreglo de una fuente lineal no regulada, compuesta de un rectificador de onda completa convencional con su capacitor de filtrado. Para calcular el capacitor C_B , es necesario conocer la corriente de salida I_O . Esta corriente es la misma que la corriente promedio I_L , ver ecuación (3)

$$I_O = I_L = \frac{V_O}{R} \quad (3)$$

Esta corriente se relaciona con la corriente I_B a partir del ciclo de trabajo y se puede calcular según la ecuación (4)

$$I_B = I_L D = I_O D \quad (4)$$

A partir de esto, se puede determinar la capacitancia C_B como se propone en (Horowhits, 2004), ver ecuación (5).

$$C_B = \frac{I_B}{2f_L V_R} \quad (5)$$

Esta ecuación, aunque inexacta, da una buena aproximación con un error menor del 20 %. La variable V_R , es el voltaje pico-pico del rizo que aparece alrededor del voltaje promedio V_{CC} de este capacitor, cuando se demanda la corriente I_B . Es importante recordar que el convertidor de CA-CD es un rectificador de onda completa, ver figura 6. La frecuencia f_L corresponde con la frecuencia de 60 Hz de la acometida doméstica. La magnitud de V_R es un parámetro libre que, en combinación con el valor del voltaje V_{CC} , debe tener un valor instantáneo mínimo mayor que la magnitud de V_O .

En esta descripción, sólo falta mencionar al transformador. En nuestro circuito, este elemento es un dispositivo convencional de núcleo laminado para operar a una frecuencia de 60 Hz. La elección del voltaje del secundario debe ser tal que, una vez rectificado y filtrado, su magnitud permita polarizar al regulador de voltaje y otros integrados que puedan estar involucrados. Por su parte, la corriente *RMS* del transformador se puede determinar a partir del tipo de configuración de su rectificación, ver figuras 7 y 8.

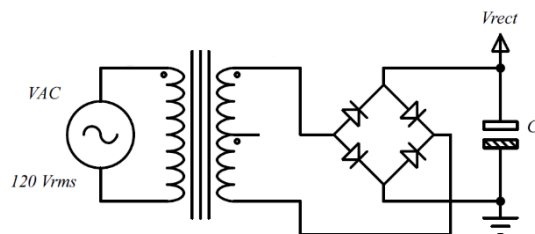


Figura 7. Rectificador de onda completa con puente de diodos

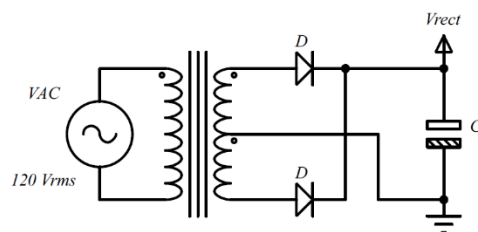


Figura 8. Rectificador de onda completa con derivación central

Para una configuración de puente de diodos se usa la ecuación (6), en tanto que para la configuración de onda completa con derivación central se emplea la ecuación (7).

$$I_{S_RMS} = 1.8I_B \quad (6)$$

$$I_{S_RMS} = 1.1I_B \quad (7)$$

1.2. Convertidor CD-CD

En este circuito, la presencia del filtro de segundo orden da lugar a dos parámetros importantes que caracterizan el comportamiento de una fuente conmutada. Estos corresponden con la fluctuación alrededor del valor promedio de la corriente del inductor y del valor promedio del voltaje de capacitor. Al primero se le denomina rizo de corriente del inductor y al segundo rizo de voltaje del capacitor o del voltaje de salida, debido a que el capacitor se conecta en paralelo con la carga. A partir de estos, se pueden calcular el valor de los elementos del filtro como se indica en las ecuaciones (8) y (9).

$$L = \left(\frac{V_{CC} - V_O}{\Delta i_L} \right) DT \quad (8)$$

$$C = \frac{\Delta i_L T}{8\Delta V_O} \quad (9)$$

En esta expresión, es importante notar que el rizo de voltaje ΔV_O permite determinar un capacitor ideal. Lo cierto es que, en la práctica cualquier capacitor tiene una resistencia serie equivalente o *ESR* (del inglés *Equivalent Series Resistance*) que se debe tomar en cuenta durante la implementación. Esto se debe a que el rizo de la corriente del inductor es capaz de fluir a través del capacitor. Por esta razón, el valor total del rizo de voltaje en la salida se puede calcular como lo indica la ecuación (10).

$$\Delta V_{O_total} = \Delta V_O + \Delta i_L ESR \quad (10)$$

La ecuación (9) es un caso idealizado en donde no se considera la resistencia serie interna del capacitor. Por otra parte, esta resistencia tiene una relación inversa con el valor del capacitor. En capacitores del orden de 10 μF , su valor puede estar entre 0.1 Ω y 1 Ω , en tanto que, para capacitores del orden de 220 μF a 1000 μF , su resistencia puede estar por debajo de 0.03 Ω . Este valor es fundamental porque el rizo de corriente del inductor circula a través del capacitor y, por tanto, agrega un potencial al valor inicial calculado por la ecuación (9). La combinación de (9) y (10) da lugar a la expresión (11) que es más apropiada para determinar la capacitancia

$$C = \frac{\Delta i_L T}{8(\Delta V_O - \Delta i_L ESR)} \quad (11)$$

Sin embargo, en la práctica, se prefiere elegir un capacitor bastante mayor al calculado en (9) y estar conscientes de los efectos descritos por la ecuación (10).

2. Circuito Integrado TL494

El TL494 es un circuito integrado que se usa en convertidores de CD-CD y en el desarrollo de fuentes conmutadas. Este integrado fue construido para implementar las configuraciones *Buck* y *Push-pull*. Un caso particular en donde resalta su aplicación son las fuentes fuera de línea que se usan en las computadoras personales de escritorio. Además de esto, este integrado se emplea como un circuito de modulación por ancho de pulso. Es un circuito versátil que ha sido producido por diferentes fabricantes como Motorola, ON Semiconductor y Texas. Aunque apareció en la década de los 70 del siglo pasado, su diseño simple y robusto continúa siendo apreciado en la industria y la docencia. En la figura 9, se presenta su diagrama interno que se tomó de la hoja de especificaciones del fabricante (ON semiconductor, 2005). A continuación, se hace una breve descripción sobre las terminales de este regulador y algunas de sus características que consideramos relevantes. Información más detallada se puede consultar en (Texas Instruments, 2015) y (Griffith, 2011).

circuito se emplea sólo como modulador de *PWM*, esta terminal se usa como entrada del voltaje de modulación.

La señal portadora del *PWM* se genera a partir de un oscilador de diente de sierra. La amplitud de esta señal es de 3 V, con un rango recomendado de frecuencias de 1 kHz a 200 kHz, aunque en principio es capaz de alcanzar hasta 500 kHz. La frecuencia se ajusta a través del capacitor C_T y la resistencia R_T , que se conectan en las terminales 5 y 6 respectivamente. La frecuencia del oscilador f_{osc} se puede ajustar a partir de la ecuación (12).

$$f_{osc} = \frac{1.1}{R_T C_T} \quad (12)$$

También se puede realizar con base en la gráfica que se presenta en la figura 10, que se tomó de las hojas de datos de ON Semiconductor.

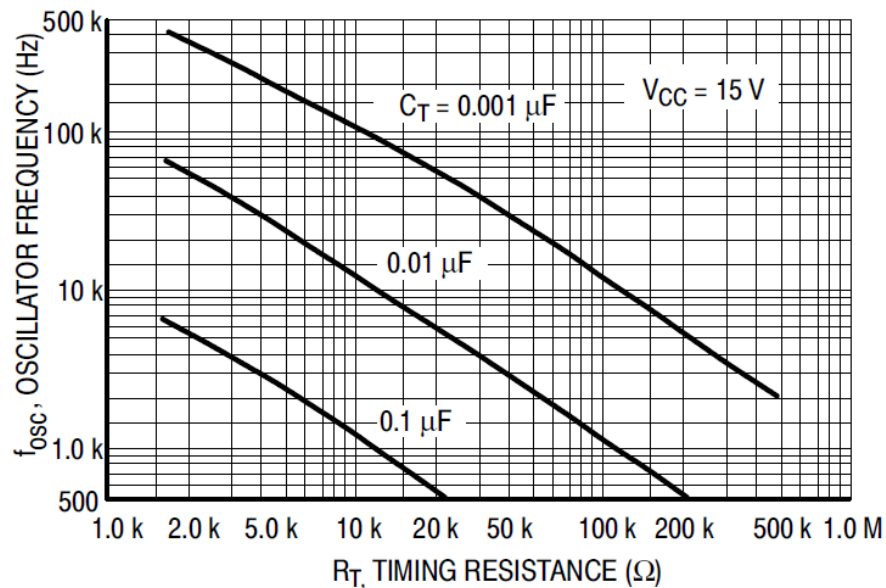


Figura 10. Gráfica para determinar C_T a partir de R_T y f_{osc} .

En esta gráfica, las abscisas son el valor que puede tomar la resistencia R_T , las ordenadas son las frecuencias del oscilador y las curvas en donde coinciden las coordenadas, indican el valor particular de la capacitancia C_T . Aunque estas curvas,

se especifican para una polarización de 15 volts en la terminal 12, ofrecen un punto de partida aceptable cuando el regulador se activa con otro voltaje.

Como ya se mencionó, este regulador permite implementar las configuraciones de *Buck* y *Push-pull*. Para este propósito, en este integrado se tiene acceso a las terminales de emisor y colector de dos transistores *TBJ*, que son capaces de manejar corrientes de colector de hasta 200 mA. Para una configuración *Buck* o *Single-ended*, la base de ambos transistores se activa al mismo tiempo, en tanto que para *Push-pull* se alterna en cada ciclo del oscilador y sus respuestas están desfasadas 180°. Las terminales 8 y 11 corresponden con los colectores, en tanto que 9 y 10 con los emisores. El control de esta operación depende del nivel lógico que recibe la terminal 13, en donde, cero es para *Single-ended* y uno para *Push-pull*. Esto tiene un efecto adicional en la frecuencia de los pulsos que se genera en los transistores. Si el circuito opera en *Single-ended*, la frecuencia coincide con f_{osc} . Si trabaja en *Push-pull*, la frecuencia es de $0.5f_{osc}$.

Para comprender como funciona este regulador y obtener un modelo que describa su comportamiento, nos apoyaremos en el diagrama de tiempo que se presenta en la figura 11. Las gráficas se tomaron de la hoja de especificaciones.

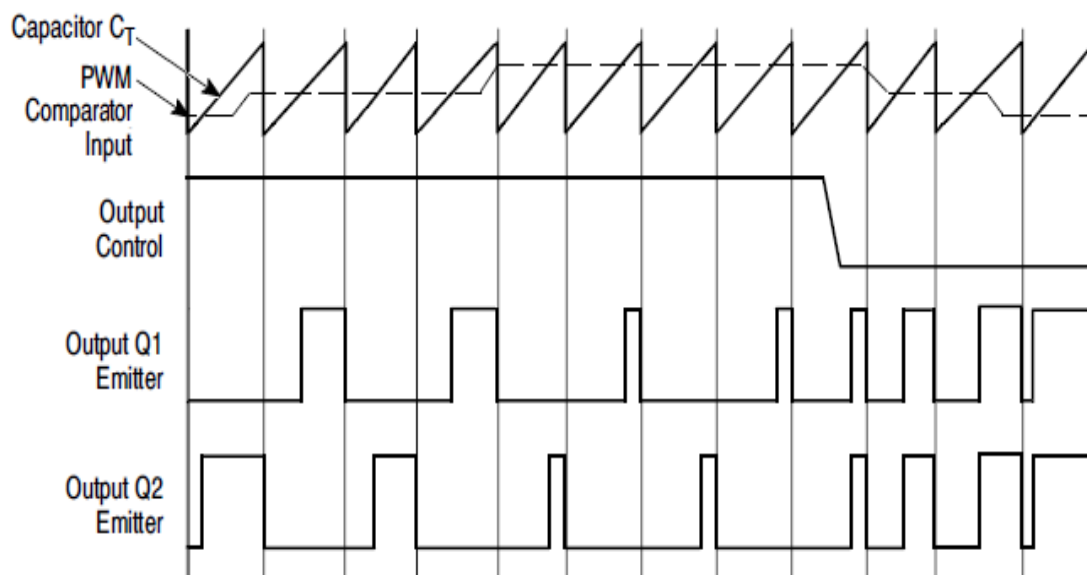


Figura 11. Diagrama de tiempos del circuito TL494.

En este diagrama, se observa la respuesta de los transistores cuando la terminal de *Output Control*, terminal 13, se activa o desactiva. Por otra parte, las respuestas de los emisores obedecen a la modulación de *PWM* que se deriva de la comparación entre la señal de diente de sierra y la señal de modulación, ver la gráfica superior de la figura 11. En este punto es importante resaltar que la señal que se genera es el complemento de una señal de *PWM*, es decir, el valor promedio del *PWM* disminuye conforme se incrementa la señal de modulación.

2.1. Configuración *Buck* típica del TL494

El fabricante del integrado propone el arreglo de la configuración *Buck* que se muestra en la figura 12. En este circuito, pensado para una regulación fija de voltaje de 5 volts, se usa un transistor de potencia *TBJ* como interruptor electrónico. Los valores de los componentes se pueden consultar en la hoja de especificaciones (ON Semiconductor, 2005). El circuito considera un arreglo de limitación de corriente a partir de la resistencia *RS* que divide la tierra de entrada y la tierra de salida. Con respecto al punto anterior, para evitar confusiones en este documento, la tierra de entrada se denomina *común*, y corresponde con la terminal negativa del capacitor de entrada. Por su parte, la tierra de salida, o simplemente tierra, corresponde con la terminal negativa del capacitor de salida.

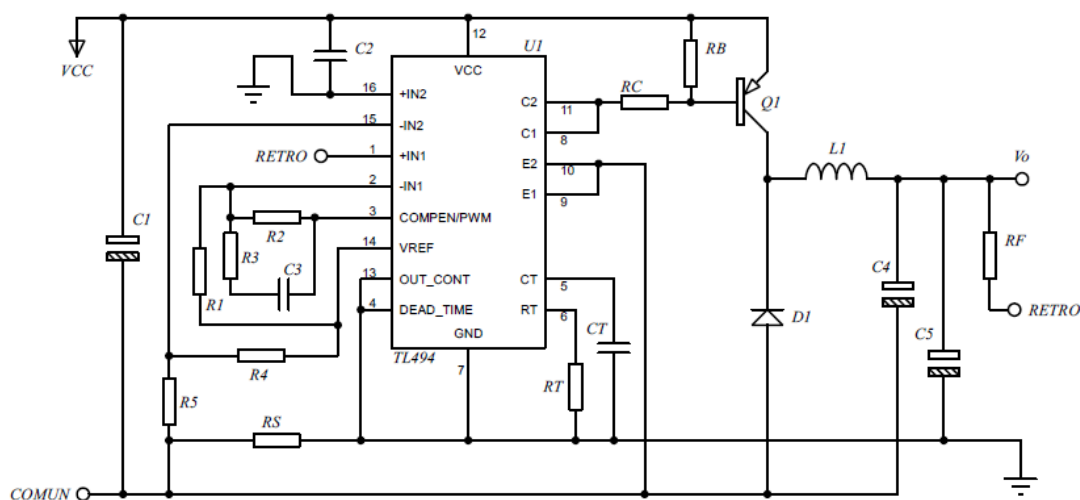


Figura 12. Configuración de un regulador conmutado de 5 V.

Sobre el desempeño del integrado, se puede mencionar que, según el fabricante, el arreglo que se muestra en la figura 12 tiene una eficiencia del 72% considerando un voltaje de entrada de 12 V y condiciones modestas de carga de 200 mA. En el circuito, se observa que la señal de *PWM* se toma a partir de las terminales de colector del integrado, en lugar de las terminales de emisor como se indicó en el diagrama de tiempos de la figura 9. Esta acción, invierte la respuesta del *PWM*, sin embargo, debido a que esta señal controla el transistor de potencia Q1, la señal de *PWM* se vuelve a invertir en el colector de este dispositivo y conserva el comportamiento original del diagrama de tiempos.

2.2. Modificación para incrementar la eficiencia

Con el fin de incrementar la eficiencia del regulador, se propone usar transistores *MOSFET* como interruptores electrónicos en lugar del *TBJ* y el diodo. Además de esto, se conecta una resistencia entre el nodo *RETRO* y la tierra para controlar el voltaje de salida del regulador. Estos cambios se pueden observar en la figura 13.

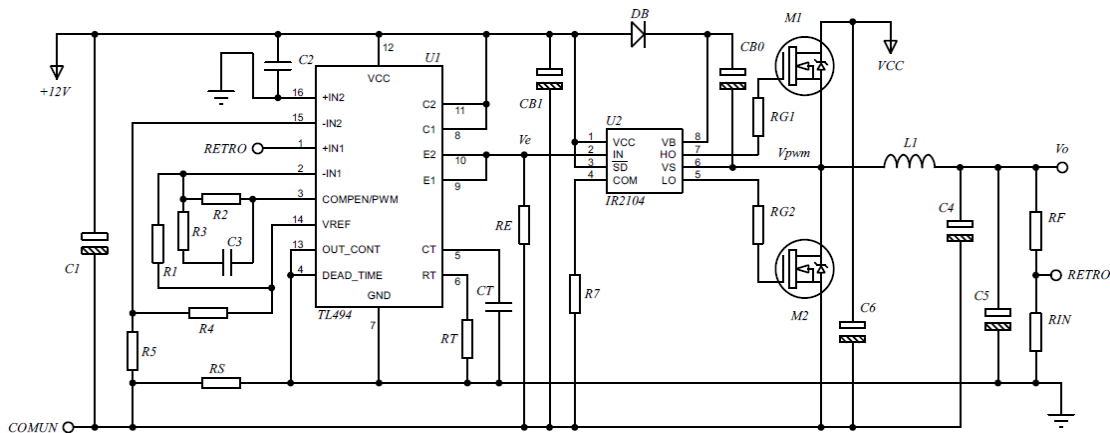


Figura 13. Mejoras para incrementar la eficiencia del regulador.

Generalmente, los interruptores electrónicos de potencia requieren de una electrónica adicional para su activación. Por ejemplo, los transistores internos del regulador y su arreglo de resistencias conformaron este circuito de activación en la figura 12. En el caso de los *MOSFET*'s, dado que están conectados en medio puente, requieren un circuito especializado que permita activar en particular el transistor M1, debido a que, por su funcionamiento, se requiere que el voltaje V_{GS}

del dispositivo sea mayor al voltaje de umbral de encendido y, por tanto, cuando el interruptor está activo, este voltaje debe estar por encima del voltaje V_{cc} (Castillo et al, 2018). Además de esto, para evitar un corto circuito, los transistores $M1$ y $M2$ no se deben activar al mismo tiempo. Para lograr esto, durante la transición en el encendido y apagado de los transistores, se debe agregar un tiempo muerto en donde ambos dispositivos están apagados. Estas funciones las realiza el integrado $U2$ que corresponde con el IR2104 (Infineon, 2001). El circuito se apoya en una configuración *Bootstrap* que requiere un capacitor $CB0$, que se recomienda sea de tantalio y un diodo DB de alta velocidad (Merello et al, 2016). Si bien existe un procedimiento para calcular el capacitor en la referencia anterior, este no es exacto. En (Castillo et al, 2020), se presenta un ejemplo del procedimiento, si se desea ser formal en el diseño, sin embargo, una regla simple, que consiste en prueba y error, es elegir un capacitor entre 100 nF y 1 μ F. En particular, para una frecuencia de *PWM* de 40 kHz, un capacitor de tantalio de 100 nF funciona muy bien. El diodo que se considera en el diseño es el MUR110 que permite un voltaje de inversa de 100 V y una corriente promedio de 1 A. Por otra parte, $CB1$ es un capacitor de bypass con un valor al menos 10 veces mayor que $CB0$ y en este caso se fijó en 10 μ F. Cabe mencionar que este componente se debe colocar lo más cerca posible a la terminal de energización del circuito integrado. Las resistencias $RG1$ y $RG2$ controlan los tiempos de conmutación de los *MOSFET*'s. El procedimiento para su elección se puede consultar en (Merello et al, 2016). En el presente diseño se consideró un valor de 27 Ω para las resistencias. Sobre el capacitor $C6$, se puede mencionar que no hay un procedimiento para su cálculo, basta decir que se recomienda sea mayor de 100 μ F y tiene como función reducir el ruido inherente de la conmutación de los transistores. Dicho de otra forma, reduce el ruido que se genera en la línea de alimentación V_{cc} . Es recomendable que su terminal positiva se conecte lo más cerca del drain de $M1$ y su terminal negativa al source de $M2$. Por último, la resistencia $R7$ permite desacoplar el source de $M1$ con respecto a la terminal de tierra (*COM*) del IR2104. El valor de esta resistencia es del orden de 5 Ω y permite reducir disparos en falso que son inherentes al ruido de conmutación (Chey y Parry, 2003).

2.3. Modelado y análisis del regulador

El arreglo de los *MOSFET's* y su circuito de activación, permiten que la señal V_e en las terminales de emisor del TL494 y el voltaje V_{PWM} sean análogos, es decir ambas son señales de pulsos de frecuencia constante con el mismo ciclo de trabajo. La diferencia entre ambas radica en la amplitud y potencia que son capaces de suministrar, siendo mayor la señal V_{PWM} . Por otra parte, la resistencia del limitador generalmente se fija del orden de 0.1Ω . Apoyados en esto, si omitimos el limitador de corriente junto con el amplificador interno 2, así como la resistencia $R3$ y el capacitor $C3$, el regulador se puede modelar con el circuito que se indica en la figura 14. En la imagen, se observa que el comparador de *PWM* difiere del que se presenta en la figura 9. Esto se debe, a que el modelo considera el comportamiento final de la modulación, tal y como se indicó en el diagrama de tiempos.

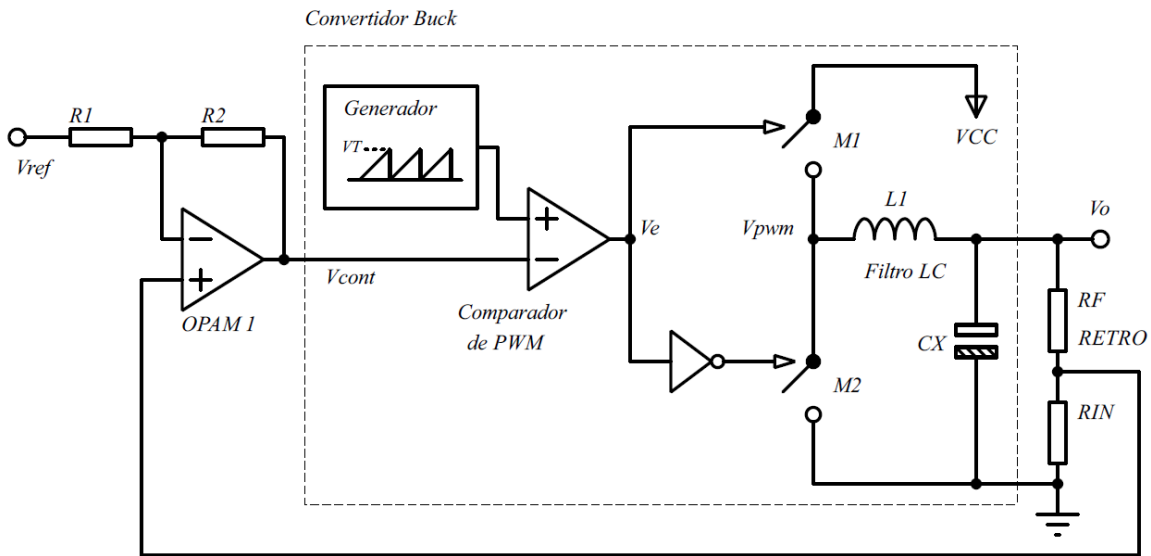


Figura 14. Modelado del regulador TL494.

El voltaje promedio del convertidor *Buck* en función del voltaje V_{cont} se puede calcular con base en la ecuación (13).

$$V_o = V_{CC} - \frac{V_{CC}}{V_T} V_{cont} \quad (13)$$

Donde V_{cc} corresponde con el voltaje de polarización, V_T es el voltaje pico de la señal de diente de sierra y V_{cont} es el control que se aplica en la terminal 3 del TL494. El procedimiento con el que se obtuvo esta ecuación se deriva, con algunos ajustes, del expuesto en (Castillo et al, 2018). Por su parte, el voltaje V_{cont} corresponde con la respuesta del amplificador restador que forma el *OPAM 1*, en donde, si R_2 es bastante mayor que R_1 , entonces el voltaje V_{cont} se puede aproximar como se indica en la ecuación (14).

$$V_{cont} \cong \left[V_o \left(\frac{R_{IN}}{R_{IN} + R_F} \right) - V_{ref} \right] \left(\frac{R_2}{R_1} \right) \quad (14)$$

Sustituyendo (14) en (13) y después de la manipulación algebraica, se observa que el voltaje de salida V_o se puede ajustar a través de las resistencias R_F , R_{IN} y el voltaje V_{ref} , siempre y cuando se cumpla que R_2 es bastante mayor que R_1 , ver ecuación (15).

$$V_o \cong \left(1 + \frac{R_F}{R_{IN}} \right) V_{ref} \quad (15)$$

En esta ecuación, el voltaje de salida se ajusta a partir de la relación de resistencias, siempre y cuando la ganancia esperada sea mayor o igual a uno. Otra opción que permite generar voltajes menores que el valor de referencia, se presenta en la figura 15. Esta estrategia se apoya en agregar un potenciómetro como divisor de tensión que permite modificar la magnitud de referencia original.

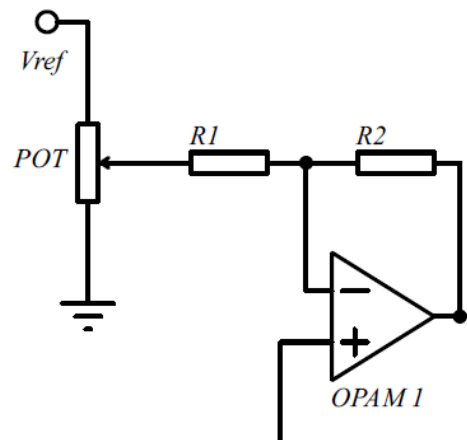


Figura 15. Ajuste del voltaje de referencia original.

2.4. Limitador de corriente

En la sección anterior, se omitió el circuito limitador de corriente en el modelado. A continuación, este circuito se incluye, para explicar su comportamiento, ver figura 16.

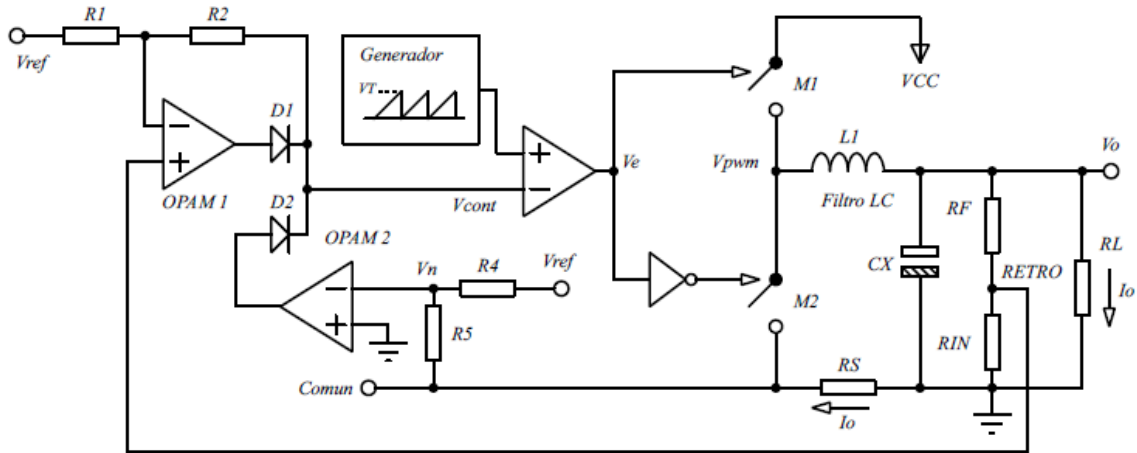


Figura 16. Modelo del regulador que incluye el limitador de corriente.

El limitador de corriente está compuesto del OPAM 2, los diodos D1 y D2 y las resistencias R4, R5 y RS. Además de estos elementos, también se incluyó una resistencia RL como el dispositivo de carga que demanda corriente al regulador.

El arreglo de diodos funciona como una OR alambrada y el OPAM 2 trabaja como un comparador unipolar, es decir que sólo genera en su salida tensiones de una polaridad. En este caso, éstas corresponden con 0 V o 12 V de acuerdo con la polarización de la figura 13. Cuando la salida del comparador es cero, el diodo D2 está inactivo y el OPAM 1 polariza el diodo D1, de tal forma que el voltaje V_{cont} se obtiene de la red de retroalimentación y el voltaje de salida queda expresado por la ecuación (15). Cuando la salida es de 12V, el diodo D2 se activa inhibiendo el comportamiento del OPAM 1, fijando el ciclo de trabajo de la señal de PWM idealmente en casi cero y disminuyendo así el voltaje de salida V_o . Pensando en valores lógicos, la respuesta del comparador (OPAM 2), se puede expresar según la ecuación (16).

$$V_{OPAM2} = \begin{cases} 0 & \text{si } V_n \leq 0V \\ 1 & \text{si } V_n > 0V \end{cases} \quad (16)$$

El voltaje V_n se puede calcular a partir de aplicar superposición y la expresión de divisor de tensión dando lugar a la ecuación (17).

$$V_n = \frac{R5}{R4 + R5} V_{ref} - \frac{R4}{R4 + R5} V_{comun} \quad (17)$$

Por otra parte, el voltaje en la terminal de *Común* se puede calcular, medido con respecto a la terminal de tierra, como el producto de la corriente de carga I_o y el valor de la resistencia R_s , como se indica en la ecuación (18).

$$V_{comun} = I_o R_s \quad (18)$$

Por tanto, considerando que el límite de la corriente se alcanza cuando V_n se vuelve cero, entonces a partir de las ecuaciones (17) y (18) se obtiene la relación (19) que permite calcular las resistencias del limitador de corriente.

$$\frac{R5}{R4} = \frac{I_o R_s}{V_{ref}} \quad (19)$$

Tomando en cuenta el análisis anterior, se puede observar que un limitador de corriente ajustable se obtiene si una de las resistencias $R4$ o $R5$ es variable. En nuestro diseño final se consideró usar un potenciómetro para $R5$.

3. Prueba de concepto

Se armó un circuito para una prueba de concepto en una tarjeta prototipo y se muestra en la figura 17. En la imagen se aprecia un alambrado limpio y estructurado. Es importante enfatizar esto porque, conforme la frecuencia crece en cualquier sistema, los efectos de las inductancias y capacitancias parásitas en los cables se vuelven evidentes y el ruido debido a la conmutación fácilmente se induce, contaminando los voltajes del circuito. Se propuso un diseño, tal que, cumpliera con las siguientes especificaciones: $V_{CC} = 33\text{ V}$, $V_o = 10\text{ V}$, $I_o = 2\text{ A}$, $\Delta i_L = 200\text{ mA}$, $\Delta V_o = 25\text{ mV}$, $f_s = 100\text{ kHz}$. A partir de esto, se obtuvo los siguientes valores: $C_T = 1\text{ nF}$, R_T

$=12\text{ k}\Omega$, $L1 = 340\text{ }\mu\text{H}$ y $C5 = 12\text{ }\mu\text{F}$. En este punto, cabe mencionar que el valor final de $C5$ fue $220\text{ }\mu\text{F}$ y se consideró un capacitor $C4$ de $1000\text{ }\mu\text{F}$, esto se discutirá más adelante. Además de esto, considerando un $V_{ref} = 5\text{V}$, $R_S = 0.1\text{ }\Omega$, $R_{IN} = 5.6\text{ k}\Omega$ y $R_4 = 5.6\text{ k}\Omega$, se determinó el valor de las siguientes resistencias: $R_5 = 220\text{ }\Omega$ y $R_F = 5.6\text{ k}\Omega$. Cabe mencionar que se conservó, en medida de lo posible, los valores que se proponen en la hoja de datos para la red de compensación: $R_1 = 5.6\text{ k}\Omega$, $R_2 = 1\text{M}\Omega$, $R_3 = 47\text{ k}\Omega$ y $C_3 = 100\text{ nF}$. Para el convertidor CA-CD, por disponibilidad, se usó un transformador con valores eficaces de 24 volts y 5 amperes, aunque en realidad un transformador de 1.5 amperes es más apropiado según el diseño tradicional de una fuente lineal. Como capacitor de filtrado, que en este caso coincidió con el capacitor $C1$, se consideró uno de $1000\text{ }\mu\text{F}$ a 50V. Se usó un puente de diodos 2W10 en configuración de rectificador de onda completa y la derivación central del transformador se usó para generar la fuente auxiliar de 12 V con un capacitor de $100\text{ }\mu\text{F}$ y un regulador LM78L12.

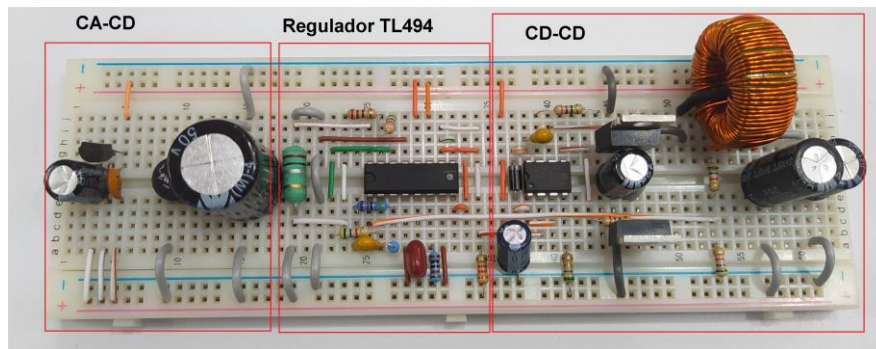


Figura 17. Fuente armada en una tarjeta prototipo

3.1. RESULTADOS

En la figura 18, se muestra el circuito en operación. Se conectó como carga en su salida una resistencia de potencia de $5.6\text{ }\Omega$, la carga no aparece en la figura. Se midió el voltaje con un osciloscopio y la corriente a través de una punta amperimétrica. Se usó las opciones del osciloscopio para determinar las potencias de entrada y salida del circuito.

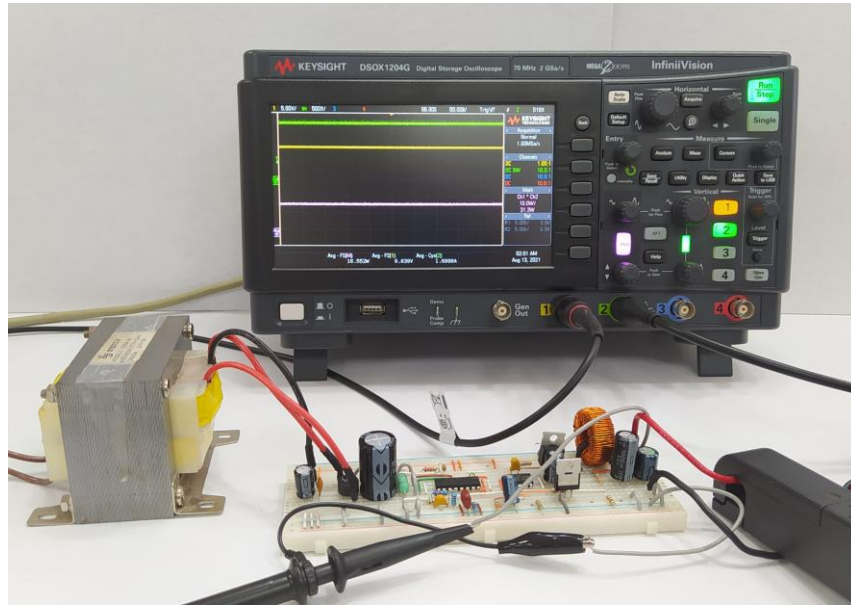


Figura 18. Fuente conmutada en operación.

En la figura 19, se presenta el oscilograma obtenido para medir las variables eléctricas de salida. En éste y en los siguientes oscilogramas, el canal 1, 2 y M (de matemáticas), se identifican por los trazos amarillo, verde y rosa respectivamente.

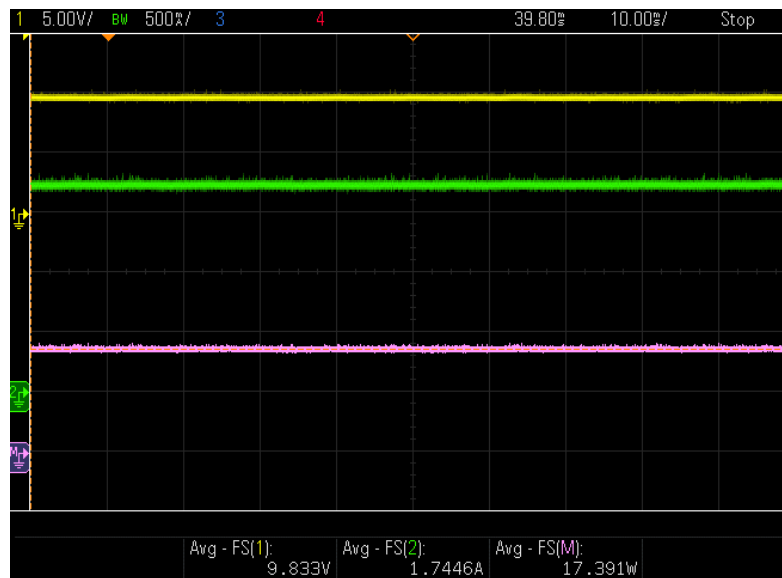


Figura 19. Valores medidos en la salida de la fuente.

En el canal 1, aparece el voltaje promedio con un valor de 9.83 V. La corriente promedio que demandó la carga aparece en el canal 2 con un valor de 1.74 A. La

potencia de salida se procesó a través del producto de las señales de entrada y calculando su valor promedio como lo indica el *canal M* de matemáticas. El valor obtenido de esta variable fue de 17.391 W. Los valores mencionados aparecen en la parte inferior del oscilograma.

Un proceso similar se hizo en la entrada. El oscilograma se muestra en la figura 20. En el canal 1 aparece el voltaje de entrada con un valor promedio de 33.7 V. La corriente aparece en el canal 2, con un valor *RMS* de 695 mA y, la potencia de entrada, en el canal M, tuvo un valor de 19.46 W.

La eficiencia del convertidor CD-CD, medida después del convertidor CA-CD, fue del 89.3 %, lo cual supera la expectativa del 72% del circuito original según la hoja de especificaciones. En este punto, el diseño y pérdidas del inductor puede ser fundamental. Aunque en este documento no se trata la construcción del inductor, se puede mencionar que la elección del núcleo y el calibre del alambre pueden marcar la diferencia, debido a que en los inductores se tienen pérdidas por el cobre y pérdidas por el núcleo, lo cual, a grandes rasgos, depende del calibre del alambre en un caso y en otro del tipo de material del núcleo, así como de la frecuencia de conmutación.

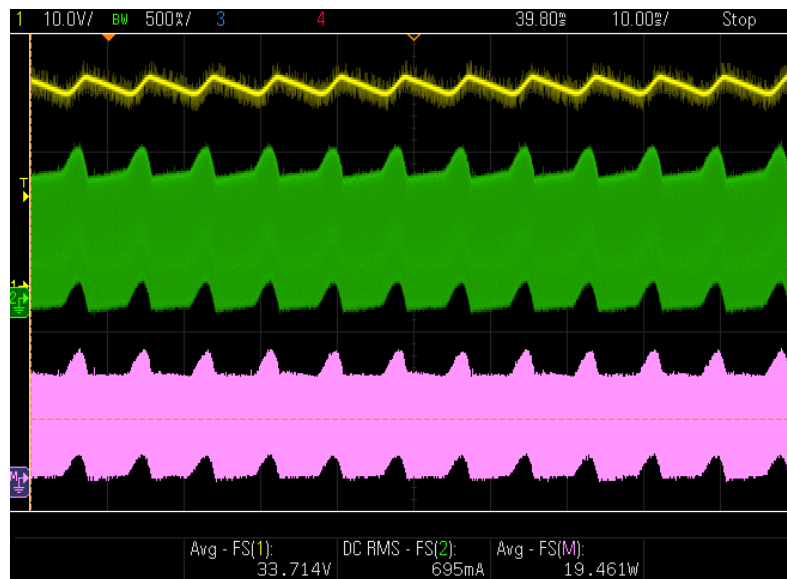


Figura 20. Valores medidos en la entrada de la fuente.

El rizo del voltaje de salida se presenta en la figura 21. Su amplitud se encuentra alrededor de 25 mV. En esta imagen, también se puede observar la frecuencia de conmutación, que corresponde con un valor de 108 kHz. Es importante mencionar que, el rizo del voltaje es diferente al ruido de conmutación que aparecen como espigas al inicio de cada ciclo en la imagen.

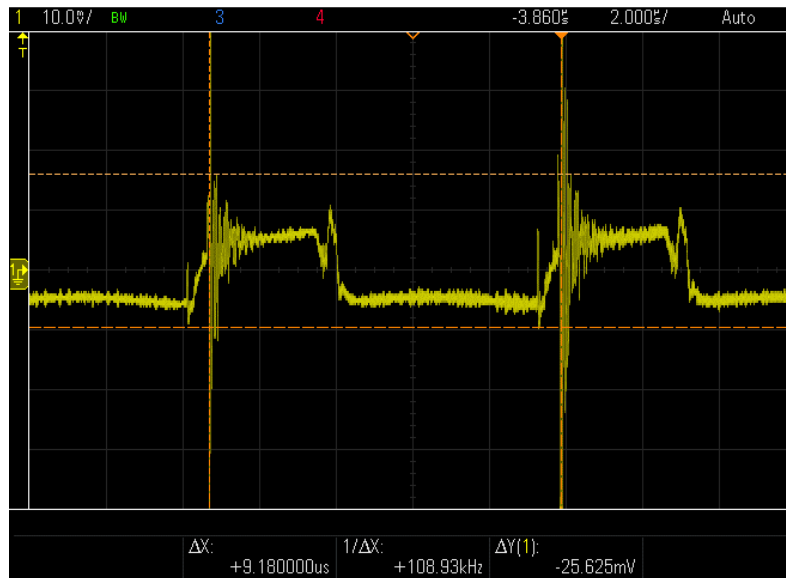


Figura 21. Rizo del voltaje de salida.

Cabe mencionar que, los valores calculados de los componentes se aproximaron a valores comerciales. Además de esto, se usaron en el caso de las resistencias valores con tolerancia de 5 %. Por esta razón, los valores obtenidos de algunas variables difieren de los esperados. Tal es el caso del voltaje de salida y la frecuencia de conmutación, en donde se deseaba un valor de 10V y frecuencia de 100 kHz. A fin de cuentas, es importante recordar que estamos hablando de diseño analógico, en donde los cálculos ofrecen un punto de partida que es factible de optimizar experimentalmente. Además de esto, en el circuito, el capacitor $C4$ conectado de la salida a la terminal de común, se usa como un prefiltrado que permite reducir el ruido de conmutación (espigas que aparecen en la figura 21). El ajuste del capacitor $C5$ se realizó de forma experimental y el capacitor $C4$ se conservó del arreglo original que propuso el fabricante.

Se hizo una prueba para observar el comportamiento del limitador de corriente. Esta consistió en mantener la fuente conectada a una resistencia de potencia de $5.6\ \Omega$ y, conectar de forma súbita en paralelo otra carga del mismo valor. La figura 22, muestra el voltaje y la corriente de salida, canal 1 y 2 respectivamente, durante la prueba del limitador de corriente.

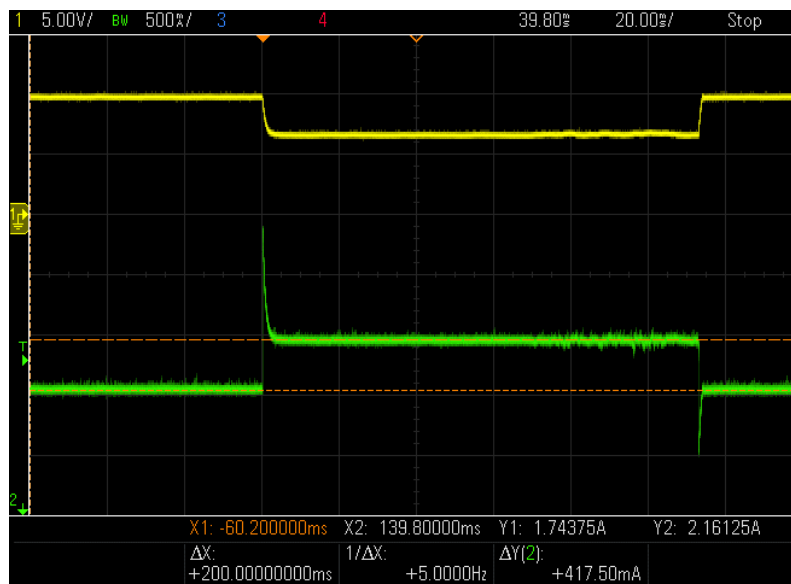


Figura 22. Respuesta de la fuente durante la prueba del limitador de corriente.

Al inicio de la prueba, el voltaje se mantuvo en 9.83 volts con la corriente de 1.74 amperes. Durante el intervalo en donde estuvo conectada la segunda carga, el voltaje cayó a 7 volts aproximadamente y la corriente, después del transitorio, se limitó en 2.16 amperes. Al retirar la segunda carga, la fuente recupero sus valores iniciales, operando de forma normal.

En el caso del limitador de corriente, también se observó una diferencia con el valor inicial que debía ser de 2 amperes. Esto puede ser resultado del valor real de la referencia de voltaje y de la tolerancia y valor de los componentes. Además de esto, es interesante mencionar que errores apreciables se pueden obtener si no se toma en cuenta que el valor de la resistencia R_S es de $0.1\ \Omega$ y, por tanto, cualquier alambre en serie puede incrementar su valor. En la figura 17, se observa que las

terminales de esta resistencia, resistencia de color verde, se recortaron y se trató de tomar los voltajes lo más cerca de su cuerpo para evitar errores adicionales.

4. Prototipo final

A partir de la prueba de concepto, se desarrolló el prototipo final de la fuente y en la figura 23 se presenta su diagrama electrónico en donde se agregaron los potenciómetros necesarios para el ajuste del voltaje y la corriente. El diseño considera un indicador de sobre corriente, que está apoyado en una configuración de un comparador de nivel e incluye su etapa de acondicionamiento de señal.

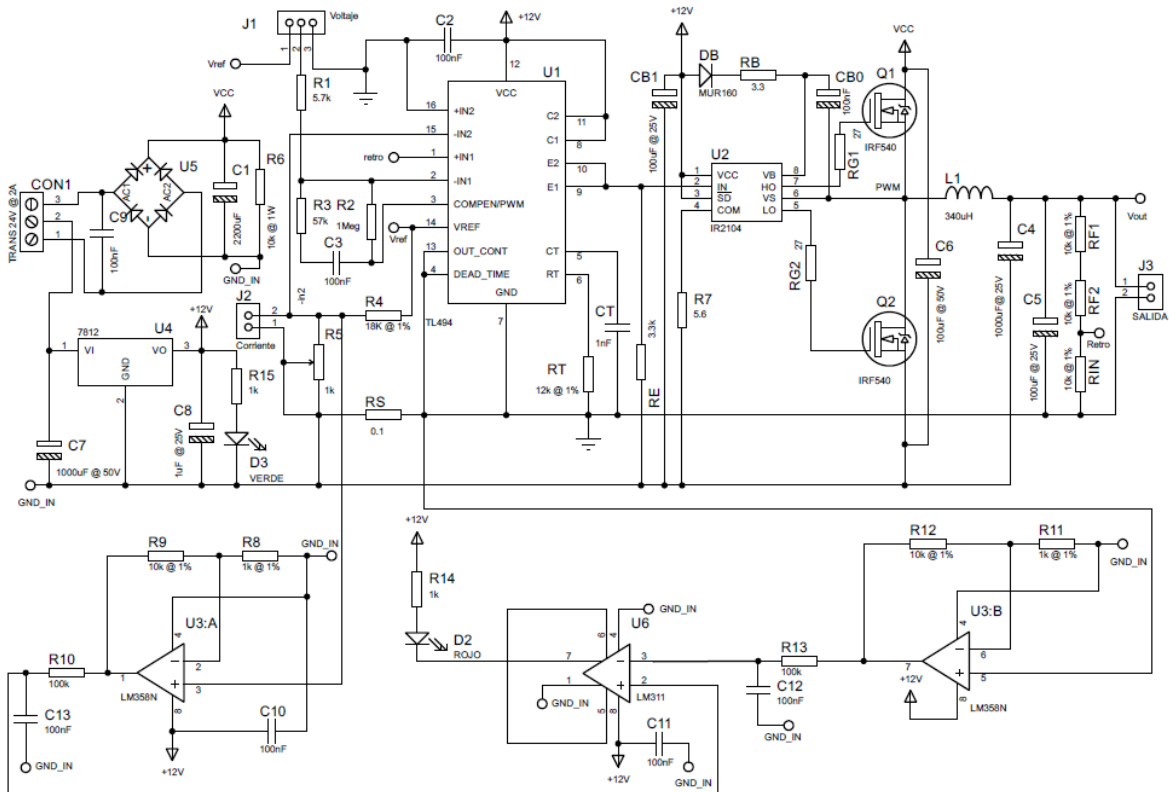


Figura 23. Diagrama electrónico de la fuente conmutada con controles de voltaje y corriente.

En la figura 24, se muestra la imagen del circuito impreso de la fuente con su conexión con el transformador de entrada. Para el diseño final se consideró un transformador con valores eficaces de 24 volts y 3 Amperes.

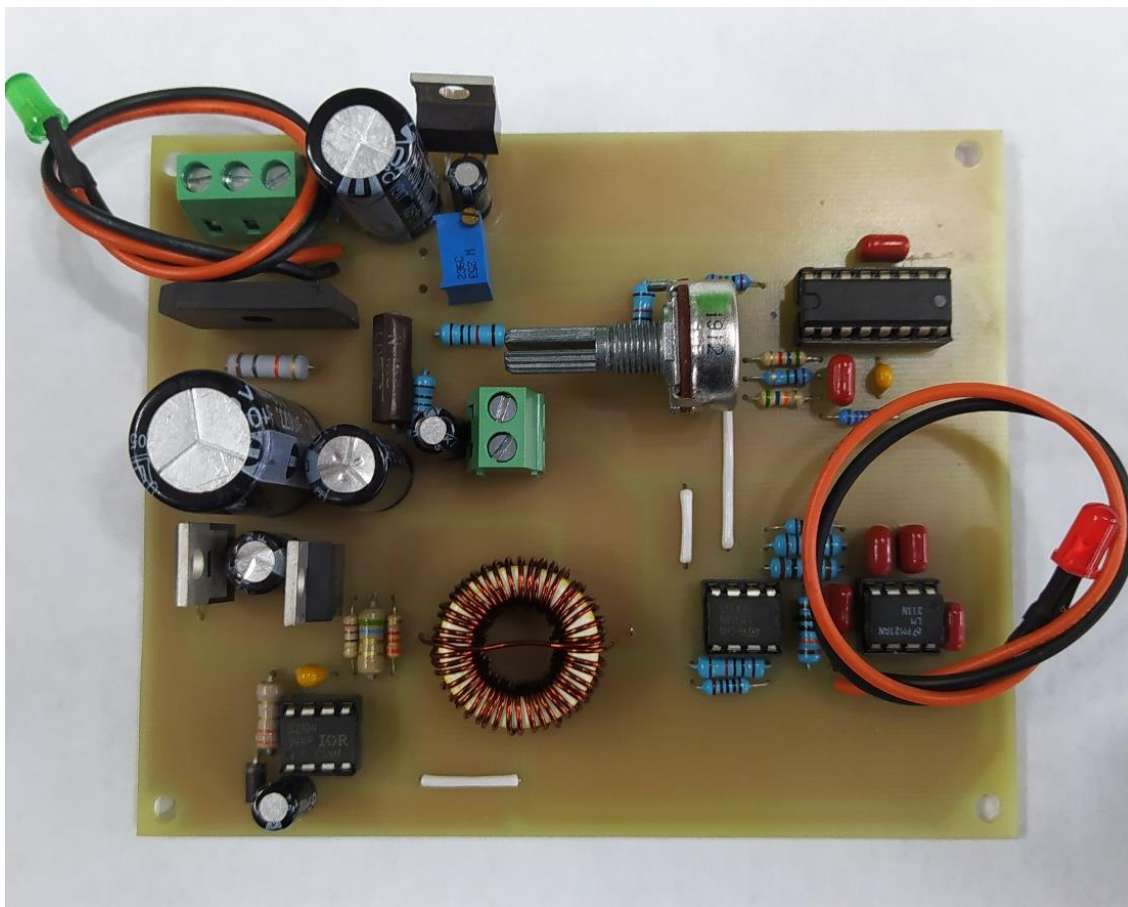


Figura 24. Circuito impreso del prototipo final de la fuente.

Se entregó a la compañía Fresenius Kabi, tres prototipos que fueron evaluados en su reactor de alta presión. Por cuestiones de confidencialidad no fue posible incluir en este trabajo fotos de los equipos en operación, pero se presenta en la figura 25, una carta de usuario que extiende la compañía para validar el desarrollo y la operación de los prototipos. Hasta el momento, las fuentes continúan operando apropiadamente y no ha sido necesario realizar alguna modificación sobre su diseño. Cabe señalar que, en los anexos del documento se ofrece una ampliación del diagrama electrónico, su circuito impreso y su lista de componentes, así como las hojas de datos de sus circuitos más importantes.

Place: Bad Homburg, D-61352 Germany

Date: Thursday, October 22, 2020

Reference: User letter to Mr. Jose Castillo-Hernandez

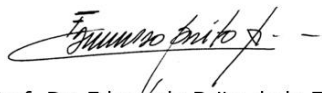
USER LETTER

To whom it may concern

Hereby this letter I confirm the delivery of three Variable Switching Voltage Sources, which were installed in a high-pressure reactor to be used for sterilization purposes of foodstuffs and lipidic emulsions. **MSc. José Castillo-Hernández**, from the Institute of Applied Sciences and Technology of the National Autonomous University of Mexico, developed such sources. These devices were installed and successfully used for actioning relief and feed valves in the reactor.

This letter is issued upon request from MSc. Castillo-Hernández for the purposes he considers the most convenient.

Sincerely,



Prof. Dr. Edmundo Brito-de la Fuente
Executive Vice-President
I&D Centers China & Germany
BU PN K&IVF
Pharmaceuticals & Devices Division
Fresenius-Kabi Deutschland GmbH
Email: edmundo.brito@fresenius-kabi.com

Figura 25. Carta de usuario que extendió la compañía Fresenius Kabi.

Conclusiones

En este trabajo, se presentó el diseño de una fuente conmutada apoyada en el circuito integrado TL494. Se procuró exponer los puntos relevantes a considerar en su diseño, ofreciendo las ecuaciones para determinar el valor de sus componentes. Para lograr esto, se analizó y modeló el TL494, en donde se expuso, además de la expresión para un regulador con retroalimentación negativa con ganancia ajustable, el procedimiento para obtener las ecuaciones de diseño de su limitador de corriente. Se dio los resultados finales de un ejemplo de diseño que se puede corroborar con la información del trabajo y se presentó el circuito armado en una tarjeta prototipo como prueba de concepto. Se realizaron las pruebas de carga en donde se midió las corrientes de entrada y salida del regulador, verificando una mejora de su eficiencia y el funcionamiento de su limitador de corriente. Se ofrecieron algunas recomendaciones prácticas que permiten mejorar el desempeño de la fuente. Por último, se presentó el prototipo final, que incluye los controles de voltaje y corriente, armado en un circuito impreso. Se desarrollaron tres prototipos que fueron validados por una carta de usuario que extendió la compañía Fresenius Kabi.

Agradecimientos

Se agradece al Mtro. Salvador Rodríguez Lozano y a la Mtra. Iliana Rodríguez Lozano por su invaluable apoyo en la elaboración y ensamblado de los circuitos impresos que se diseñaron durante este desarrollo.

Bibliografía y 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 Hernández José, Damián Zamacona Juan Ricardo, Quintana Thierry Sergio. (2018). Análisis del convertidor de voltaje de puente H. Informe técnico II-

INME-2018-510, México, CCADET, UNAM.

Castillo Hernández José. (2020), Curso de electrónica potencia, Notas de curso, NC-INME-2020-558, México, ICAT, UNAM

Chey, C., Parry J. (2003). Managing Transients in Control IC Driven Power Stages. International Rectifier, Design tip DT97-3. 8 pages.

Griffith Patrick. (2011) Designing switching voltage regulators with the TL494. [Internet]. Disponible desde <www.ti.com/lit/pdf/slva001>. [Acceso agosto 2021].

Infineon. (2001). IR2104 datasheet. [Internet]. Disponible desde <<http://www.infineon.com>> [Acceso mayo 2021].

Merello, A., Rugginenti, A., and Grasso, M. (2016) Using Monolithic High Voltage Gate Drivers. International Rectifier. Design Tip DT04-04.

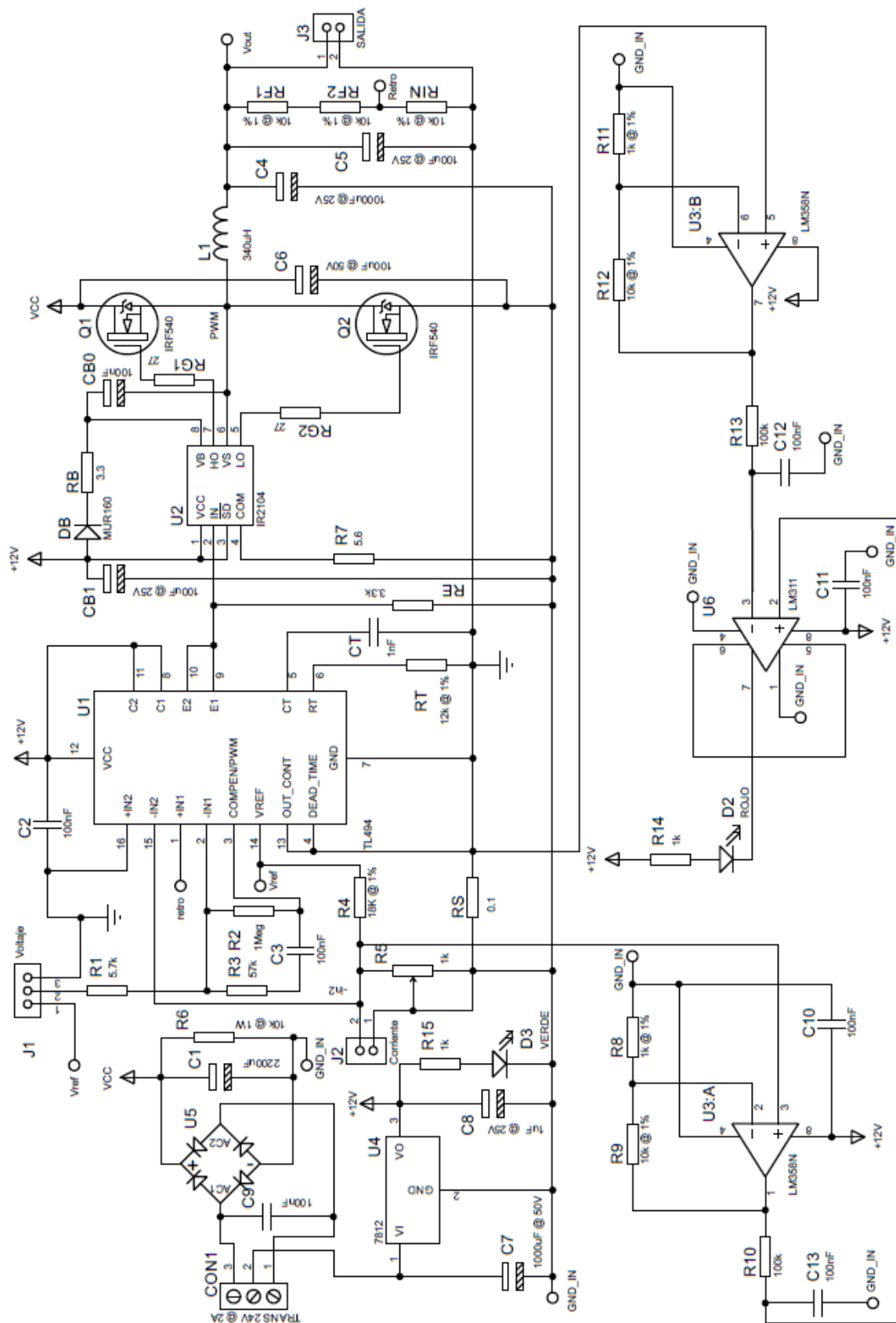
Mohan N, Undeland T, Robbins W. (2002) Power Electronics: Converters, Applications, and Design. 3rd Edition. USA, Wiley.

ON Semiconductor. (2005). TL494, NCV494, SWITCHMODE™ Pulse Width Modulation Control Circuit. [Internet]. Disponible desde < www.onsemi.com > [Acceso mayo 2021].

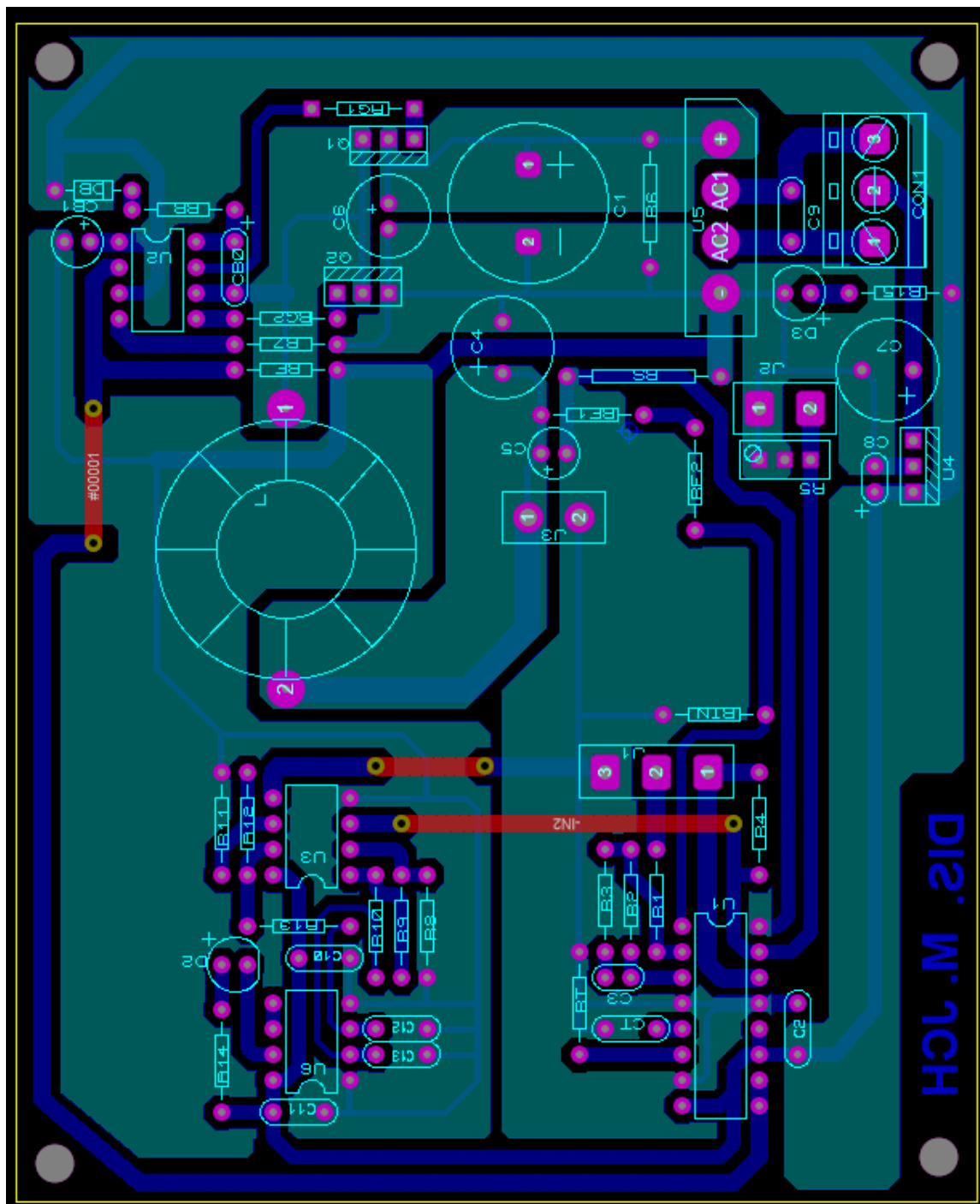
Pressman Abraham I., Billings Keith, Morey Taylor. (2009) Switching Power Supply Design. 3rd Edition USA, McGraw-Hill Companies, Inc.

Texas Instruments. (2015). TL494 Pulse-Width-Modulation Control Circuits. [Internet]. Disponible desde <www.ti.com/lit/ds/symlink/tl494.pdf> [Acceso mayo 2021].

Anexo A. Diagrama electrónico



Anexo B. Circuito impreso



Anexo C. Lista de partes

Componente	Cantidad	Referencia	Valor
Capacitor	1	C1	2200uF
Capacitor	7	C2-C3, C9-C13	100nF
Capacitor	1	C4	1000uF@ 25V
Capacitor	1	C5	100uF @ 25V
Capacitor	1	C6	100uF @ 50V
Capacitor	1	C7	1000uF @ 50V
Capacitor	1	C8	1uF @ 25V
Capacitor	1	CB0	100nF
Capacitor	1	CB1	100uF @ 25V
Capacitor	1	CT	1nF
Resistencia	1	R1	5.7k
Resistencia	1	R2	1Meg
Resistencia	1	R3	57k
Resistencia	1	R4	22K @ 1%
Resistencia	3	R5, R14-R15	1k
Resistencia	1	R6	10k @ 1W
Resistencia	1	R7	5.6
Resistencia	2	R8, R11	1k @ 1%
Resistencia	2	R9, R12	10k @ 1%
Resistencia	1	RB	3.3
Resistencia	2	R10, R13	100k
Resistencia	1	RE	3.3k

Resistencia	3	RF1-RF2, RIN	10k @ 1%
Resistencia	2	RG1-RG2	27
Resistencia	1	RS	0.1
Resistencia	1	RT	12k @ 1%
Circuito integrado	1	U1	TL494
Circuito integrado	1	U2	IR2104
Circuito integrado	1	U3	LM358N
Circuito integrado	1	U4	7812
Circuito integrado	1	U5	GBU808
Circuito integrado	1	U6	LM311
Transistores	2	Q1-Q2	IRF540
Led	1	D2	ROJO
Led	1	D3	VERDE
Diodo	1	DB	MUR100
Conector	1	CON1	TRANS 24V @ 2A
Conector	1	J1	Voltaje
Conector	1	J2	Corriente
Conector	1	J3	SALIDA
Inductor	1	L1	340uH

Anexo D. Hojas de especificaciones.

TL494

SWITCHMODE ☐ Pulse Width Modulation Control Circuit

The TL494 is a fixed frequency, pulse width modulation control circuit designed primarily for SWITCHMODE power supply control.

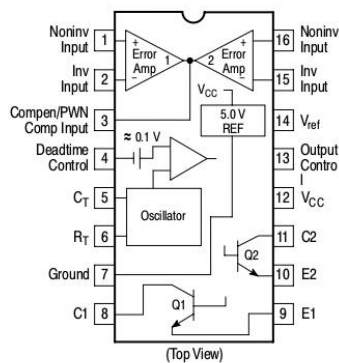
- Complete Pulse Width Modulation Control Circuitry
- On-Chip Oscillator with Master or Slave Operation
- On-Chip Error Amplifiers
- On-Chip 5.0 V Reference
- Adjustable Deadtime Control
- Uncommitted Output Transistors Rated to 500 mA Source or Sink
- Output Control for Push-Pull or Single-Ended Operation
- Undervoltage Lockout

MAXIMUM RATINGS (Full operating ambient temperature range applies, unless otherwise noted.)

Rating	Symbol	TL494C	TL494I	Unit
Power Supply Voltage	V_{CC}	42		V
Collector Output Voltage	V_{C1}, V_{C2}	42		V
Collector Output Current (Each transistor) (Note 1.)	I_{C1}, I_{C2}	500		mA
Amplifier Input Voltage Range	V_{IR}	-0.3 to +42		V
Power Dissipation @ $T_A \leq 45^\circ\text{C}$	P_D	1000		mW
Thermal Resistance, Junction-to-Ambient	$R_{\theta JA}$	80		$^\circ\text{C}/\text{W}$
Operating Junction Temperature	T_J	125		$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	T_{stg}	-55 to +125		$^\circ\text{C}$
Operating Ambient Temperature Range TL494C TL494I	T_A	0 to +70 -40 to +85		$^\circ\text{C}$
Derating Ambient Temperature	T_A	45		$^\circ\text{C}$

1. Maximum thermal limits must be observed.

PIN CONNECTIONS



ON Semiconductor

<http://onsemi.com>

MARKING DIAGRAMS



x = C or I
A = Assembly Location
WL, L = Wafer Lot
YY, Y = Year
WW, W = Work Week

ORDERING INFORMATION

Device	Package	Shipping
TL494CD	SO-16	48 Units/Rail
TL494CDR2	SO-16	2500 Tape & Reel
TL494CN	PDIP-16	500 Units/Rail
TL494IN	PDIP-16	500 Units/Rail

IR2104(S) & (PbF)

HALF-BRIDGE DRIVER

Features

- Floating channel designed for bootstrap operation
Fully operational to +600V
Tolerant to negative transient voltage
dV/dt immune
- Gate drive supply range from 10 to 20V
- Undervoltage lockout
- 3.3V, 5V and 15V input logic compatible
- Cross-conduction prevention logic
- Internally set deadtime
- High side output in phase with input
- Shut down input turns off both channels
- Matched propagation delay for both channels
- Also available LEAD-FREE

Description

The IR2104(S) are high voltage, high speed power MOSFET and IGBT drivers with dependent high and low side referenced output channels. Proprietary HVIC and latch immune CMOS technologies enable ruggedized monolithic construction. The logic input is compatible with standard CMOS or LSTTL output, down to 3.3V logic. The output drivers feature a high pulse current buffer stage designed for minimum driver cross-conduction. The floating channel can be used to drive an N-channel power MOSFET or IGBT in the high side configuration which operates from 10 to 600 volts.

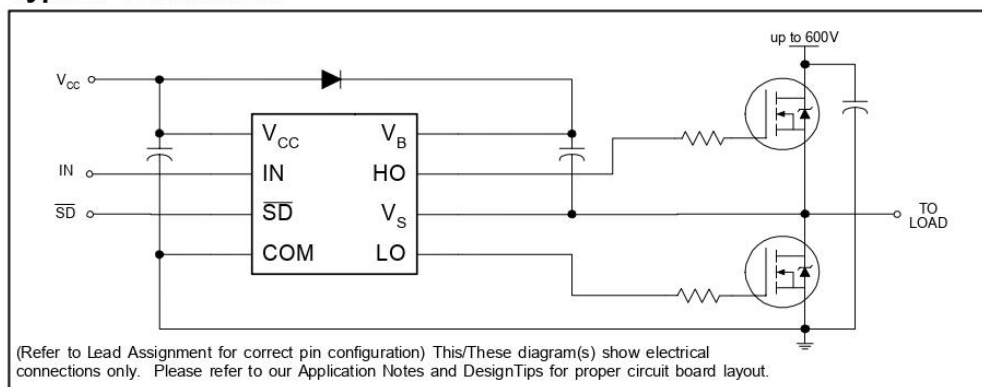
Product Summary

V_{OFFSET}	600V max.
$I_{\text{O+/-}}$	130 mA / 270 mA
V_{OUT}	10 - 20V
$t_{\text{on/off (typ.)}}$	680 & 150 ns
Deadtime (typ.)	520 ns

Packages



Typical Connection





IRF540

N-CHANNEL 100V - 0.055 Ω - 22A TO-220 LOW GATE CHARGE STripFET™ II POWER MOSFET

TYPE	V _{DSS}	R _{DS(on)}	I _D
IRF540	100 V	<0.077 Ω	22 A

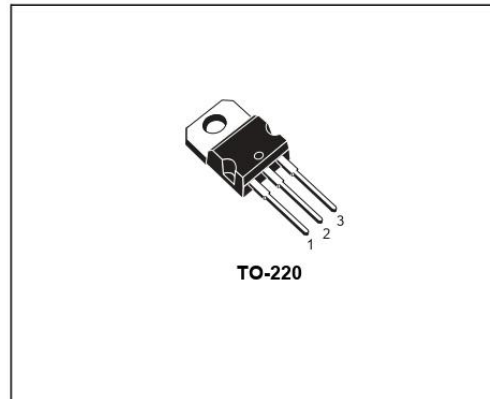
- TYPICAL R_{DS(on)} = 0.055 Ω
- EXCEPTIONAL dv/dt CAPABILITY
- 100% AVALANCHE TESTED
- LOW GATE CHARGE
- APPLICATION ORIENTED CHARACTERIZATION

DESCRIPTION

This MOSFET series realized with STMicroelectronics unique STripFET process has specifically been designed to minimize input capacitance and gate charge. It is therefore suitable as primary switch in advanced high-efficiency, high-frequency isolated DC-DC converters for Telecom and Computer applications. It is also intended for any applications with low gate drive requirements.

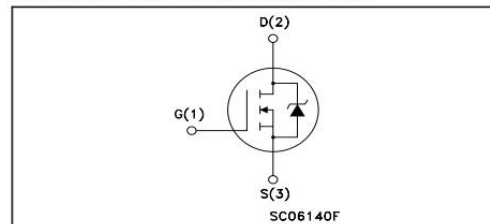
APPLICATIONS

- HIGH-EFFICIENCY DC-DC CONVERTERS
- UPS AND MOTOR CONTROL



TO-220

INTERNAL SCHEMATIC DIAGRAM



Ordering Information

SALES TYPE	MARKING	PACKAGE	PACKAGING
IRF540	IRF540&	TO-220	TUBE

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	Value	Unit
V _{DS}	Drain-source Voltage (V _{GS} = 0)	100	V
V _{DGR}	Drain-gate Voltage (R _{GS} = 20 k Ω)	100	V
V _{GS}	Gate-source Voltage	± 20	V
I _D	Drain Current (continuous) at T _C = 25°C	22	A
I _D	Drain Current (continuous) at T _C = 100°C	15	A
I _{DM} (*)	Drain Current (pulsed)	88	A
P _{tot}	Total Dissipation at T _C = 25°C	85	W
	Derating Factor	0.57	W/°C
dv/dt (1)	Peak Diode Recovery voltage slope	9	V/ns
E _{AS} (2)	Single Pulse Avalanche Energy	220	mJ
T _{stg}	Storage Temperature	-55 to 175	°C
T _j	Max. Operating Junction Temperature		

(*) Pulse width limited by safe operating area.

1) I_{SD} $\leq$ 22A, di/dt $\leq$ 300A/ μ s, V_{DD} $\leq$ V(BR)_{DSS}, T_j $\leq$ T_{JMAX}

(2) Starting T_j = 25 °C, I_D = 12A, V_{DD} = 30V

February 2003

1/8

NEW DATASHEET ACCORDING TO PCN DSG/CT/1C16 MARKING: IRF540 &

MUR120 Series

Preferred Devices

SWITCHMODE™ Power Rectifiers

**MUR105, MUR110, MUR115, MUR120,
MUR130, MUR140, MUR160**

The MUR120 series of SWITCHMODE power rectifiers are designed for use in switching power supplies, inverters and as free wheeling diodes.

Features

- Ultrafast 25, 50 and 75 Nanosecond Recovery Times
- 175°C Operating Junction Temperature
- Low Forward Voltage
- Low Leakage Current
- High Temperature Glass Passivated Junction
- Reverse Voltage to 600 V
- Pb-Free Packages are Available*

Mechanical Characteristics

- Case: Epoxy, Molded
- Weight: 0.4 gram (approximately)
- Finish: All External Surfaces Corrosion Resistant and Terminal Leads are Readily Solderable
- Lead and Mounting Surface Temperature for Soldering Purposes: 220°C Max. for 10 Seconds, 1/16" from case
- Shipped in plastic bags, 1000 per bag
- Available Tape and Reeled, 5000 per reel, by adding a "RL" suffix to the part number
- Polarity: Cathode Indicated by Polarity Band



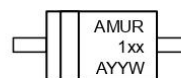
ON Semiconductor®

<http://onsemi.com>

ULTRAFAST RECTIFIERS 1.0 A, 50 V – 600 V



MARKING DIAGRAM



MUR = Device Code
1xx = Specific Device Code
A = Assembly Location
YY = Year
W = Work Week

ORDERING INFORMATION

See detailed ordering and shipping information in the package dimensions section on page 2 of this data sheet.

Preferred devices are recommended choices for future use and best overall value.

*For additional information on our Pb-Free strategy and soldering details, please download the ON Semiconductor Soldering and Mounting Techniques Reference Manual, SOLDERRM/D.