

Análisis preparado por: Jesús Sánchez.

Ingeniero en Comunicaciones y Electrónica egresado de la universidad de Guadalajara

Ex - empleado de Cherokee International (Lineage power) año 1992-2010:

Diseño de fuentes de poder conmutadas: Revisado por: M.C. Gustavo Adolfo Vega Gómez.

Capítulo 6

6 **Circuitería auxiliar PWM 3842**

6.1 **Circuito limitador de corriente:**

Los circuitos limitadores de corriente son, básicamente, arreglos para protección de la fuente de poder, los cuales ajustan la corriente de salida a niveles de seguridad aceptables, en el caso de presentarse condiciones de corto circuito. Cuando una condición de corto circuito o de sobre corriente existe en la salida de la fuente de poder, la corriente de primario se incrementa drásticamente, y esto ocasiona que se active la circuitería de protección de apagado “shutdown” del PWM, y así, se limita la corriente del primario a niveles seguros.

El circuito integrado UC3842 opera como un controlador en modo de corriente. La corriente de primario i_p del inductor L_p es convertida a voltaje, conectando la resistencia R_s a tierra en un extremo, y en serie a la pata “source” del MOSFET Q_1 , como se muestra en la Figura 6.1.

Este voltaje, es monitoreado por la pata identificada como “Current Sense Input” y comparada contra un nivel de voltaje en la salida del amplificador de error. La corriente pico i_p del inductor, bajo condiciones normales de operación es controlado por el voltaje de la pata identificada como compensación, donde:

$$i_p = \frac{V_C - 1.4V}{3R_s} \quad 6.1)$$

Las condiciones anormales de operación ocurren cuando la fuente de poder es sobrecargada en la salida, o la salida de voltaje, se deja de sensar. Bajo estas condiciones, el umbral del comparador que sensa la corriente se recortará (clamped) a 1.0V. Por lo tanto, la corriente pico máxima es:

$$i_p = \frac{1.0V}{R_s} \quad 6.2)$$

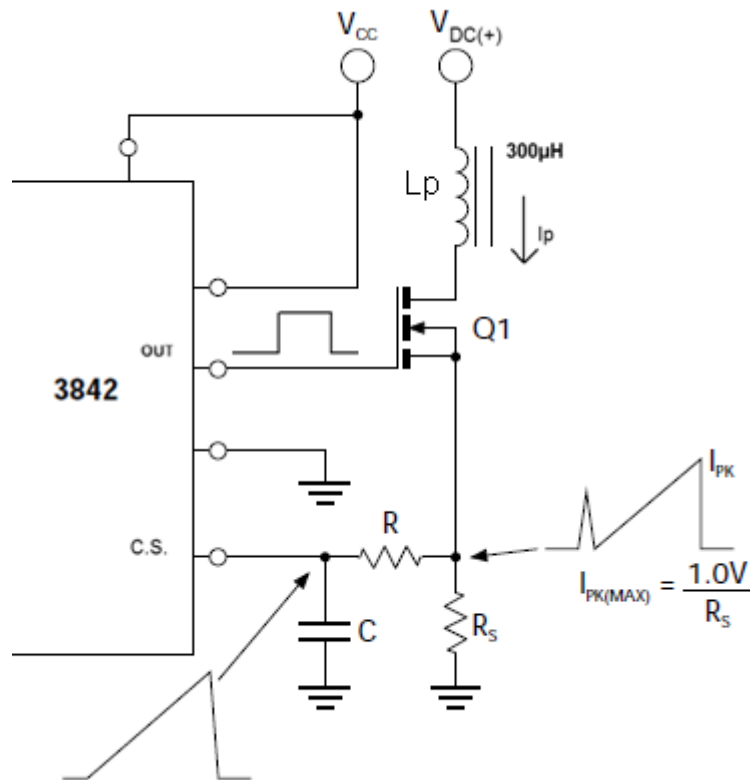


Figura 6.1 Sensor, limitador de corriente y supresor de picos.

Cálculo de la resistencia limitadora de corriente R_S . El voltaje del PWM (UC3842) identificado en la terminal como current sense (C.S.), es de 1.0V típico, el voltaje mínimo es 0.95V y el voltaje máximo igual a 1.1V. La resistencia R_S se calcula tomando en cuenta el voltaje máximo a sensar, y la corriente pico requerida. Usando el valor calculado previamente de la corriente pico del primario $\Delta i_L = i_p = 3.076A$, se utiliza la ecuación 6.2), y despejando R_S se obtiene:

$$R_S = \frac{1.0V}{i_p} = \frac{1.0V}{3.076} = 0.325098 \approx 0.33\Omega$$

La disipación de potencia RMS de la Resistencia R_s se calcula encontrando el valor RMS de la corriente pico, y usando el ciclo de servicio máximo $D_{max} = 0.5$

$$I_{RMS} = i_p \sqrt{\frac{D_{max}}{3}} \quad 6.3)$$

Sustituyendo los valores de i_p y D_{max} , se calcula el valor de I_{RMS} :

$$I_{RMS} = 3.076 \sqrt{\frac{0.5}{3}} = 1.256A$$

Entonces, la caída de voltaje RMS en la resistencia R_s es:

$$V_{R_s} = I_{RMS} R_s = 1.256(0.33) = 0.414V$$

La potencia de disipación de R_s es:

$$P_{RMS} = V_{R_s} I_{RMS} = 0.414(1.256) = 0.52W$$

Para este diseño se utilizó una resistencia comercial de 0.33Ω a 1 watt.

Cálculo del filtro pasa bajas para suprimir los picos de voltaje (spikes).

La Figura 6.1 muestra la forma de onda de la corriente de primario i_p con los picos. Es necesario filtrar estos picos para que la forma de onda sea limpia y evite que la protección de corriente del PWM se active falsamente.

El período de trabajo para este diseño es $T = 15.38 \times 10^{-6} s$, asumiendo que el período del pico de corriente es de 10 a 15 veces menor que la del período de trabajo, entonces:

$$\tau_{SPIKE} = \frac{15.38 \times 10^{-6}}{15} = 1 \times 10^{-6} s$$

La constante de tiempo τ de la resistencia y el capacitor está dada por:

$$\tau = RC \quad 6.4)$$

Para calcular el valor del capacitor de la ecuación 6.4, $\tau = RC$ utilizamos un valor conocido de resistencia $R=200\Omega$, se despeja C y obtenemos:.

$$C = \frac{\tau}{R_1} = \frac{1 \times 10^{-6}}{200} = 5000 \times 10^{-12} F$$

Una vez que se realizaron algunas mediciones con este valor calculado y varios más, se decidió utilizar un capacitor de 2200pF, ya que este valor fue el que presentó mejores resultados para eliminar los picos.

La Figura 6.2 muestra lo siguiente en cada inciso: a) circuito del primario, b) forma de onda del voltaje V_{ds} del MOSFET Q₁ del circuito del primario con el ciclo de servicio al máximo, igual a $D_{max} = 50\%$, c) circuito para medir y limitar la corriente del primario y filtro pasa bajas supresor de picos, y d) forma de onda de la corriente pico de primario i_p . Estas formas de onda fueron medidas con la máxima potencia de salida y con el voltaje de entrada mínimo $V_{in min}$, ya que ésta es la peor condición de trabajo de la fuente de poder.

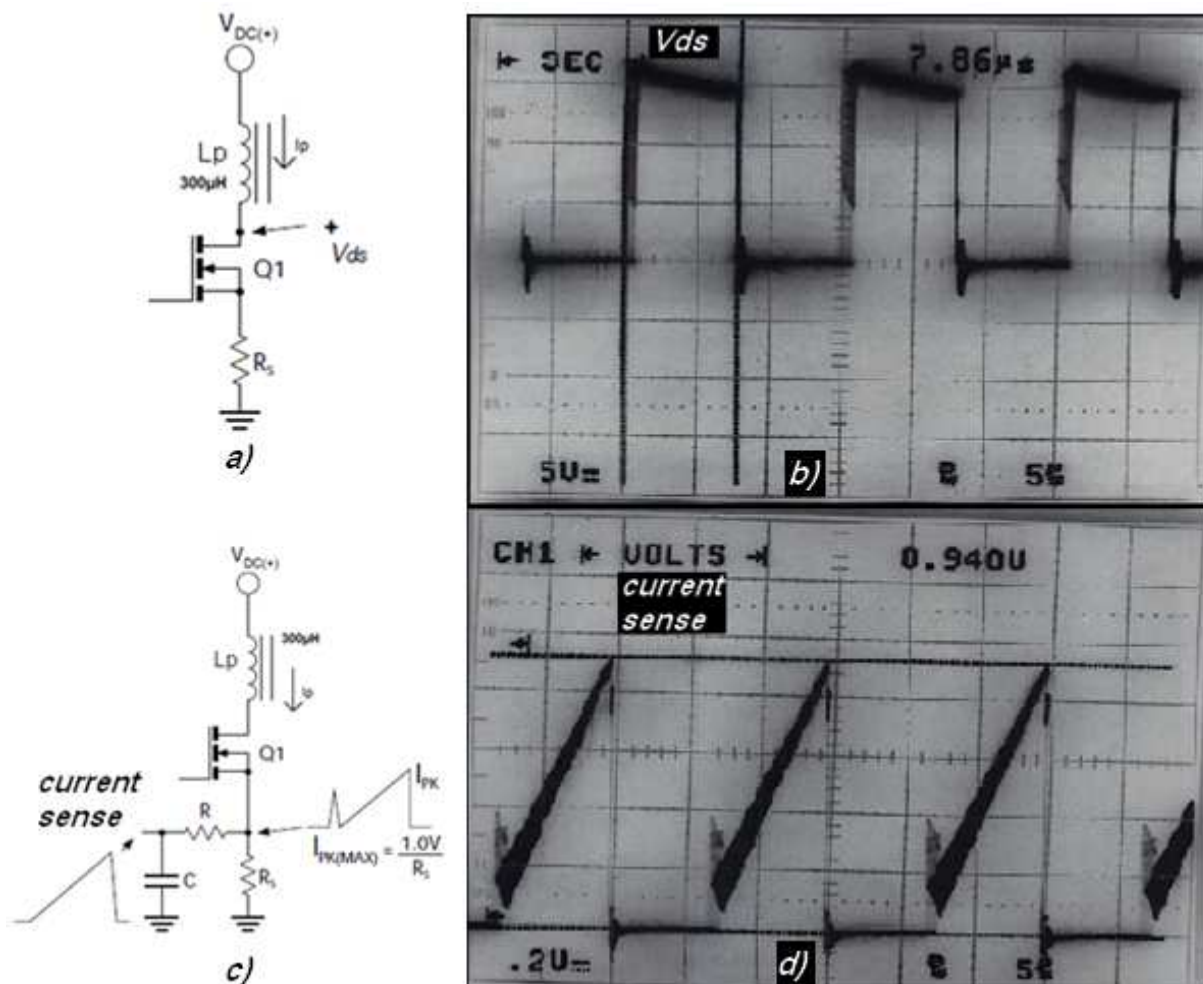


Figura 6.2 Circuitos y formas de onda del voltaje en el MOSFET V_{ds} y corriente primario i_p .

6.2 Circuito de voltaje de offset

El voltaje V_s que sensa la pata C.S. del PWM (UC3842) para limitar la corriente del primario, es igual a la corriente pico i_p multiplicada por el valor de la resistencia R_s que se calculó anteriormente:

$$V_s = i_p R_s = 3.076(0.33) = 1.015V$$

Para evitar que el voltaje de salida salga de regulación cuando la carga es máxima, es necesario atenuar el voltaje de V_s , ya que esto puede ocurrir cuando se presente la peor condición en la pata identificada como “C.S.” del PWM, que es, en su límite inferior, igual a 0.95V. Estos valores se encuentran experimentalmente. Si se escoge un valor de resistencia $R_2 = 1K\Omega$, entonces el voltaje de V_s presente en la pata C.S. se calcula con el divisor de tensión como sigue:

$$C.S. = \left(\frac{1000}{1000 + 200} \right) V_s = \left(\frac{1000}{1000 + 200} \right) 1.015 = 0.8458 V$$

Debido a que la forma de onda se distorsiona ligeramente y llega a estar por debajo de la línea de 0 volts, es necesario sumar un voltaje de offset positivo de una componente de DC, esto se logra agregando la resistencia R_1 conectada al voltaje $V_{DC(+)}$.

La Figura 6.3 muestra la configuración para agregar un voltaje de offset.

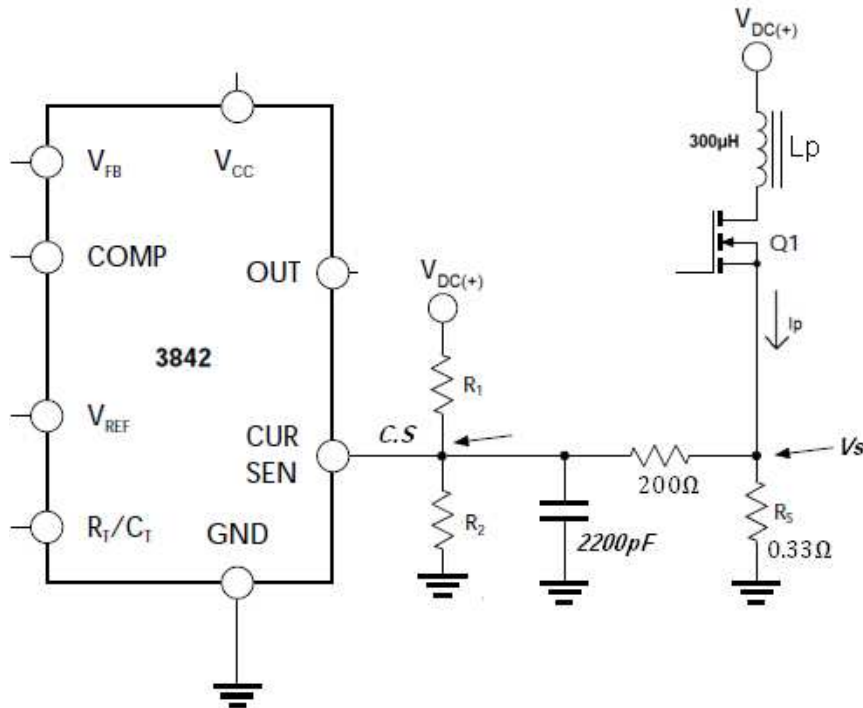


Figura 6.3 Circuito de voltaje offset para el limitador de corriente.

Cálculo de la resistencia R_1

El valor de R_3 se calcula tomando en cuenta las siguientes condiciones: el voltaje en la pata C.S. del PWM debe medir entre 0.95 y 1.1V para que la salida permanezca en regulación cuando se presente la peor condición, la cual ocurre cuando el voltaje de entrada es mínimo y la corriente de salida es máxima, y también cuando el voltaje de entrada es máximo hay que asegurar que el voltaje en el C.S. no se activará por estar arriba de 1.1 volt. Para éste diseño se utilizó un valor de resistencia de $R_3 = 360K\Omega$. Con los valores de R_1 y R_2 previamente calculados, se debe comprobar que los voltajes en la pata C.S. del PWM sean los esperados. La Figura 6.4 muestra el circuito equivalente para comprobar el voltaje en C.S.

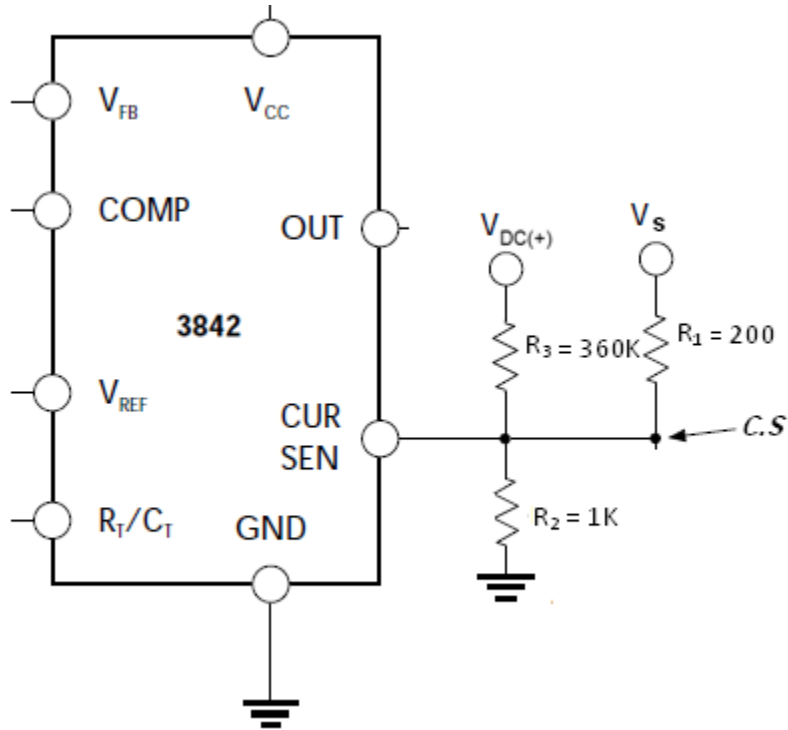


Figura 6.4 Circuito equivalente de las resistencias de offset.

El voltaje en el sensor de corriente del PWM identificado como C.S. se calcula como sigue:

$$\left(\frac{V_S}{R_1}\right) - \left(\frac{C.S.}{R_1}\right) + \left(\frac{V_{DC(+)}}{R_3}\right) - \frac{C.S.}{R_3} = \frac{C.S.}{R_2}$$

$$\frac{V_S}{R_1} + \frac{V_{DC(+)}}{R_3} = C.S. \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right)$$

Despejando para C.S. la ecuación queda:

$$C.S. = \left(\frac{\frac{V_s}{R_1} + \frac{V_{DC(+)}}{R_3}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}} \right) \quad (6.5)$$

Sustituyendo el valor cuando el voltaje de entrada es mínimo $V_{DCmin} \approx 98.8V_{DC}$

$$C.S. = \left(\frac{\frac{1.015}{200} + \frac{98.8}{360K}}{\frac{1}{200} + \frac{1}{1K} + \frac{1}{360K}} \right) = 0.891 V$$

Sustituyendo el valor cuando el voltaje de entrada es máximo $V_{DCmax} \approx 370V_{DC}$

$$C.S. = \left(\frac{\frac{1.015}{200} + \frac{370}{360K}}{\frac{1}{200} + \frac{1}{1K} + \frac{1}{360K}} \right) = 1.016 V$$

Con esta verificación del voltaje se comprueba que la fuente trabaja bajo condiciones normales de operación y funciona de acuerdo a lo esperado. La Figura 6.5 muestra la medición real: a) cuando el voltaje de entrada es mínimo y la corriente de salida es máxima, b) cuando el voltaje de entrada es máximo y la corriente de salida es máxima.

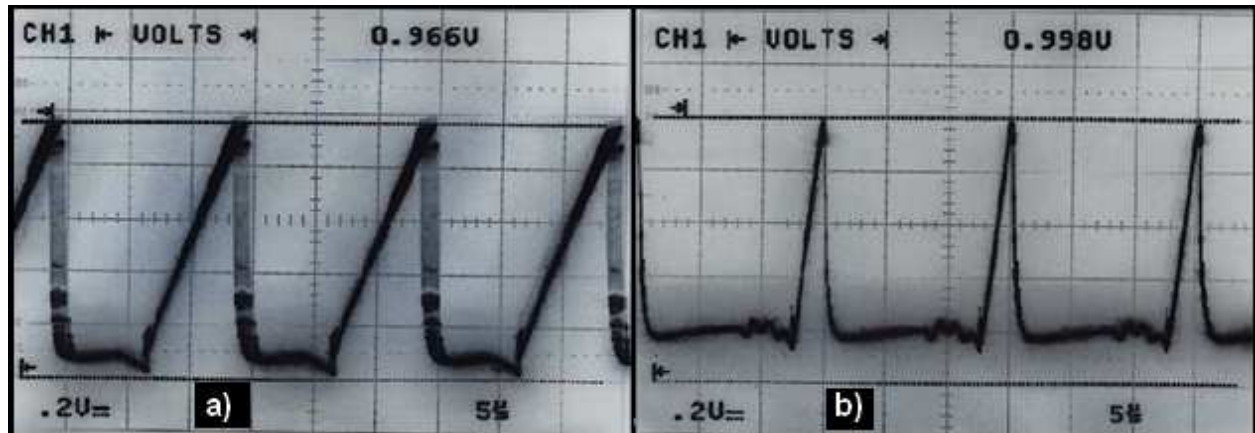


Figura 6.5 Formas de onda del circuito limitador de corriente: a) cuando V_{DCmin} , b) cuando V_{DCmax} .

6.3 Análisis del circuito de encendido (bootstrap)

Como ya se explicó en el capítulo 5 acerca de la teoría del modulador de ancho de pulso PWM, V_{THR} es el voltaje de histéresis (threshold). Para este diseño, se usó el número de parte 4C3842, el cual tiene un rango de encendido de voltaje de $V_{THR(min)} = 14.5\text{ V}$ y $V_{THR(max)} = 17.5\text{ V}$ con una corriente $i_{pmin} = 0.7\text{ mA}$ e $i_{pmax} = 1\text{ mA}$. El valor de la resistencia R_{IN} se calcula cuando el voltaje de entrada $V_{ACmin} = 85\text{ V}$, entonces, $V_{DCmin} \approx 98.8\text{ V}_{DC}$ y para asegurar que el PWM enciende se toma el valor máximo de V_{THR} , y el valor mínimo de $i_{pmin} = 0.7\text{ mA}$. Por lo tanto, el valor de R_{in} se calcula como sigue:

$$V_{DCmin} - V_{THR(max)} = i_{pmin} R_{IN}$$

$$R_{IN} = \frac{(V_{DC(min)} - V_{THR(max)})}{i_{pmin}} \quad 6.6)$$

Sustituyendo los valores anteriormente mencionados, se tiene:

$$R_{IN} = \frac{(98.8 - 17.5)\text{ V}}{0.7 \times 10^{-3}\text{ A}} = 116.142\text{ K}\Omega$$

La Figura 6.6 muestra el circuito equivalente para el cálculo de la resistencia de encendido del PWM. El valor de la resistencia que se usa para este diseño es igual a $112.7\text{ K}\Omega$.

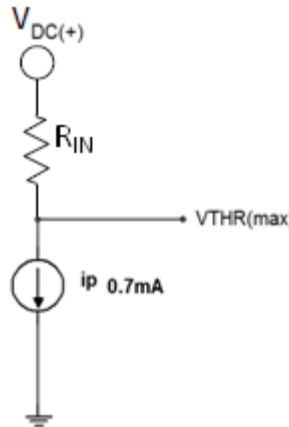


Figura 6.6 Circuito equivalente resistencia de entrada. R_{IN}

Cálculo de la potencia de R_{IN}

Para calcular la potencia de la resistencia R_{IN} se toma en cuenta el voltaje de entrada máximo, $V_{DCmax} \approx 370\text{ V}_{DC}$.

$$P_{R_{IN}} = \frac{V_{DCmax}^2}{R_{IN}} = \frac{(370V)^2}{112.7K\Omega} = 1.08 \text{ watts}$$

Se utiliza una resistencia de 2 watts; debido a que se están utilizando resistencias de tecnología SMT (Surface Mount Technology) y el voltaje de trabajo de éstas es de 150V, se utilizan tres resistencias en serie de $33K\Omega$ y una de $12.7K\Omega$ para una resistencia total igual a **$112.7K\Omega$** .

Cálculo del capacitor C_{in} de encendido del modulador PWM.

La Figura 6.7 muestra la configuración para encender el modulador UC3842. Por condición del diseño, la fuente de poder debe encender completamente y estar en regulación en un tiempo no mayor de 2 segundos.

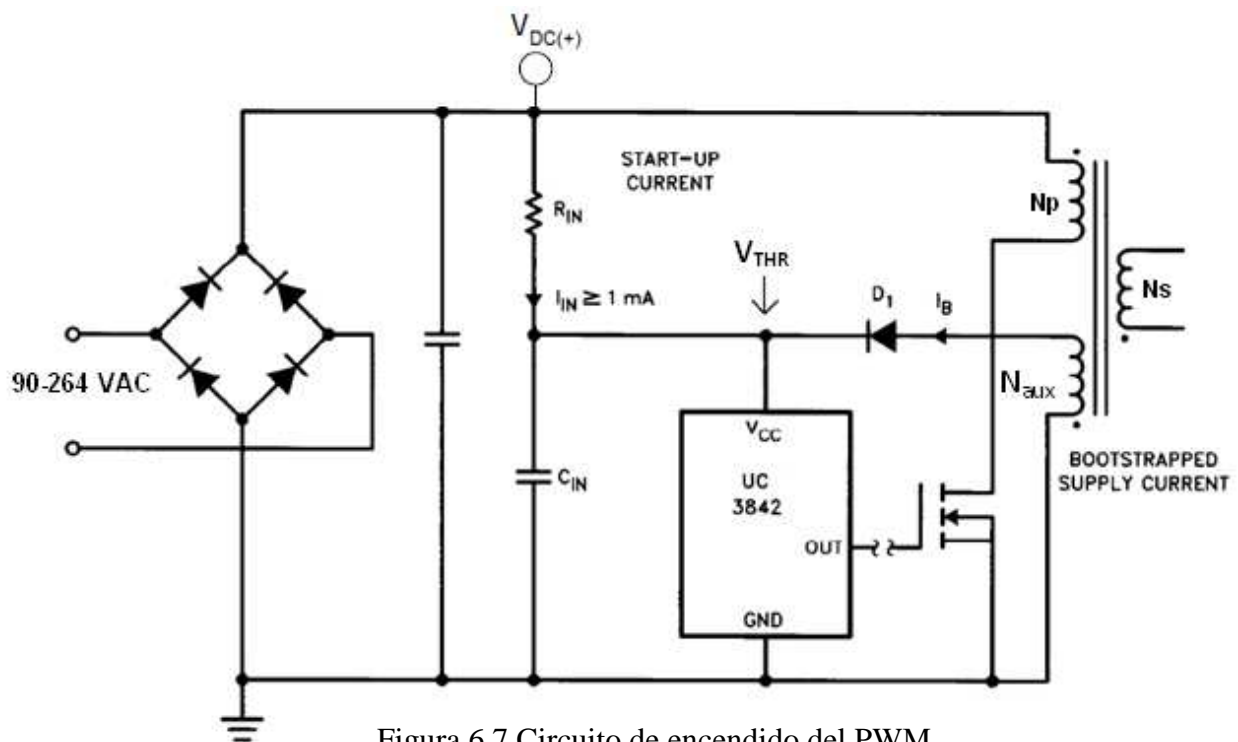


Figura 6.7 Circuito de encendido del PWM.

El capacitor C_{IN} se calcula usando la ecuación 6.7), en tanto que en la Figura 6.8 se muestra el circuito equivalente de la resistencia y el capacitor.

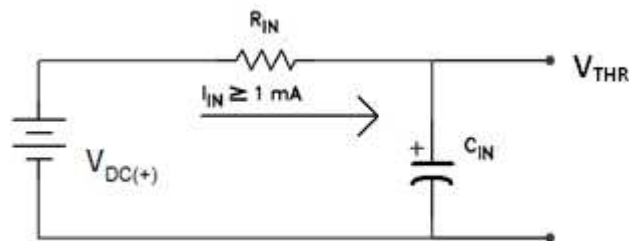


Figura 6.8 Circuito equivalente de encendido del PWM.

$$v_C(t) = V_{in}(1 - e^{-\frac{t}{RC}}) \quad 6.7)$$

Donde, $v_C(t) = V_{THR}$, $V_{in} = V_{DC(+)}$,

$t = t_{THR}$, $R = R_{IN}$ la ecuación 6.7 se escribe con la nomenclatura correcta y queda así:

$$V_{THR} = V_{DC(+)}(1 - e^{-\frac{t_{THR}}{RC}}) \quad 6.8)$$

Esta ecuación se manipula algebraicamente y se despeja para encontrar el valor del capacitor C_{IN} con la siguiente fórmula:

$$C = \frac{t_{THR(nom)}}{R} \left(\frac{1}{\left[\ln \left(\frac{V_{DC(nom)}}{V_{DC(nom)} - V_{THR}} \right) \right]} \right) \quad 6.9)$$

Donde:

$$V_{DC(nom)} \approx 120V_{DC}$$

$$V_{THR} \approx 16V_{DC}$$

$$t_{THR(nom)} \approx 1.5 \text{ S}$$

$$R_{IN} = 112.7K\Omega$$

Sustituyendo los valores anteriores en la ecuación 6.9 se tiene:

$$C = \frac{t_{THR(nom)}}{R} \left(\frac{1}{\left[\ln \left(\frac{V_{DC(nom)}}{V_{DC(nom)} - V_{THR}} \right) \right]} \right) = \frac{1.5}{112.7 \times 10^3} \left(\frac{1}{\left[\ln \left(\frac{120}{120 - 16} \right) \right]} \right) = 93\mu F$$

Se utiliza un capacitor de **100 μF** y el siguiente paso es comprobar que se cumple la especificación de que la fuente de poder debe encender completamente y estar en regulación en un tiempo no mayor de 2 segundos.

Para calcular el tiempo de encendido mínimo considerar los valores siguientes:

$$R_{min} = 112.7K\Omega - 1\% = 111.573K\Omega$$

$$C_{min} = 100\mu F - 10\% = 90\mu F$$

$$V_{DC(max)} \approx 370V$$

$$V_{THR(min)} = 14.5V_{DC}$$

$$t_{THR(min)} = R_{min}C_{min} \left[\ln \left(\frac{V_{DC(max)}}{V_{DC(max)} - V_{THR(min)}} \right) \right] \quad 6.10)$$

Al sustituir los valores anteriores en la ecuación 6.10

$$t_{THR(min)} = 111.573K\Omega * 90\mu F \left[\ln \left(\frac{370}{370 - 14.5} \right) \right]$$

$$t_{THR(min)} = 0.4014 \text{ segundos}$$

Para calcular el tiempo de encendido máximo considerar los valores siguientes:

$$R_{max} = 112.7K\Omega + 1\% = 113.827K\Omega$$

$$C_{max} = 100\mu F + 10\% = 110\mu F$$

$$V_{DC(max)} \approx 120V$$

$$V_{THR(min)} = 17.5V$$

$$t_{THR(max)} = R_{max}C_{max} \left[\ln \left(\frac{V_{DC(min)}}{V_{DC(min)} - V_{THR(max)}} \right) \right]$$

$$t_{THR(max)} = 113.827K\Omega * 110\mu F \left[\ln \left(\frac{120}{120 - 17.5} \right) \right]$$

$$t_{THR(max)} = 1.973 \text{ seg}$$

Lo cual corresponde con la especificación esperada del diseño. La Figura 6.10 muestra la medición del capacitor C_{IN} en las condiciones nominales.

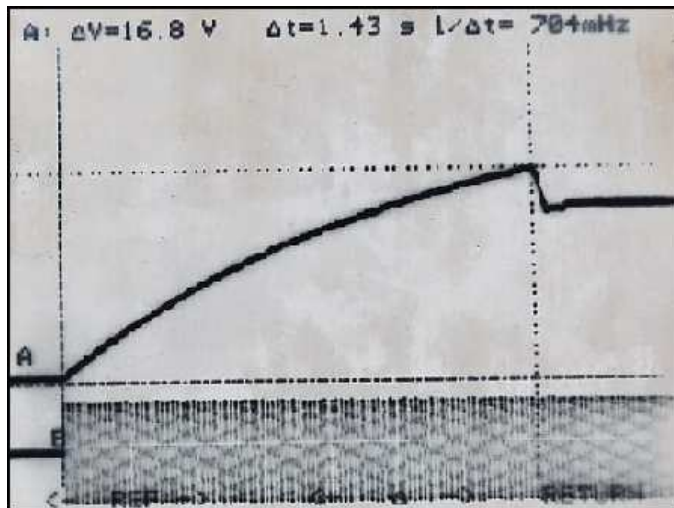


Figura 6.9 Forma de onda del tiempo de carga de C_{IN} .

La Figura 6.10 muestra la forma de onda para comprobar que se cumple la especificación de que la fuente de poder debe encender completamente y estar en regulación en un tiempo no mayor de 2 segundos cuando se aplica el voltaje de entrada V_{AC} .

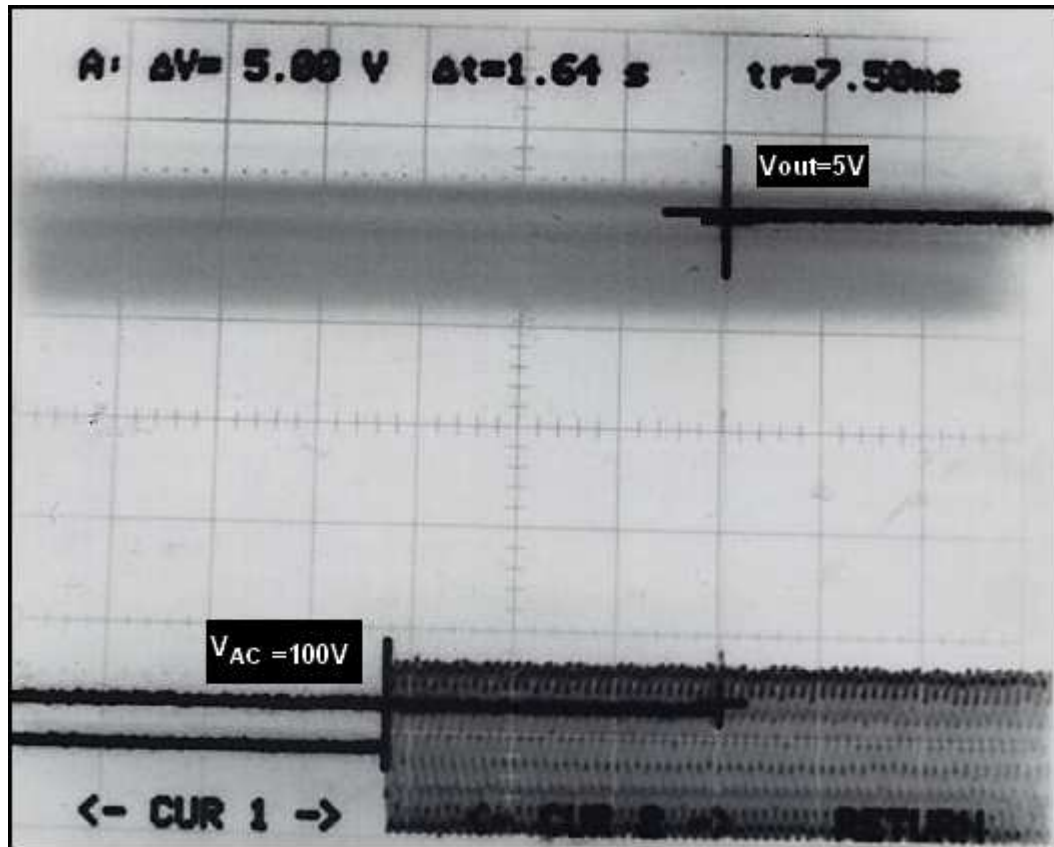


Figura 6.10 Forma de onda del tiempo que tarda en encender la salida de 5V.

Referencias

Referencias relacionadas con libros.

Chryssis George. High frequency switching power supplies, Theory and design. McGraw-Hill, 1984. ISBN 0-07-010949-4

Billings Keith. Switchmode Power Supply Handbook. McGraw-Hill, 1989. ISBN 0-07-005330-8

Referencias relacionadas con notas de aplicación

Unitrode “UC3842 current mode control”. Unitrode Corporation. Application note U-100A. 1999.

ON Semiconductor “UC3842B high performance current mode controllers”. Semiconductor components Industries, LLC, 2008. Publication Order number: UC3842B/D September, 2008 – Rev. 13

Fairchild Semiconductor “UC3842 SMPS Controller”. Fairchild semiconductor corporation, 2002. Application note Rev. 1.0.1