

Capítulo 4

Fuente de alimentación regulable

4.1. Reguladores lineales

4.1.1. Necesidad de mejorar el filtrado

Ya hemos visto que la capacidad de reducir el rizado mediante condensadores de filtrado es limitada. Se denomina a ésta una *regulación pasiva*.

Habremos observado en numerosas ocasiones que al acercarse el oído a un altavoz que en este momento no tiene entrada de señal, podemos escuchar un zumbido (mmmmm). Un amplificador perfecto no debería producir señal alguna, pero un amplificador real puede provocar esta señal por un filtrado deficiente¹. Pensemos que un micrófono entrega señales del orden de unos milivoltios. Un diseño inadecuado puede sumar el rizado de la alimentación con la señal deseada.

Si las prestaciones obtenidas con unos buenos condensadores de filtrado no bastan, necesitamos algo más. Afortunadamente, este 'algo más' existe, y es asequible.

4.1.2. Arquitecturas de los reguladores lineales

En la figura 4.1 se muestran las dos posibles arquitecturas de un regulador lineal. Como es fácil deducir, ambas se basan en un divisor resistivo. Esto significa que la tensión de salida (V_o) será siempre menor que la tensión de entrada (V_{in}).

El regulador cuenta con un elemento que hace las veces de resistencia variable, de modo que deja pasar la corriente en mayor o menor medida, tratando siempre que la tensión de salida (V_o) sea constante.

- La figura 4.1-A muestra un regulador tipo *shunt*. Este tipo de reguladores suelen ser bastante simples, pero, por contra, presentan una baja eficiencia, ya que cuando la carga demanda baja corriente, el regulador se ve obligado a derivar la corriente no consumida a masa para mantener la tensión de salida constante.

¹No solo por un filtrado deficiente, también porque los cables de entrada captan señales inducidas de la red eléctrica.

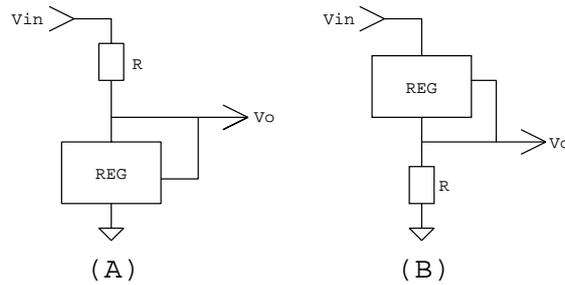


Figura 4.1: Arquitectura de los reguladores lineales

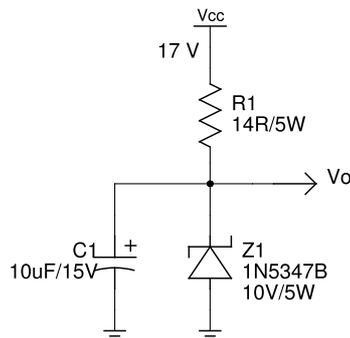


Figura 4.2: Regulador con diodo zener

- La figura 4.1-B muestra un regulador serie. El regulador cuenta con un elemento que hace las veces de resistencia variable. En este tipo de esquema se logra una mayor eficiencia, ya que la mayor parte de la corriente que atraviesa el regulador se entrega a la carga². Por contra suelen ser más complejos, e introducen nuevos factores como por ejemplo la tensión mínima de caída en el regulador.

En la figura 4.1 se muestra que el regulador tiene tres terminales, estando el 'tercero' conectado siempre a la salida. En el caso más general, el regulador muestrea la salida para mantener la tensión de salida constante.

Podemos preguntarnos dónde poner un regulador lineal. Es una respuesta muy simple: a la salida de una fuente, tras los condensadores de filtrado.

4.1.3. Regulador shunt con diodo Zener

Una de las formas más simples de resolver el problema de la regulación es el uso de un regulador basado en un diodo Zener, como el mostrado en la figura 3.8. Invitamos al lector a comparar su arquitectura con la de la figura 4.1-A. Vamos adaptar levemente este circuito para hacerlo compatible con las características de la fuente de alimentación de la figura 3.24 mostrándose el resultado final en la figura 4.2.

El diodo Zener es un diodo que ha sido construido de tal modo que en la zona de conducción inversa presenta una súbita zona de elevada conductividad. En cierto modo es similar a lo que sucede con un diodo normal, pero a diferencia de aquel:

- Este efecto se produce en la zona de conducción inversa

²Esto es así si la resistencia R tiene un valor mucho más alto que la resistencia efectiva de la carga, como suele ser el caso.

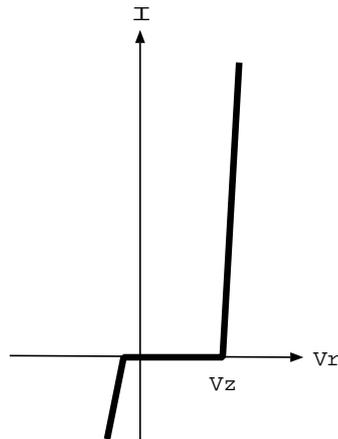


Figura 4.3: Modelo de la función de transferencia diodo Zener

- La tensión a la que se produce puede ser controlada en el proceso de fabricación, a diferencia de la conducción en la zona directa, que depende de los materiales usados

El modelo de la función de transferencia de un diodo Zener genérico se muestra en la figura 4.3. En el eje de ordenadas se especifica V_r , la tensión inversa (*reverse*), y no V_f , tensión directa (*forward*) como es común en un diodo.

Los diodos Zener están caracterizados por la tensión de conducción (V_Z) y por la potencia que son capaces de disipar. Como los diodos Zener son diodos de silicio, tienen una tensión de conducción directa de 0,7 V aproximadamente, pero recordemos que se usan en polarización inversa. La tensión a la que se produce la conducción se denomina *tensión de avalancha* o tensión Zener. En esta zona, el diodo se modela como una resistencia de bajo valor.

Veamos un ejemplo concreto basado en el ejemplo de la figura 4.2. Un fabricante especifica que para el diodo 1N5347B, con tensión de zener de 10 Volt y capaz de disipar 5W, presenta una resistividad de 2Ω a una corriente de 125 mA ³. En nuestro ejemplo, cuando trabajamos en vacío (sin carga), toda la corriente que circula por R1 atraviesa Z1. Como la tensión en bornas de Z1 es de aproximadamente 10 V, quedan 7 V para la resistencia. Por tanto, la corriente de la misma será de 500 mA. A esta corriente, la resistividad del diodo será algo más baja que los mencionados 2Ω , pero no mucho más baja. El diodo forma un divisor resistivo, con una función de transferencia de:

$$\frac{V_o}{V_{cc}} = \frac{2}{2 + 14} \sim 0,125$$

Es decir, que un rizado de 2 Volt ⁴ en V_{cc} se convertirá en un rizado de 250 mV en V_o .

Veamos ahora lo que sucede cuando conectamos a la salida V_o una carga que absorbe 0,5 A (20Ω). En la resistencia R1 caen 7 V, lo que significa que el diodo ve en bornas 10 Volt, y por tanto su impedancia se tornará muy alta, dejando pasar una corriente muy baja. Su disipación será prácticamente nula. En este caso, el regulador no realiza ninguna atenuación del rizado.

³La resistividad es variable con la corriente, inversamente proporcional a ella. Dicho de otra forma: la recta de la figura 4.3 en realidad tiene un aspecto redondeado.

⁴Ver figura 3.21 para R1 de 36Ω (0.5A)

Dejamos como ejercicio para el sufrido lector el análisis de lo que sucederá a valores intermedios de la carga.

Concluimos que la capacidad de filtrado del regulador es dependiente de la corriente demandada por la carga. Es tanto menor cuanto más corriente demanda la misma, sufriendo una notable degradación al acercarnos a la corriente de polarización. Por esta razón los reguladores a diodo Zener deben estar cuidadosamente sobredimensionados.

Cómo hemos comentado, el problema de este tipo de reguladores es su baja eficiencia: el consumo de corriente de la fuente es el mismo, con independencia de la corriente demandada por la carga⁵, lo que supone una gran cantidad de potencia perdida, lo que supone menor duración de las baterías (si fuera el caso) y calor generado, con lo que supone de necesidad de evacuarlo, con el coste que ello supone.

El condensador de desacoplo C1 empleado se usa por dos razones: a) los diodos Zener generan ruido, y el condensador ayuda a filtrarlo, y b) de este modo se mejora la impedancia en alterna.

Por último, hacemos notar que la tensión de avalancha es bastante dependiente de la temperatura, aunque existen técnicas de minimización.

Los reguladores en shunt basados en diodos Zener son una solución de regulación muy interesante por su sencillez, pero los datos anteriores hace que los reguladores con diodos Zener se usen solamente para fuentes de baja potencia, bajas prestaciones.

Proponemos como ejercicio para el lector el diseño de un regulador a Zener con los mismos parámetros anteriores, pero capaz de entregar a la carga 10 mA. Para ello, usaremos una corriente de polarización de 50 mA. Asimismo, se propone analizar lo que sucederá si la tensión de entrada baja a 12 Voltios.

4.1.4. Reguladores serie

Si al circuito anterior le añadimos un transistor, lo convertimos en un regulador serie. En el apartado 7.1.4 tenemos un ejemplo del mismo. Pero aun no hemos visto cómo funciona un transistor de modo que es mejor no perdernos ahora con detalles.

4.1.5. Reguladores conmutados

Hasta el momento hemos hablado de *reguladores lineales*. El apellido hace pensar que existen otro tipo de reguladores, y así es. Se trata de los *conmutados*. En los reguladores lineales, el elemento de paso es un dispositivo lineal que deja pasar la corriente en mayor o menor medida de manera progresiva.

Los reguladores conmutados utilizan un *conmutador* seguido de algún elemento capaz de almacenar carga: condensadores y/o bobinas.

Estos presentan algunas ventajas:

- Permiten obtener altas eficiencias ya que (idealmente) el conmutador y los elementos de almacenamiento no presentan pérdidas de potencia
- Pueden permitir que la tensión de salida sea superior a la de la entrada o de polaridad invertida.

⁵La corriente es la misma si la tensión de entrada no varía. Para que la tensión de salida no varíe, la tensión en bornas de la resistencia debe ser constante, y por tanto la corriente.

Por contra presentan algunos inconvenientes:

- La conmutación genera ruido que hay que atenuar, lo que no siempre es fácil.
- Son, en general, mucho más costosos y complejos de diseñar, y están sujetos a multitud de consideraciones.

La complejidad de los reguladores conmutados hace que su descripción quede fuera de este libro.

4.2. Reguladores lineales integrados

La construcción de un regulador lineal de *buenas* prestaciones requiere numerosos elementos: una buena referencia de tensión, comparadores con baja tolerancia a la temperatura, una estabilidad a prueba de bomba, etc. Por ello, desde que los circuitos integrados empezaron a ser populares y económicos, han existido numerosas propuestas de fabricantes para realizar reguladores lineales. Ya desde el principio se encontraron soluciones muy robustas, fiables y económicas, que se han convertido en verdaderos clásicos, y por ente, en *bestsellers*.

Simplificando un poco, nos encontramos con:

- **Reguladores de tensión fija:** se trata de dispositivos de tres terminales: entrada, salida y referencia (IN, OUT y GND). El dispositivo funciona de tal modo que varía su resistencia entre los terminales IN y OUT para que la tensión entre OUT y GND sea una dada. La serie más famosa, fiable y económica es la 78xx para reguladores de tensión positiva y 79xx para tensión negativa (e.g.: 7805 es un regulador de 5 Volt; 7912 es un regulador de -12Volt,...)
- **Reguladores de tensión variable.** Hay una mayor variedad. Existen dispositivos de tres terminales: IN, OUT y ADJ⁶. El dispositivo funciona de tal modo que varía su resistencia entre los terminales IN y OUT para que la tensión entre OUT y ADJ sea una dada. Un dispositivo típico es el 317.

4.3. Diseño de una fuente de tensión variable

Vamos a abordar el diseño de detalle de una fuente de laboratorio sencilla y económica.

4.3.1. Especificación de la fuente

Todo diseño electrónico nace de una necesidad concreta. En unas ocasiones será más fácil de cuantificar que otras. En nuestro caso, las especificaciones vienen dictadas por la experiencia. Queremos construir una fuente de alimentación con las siguientes características:

- Tensión de salida ajustable entre 5 y 12 Voltios⁷
- Corriente de salida máxima de 0,5 A (6 W)
- Regulación de carga mejor que el 2%

⁶ADJ proviene de *adjust* (ajuste)

⁷La tensión de 5 V se usa profusamente en electrónica digital. La de 12 Volt en circuitos lineales. Además es la de una batería de plomo.

4.3.2. Plan de trabajo

Para diseñar esta fuente, vamos a utilizar un esquema similar al mostrado en la figura 3.24, al que se le añadirá (a continuación de los condensadores de filtrado) un regulador lineal integrado: el LM317.

Vamos a abordar el trabajo del siguiente modo:

1. Analizaremos las características de este nuevo invitado y calcularemos los valores de los componentes que nos permitirán controlar la tensión en el margen especificado.
2. Analizaremos los requisitos de filtrado en los condensadores a partir de los de caída mínima del regulador
3. Haremos una selección del transformador basado en un modelo real
4. Calcularemos los valores de los condensadores de filtrado
5. Realizaremos un análisis de los problemas térmicos (como controlar la disipación de calor en el regulador)
6. Dibujaremos el esquema final de la fuente
7. Estudiaremos con cierto detalle cómo podríamos construir medidores de tensión y corriente para nuestra fuente de alimentación
8. Para cerrar el capítulo veremos por encima que otras consideraciones pueden ser de interés

4.4. El regulador 317

El regulador 317 es un circuito extremadamente popular, todo un clásico, que es barato, fácil de encontrar porque lo fabrican numerosos fabricantes, un dispositivo con una precisión muy adecuada, robusto y poco ruidoso.

Para los más avezados, se aconseja vivamente buscar su hoja de características en internet y estudiarla con detalle. Un lugar para buscar es <http://www.national.com>, y buscar el 'LM317'

En la figura 4.4, se muestra la aplicación típica del regulador 317, extraído de su hoja de características.

El regulador funciona del siguiente modo: varía su resistencia entre los terminales V_{IN} y V_{OUT} , de modo que intenta que la tensión entre V_{OUT} y ADJ sea de 1,25 Volt. Si despreciamos la corriente que circula por el terminal de ajuste (I_{adj}), funciona como un simple divisor resistivo.

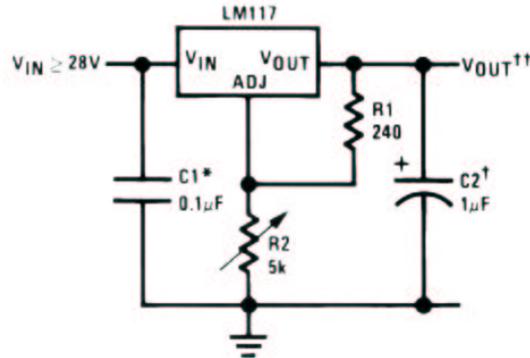
Para simplificar los cálculos, usemos la tensión de salida como referencia de tensiones en lugar de utilizar la masa:

$$V_{out} - V_{adj} = V_{out} \cdot \frac{R1}{R1 + R2} \Rightarrow V_{out} = (V_{out} - V_{adj}) \cdot \left(1 + \frac{R2}{R1}\right) \quad (4.1)$$

¿De qué depende la tensión de salida? Básicamente de la relación de dos resistencias, ya que el 317 se encarga de que $V_{out} - V_{adj}$ sea igual a 1,25 Volt. Podemos escribir la ecuación anterior como:

Typical Applications

1.2V–25V Adjustable Regulator



00906301

Full output current not available at high input-output voltages

*Needed if device is more than 6 inches from filter capacitors.

†Optional — improves transient response. Output capacitors in the range of 1 μF to 1000 μF of aluminum or tantalum electrolytic are commonly used to provide improved output impedance and rejection of transients.

$$\dagger\dagger V_{OUT} = 1.25V \left(1 + \frac{R2}{R1} \right) + I_{ADJ}(R2)$$

Figura 4.4: Aplicación típica de un regulador 317

$$V_{out} = 1,25 \cdot \left(1 + \frac{R2}{R1} \right) \quad (4.2)$$

Es la misma fórmula de la figura 4.4.

Las características más importantes del regulador se resumen en la figura 4.5. Se trata de una página extraída de la hoja de características de los reguladores de la familia LM117/LM317A/LM317 del fabricante NATIONAL SEMICONDUCTOR⁸. De los tres mencionados, vamos a usar el LM317⁹ en encapsulado de sufiño T (TO-220) (ver figura 4.6).

Los datos más importantes son:

- La tensión de referencia y su tolerancia
- Valor de la corriente de ajuste (I_{adj})
- Resistencia termica

4.4.1. Tensión de salida

El primer paso que vamos a dar es el del cálculo de las resistencias que nos van a permitir el regular la tensión de salida en los márgenes establecidos. Como elemento de regulación haremos uso de un potenciómetro o resistencia variable.

⁸El prefijo LM identifica el fabricante. El 317 es fabricado por multitud de fabricantes, que incorporan cada uno de ellos un prefijo.

⁹El LM117 es un dispositivo caracterizado para trabajar en rango extendido de temperaturas (-55 a 150 °C), el LM317A es un dispositivo de mayor precisión (y coste) y el LM317 es el dispositivo básico: el más económico y fácil de conseguir.

Electrical Characteristics (Note 3)									
Specifications with standard type face are for $T_J = 25^\circ\text{C}$, and those with boldface type apply over full Operating Temperature Range. Unless otherwise specified, $V_{IN} - V_{OUT} = 5\text{V}$, and $I_{OUT} = 10\text{ mA}$.									
Parameter	Conditions	LM317A			LM317			Units	
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max		
Reference Voltage		1.238	1.250	1.262				V	
	$3\text{V} \leq (V_{IN} - V_{OUT}) \leq 40\text{V}$, $10\text{ mA} \leq I_{OUT} \leq I_{MAX}$, $P \leq P_{MAX}$	1.225	1.250	1.270	1.20	1.25	1.30	V	
Line Regulation	$3\text{V} \leq (V_{IN} - V_{OUT}) \leq 40\text{V}$ (Note 4)		0.005	0.01		0.01	0.04	%/V	
			0.01	0.02		0.02	0.07	%/V	
Load Regulation	$10\text{ mA} \leq I_{OUT} \leq I_{MAX}$ (Note 4)		0.1	0.5		0.1	0.5	%	
			0.3	1		0.3	1.5	%	
Thermal Regulation	20 ms Pulse		0.04	0.07		0.04	0.07	%/W	
Adjustment Pin Current			50	100		50	100	μA	
Adjustment Pin Current Change	$10\text{ mA} \leq I_{OUT} \leq I_{MAX}$, $3\text{V} \leq (V_{IN} - V_{OUT}) \leq 40\text{V}$		0.2	5		0.2	5	μA	
Temperature Stability	$T_{MIN} \leq T_J \leq T_{MAX}$		1			1		%	
Minimum Load Current	$(V_{IN} - V_{OUT}) = 40\text{V}$		3.5	10		3.5	10	mA	
Current Limit	$(V_{IN} - V_{OUT}) \leq 15\text{V}$ K, T, S Packages		1.5	2.2	3.4	1.5	2.2	3.4	A
		H Package	0.5	0.8	1.8	0.5	0.8	1.8	A
		MP Package	1.5	2.2	3.4	1.5	2.2	3.4	A
	$(V_{IN} - V_{OUT}) = 40\text{V}$ K, T, S Packages		0.15	0.4		0.15	0.4		A
		H Package	0.075	0.2		0.075	0.2		A
		MP Package	0.55	0.4		0.15	0.4		A
RMS Output Noise, % of V_{OUT}	$10\text{ Hz} \leq f \leq 10\text{ kHz}$		0.003			0.003		%	
Ripple Rejection Ratio	$V_{OUT} = 10\text{V}$, $f = 120\text{ Hz}$, $C_{ADJ} = 0\text{ }\mu\text{F}$		65			65		dB	
	$V_{OUT} = 10\text{V}$, $f = 120\text{ Hz}$, $C_{ADJ} = 10\text{ }\mu\text{F}$		66	80		66	80	dB	
Long-Term Stability	$T_J = 125^\circ\text{C}$, 1000 hrs		0.3	1		0.3	1	%	
Thermal Resistance, Junction-to-Case	K Package					2.3	3	$^\circ\text{C/W}$	
	MDT Package					5		$^\circ\text{C/W}$	
	H Package		12	15		12	15	$^\circ\text{C/W}$	
	T Package		4	5		4		$^\circ\text{C/W}$	
	MP Package		23.5			23.5		$^\circ\text{C/W}$	
Thermal Resistance, Junction-to-Ambient (No Heat Sink)	K Package		35			35		$^\circ\text{C/W}$	
	MDT Package (Note 6)					92		$^\circ\text{C/W}$	
	H Package		140			140		$^\circ\text{C/W}$	
	T Package		50			50		$^\circ\text{C/W}$	
	S Package (Note 6)		50			50		$^\circ\text{C/W}$	

Note 1: Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. Operating Ratings indicate conditions for which the device is intended to be functional, but do not guarantee specific performance limits. For guaranteed specifications and test conditions, see the Electrical Characteristics. The guaranteed specifications apply only for the test conditions listed.

Note 2: Refer to RETS117H drawing for the LM117H, or the RETS117K for the LM117K military specifications.

Note 3: Although power dissipation is internally limited, these specifications are applicable for maximum power dissipations of 2W for the TO-39 and SOT-223 and 20W for the TO-3, TO-220, and TO-263. I_{MAX} is 1.5A for the TO-3, TO-220, and TO-263 packages, 0.5A for the TO-39 package and 1A for the SOT-223 Package. All limits (i.e., the numbers in the Min. and Max. columns) are guaranteed to National's AOQL (Average Outgoing Quality Level).

Note 4: Regulation is measured at a constant junction temperature, using pulse testing with a low duty cycle. Changes in output voltage due to heating effects are covered under the specifications for thermal regulation.

Note 5: Human body model, 100 pF discharged through a 1.5 k Ω resistor.

Note 6: If the TO-263 or TO-252 packages are used, the thermal resistance can be reduced by increasing the PC board copper area thermally connected to the package. Using 0.5 square inches of copper area, θ_{JA} is 50 $^\circ\text{C/W}$; with 1 square inch of copper area, θ_{JA} is 37 $^\circ\text{C/W}$; and with 1.6 or more square inches of copper area, θ_{JA} is 32 $^\circ\text{C/W}$. If the SOT-223 package is used, the thermal resistance can be reduced by increasing the PC board copper area (see applications hints for heatsinking).

LM117/LM317A/LM317

Figura 4.5: Características más importantes del LM317. Los datos en negrita son parámetros garantizados por medida de cada componente.

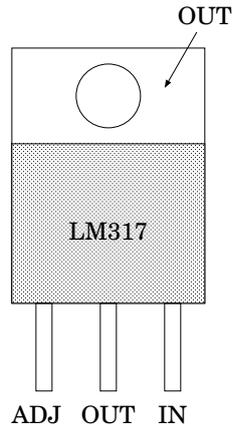


Figura 4.6: LM317 - Encapsulado TO220

Las resistencias que permiten controlar la tensión de salida se denominan R1 y R2 en la hoja de características. Ésta aconseja que R1 tenga un valor de 240 Ω .

Calculemos el valor que debe tener R2 para las tensiones extremas seleccionadas, y utilicemos un circuito formado por una resistencia en serie con una resistencia variable:

$$V_{out} = 12 \text{ V} \Rightarrow R2 = 2064 \Omega$$

$$V_{out} = 5 \text{ V} \Rightarrow R2 = 720 \Omega$$

Cómo los potenciómetros tienen valores normalizados de 1K y de 2K, parece razonable usar un circuito serie de: potenciómetro de 2K y resistencia de 680 Ω .

Con estos valores, vamos a recalculer qué valores extremos obtendremos, incluyendo ahora el efecto de I_{adj} .

$$V_{out} = 1,25 \cdot \left(1 + \frac{R2}{R1} \right) + I_{adj} \cdot R2 \quad (4.3)$$

- I_{adj} tiene un valor máximo de 100 μA (ver figura 4.5). Esto supone un offset adicional en la tensión de salida de 0,2 V, lo que es despreciable.
- Si $R2=680 \Omega$, entonces V_{out} es de 4,8 Volt, valor muy adecuado para cubrir la tensión de 5 Voltios (4% por debajo).
- Si $R2=2680 \Omega$, entonces V_{out} es de 15,2 Volt. Si el consumo de corriente es elevado, el rizado en los condensadores puede alcanzar valores significativos, pero más allá de esto, no se produce otro tipo de anomalías.

¿No podríamos conseguir que en todo el margen del potenciómetro obtuviéramos el margen de tensiones deseadas?. El cliente (nosotros) lo exige. Nos debemos al cliente, y como poco, debemos intentarlo.

Consideremos que R2 es la suma de una resistencia fija y una variable:

$$R2 = R_{2F} + R_{2V} \quad (4.4)$$

En los extremos tenemos:

$$V_{OUT1} = 5V = 1,25 \left(1 + \frac{R_{2F}}{R_1} \right) \quad (4.5)$$

$$V_{OUT2} = 12V = 1,25 \left(1 + \frac{R_{2F} + R_{2V}}{R_1} \right) \quad (4.6)$$

Tras unos pocos cálculos (que normalmente no provocan dolores de cabeza), resulta:

$$R_{2V} = 5,6 \cdot R_1 \quad (4.7)$$

$$R_{2F} = 3 \cdot R_1 \quad (4.8)$$

Hemos visto que R_{2V} puede tomar el valor de 1 K Ω . Vamos a fijar

$$R_{2V} = 1 \text{ K}\Omega$$

por el sencillo argumento de que es un valor fácil de conseguir.

Resulta pues:

$$R_1 = 180 \Omega$$

$$R_{2F} = 510 \Omega$$

usando ya valores normalizados¹⁰.

Con estos valores, volvemos a calcular las tensiones de salida, y resulta un valor teórico entre 4,8 y 11,9V.

Nuestro cliente ya está contento.

4.4.2. Mínima tensión de caída en el regulador

Si miramos de nuevo la figura 4.1-B, observaremos que el regulador se comporta como una resistencia de valor dinámico, formando el conjunto un divisor resistivo. La tensión de salida será siempre inferior a la de entrada.

Imaginemos por un momento que conectamos un regulador lineal a la salida de una pila, y fijamos la tensión deseada para alimentar un circuito. Conforme la pila se va gastando, va bajando su tensión, pero el regulador, mantiene la tensión de salida constante. Esto lo hace disminuyendo la resistencia serie del divisor. Pero sólo hasta cierto punto. Puede suceder que exista una resistencia mínima que no pueda bajarse, o que se necesite una cierta tensión para polarizar uniones de semiconductor, como la que vimos en los diodos. Normalmente sucederán las dos cosas.

¹⁰Podemos preguntarnos qué queda de la recomendación de $R_1=240 \Omega$. No se trata de un parámetro crítico, sino un compromiso entre un valor bajo, que provocaría elevado consumo, o alto que haría dominante el efecto de la corriente de polarización.

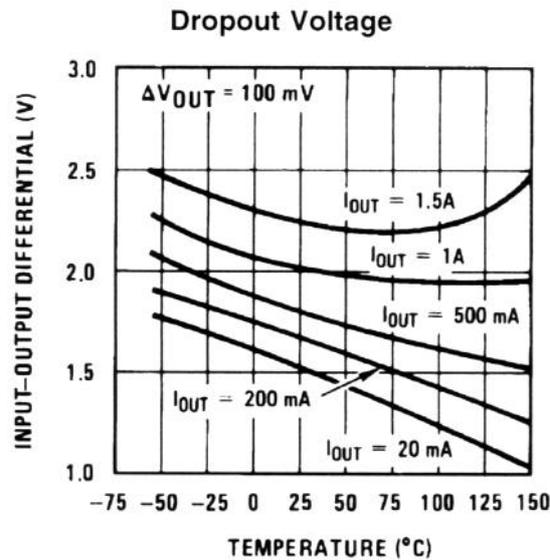


Figura 4.7: Tensión de caída en el regulador LM317

Dicho de otro modo: un problema de *todo* regulador lineal serie es que requiere que la diferencia entre la tensión de entrada y la de salida sea siempre mayor que un cierto valor. A esta tensión mínima se denomina tensión de *dropout*¹¹.

La figura 4.7, proporcionada por el fabricante, especifica cual es la *caída mínima* requerida por el regulador LM317 en función de la corriente de salida y la temperatura. Para una corriente de 500 mA, la tensión de *dropout* es inferior a 2,0 Volt en todo el rango de temperatura. Para un consumo de 20 mA, los requisitos se relajan, pero la tensión de caída en el regulador debe ser siempre superior a 1,6 V para temperaturas superiores a 0 °C. Especificar una caída mínima en el regulador de 2,0 V no es en exceso conservador.

Si queremos una regulación correcta para tensiones de salida de hasta 12 V, entonces a la entrada del regulador debe haber tensiones *siempre* superiores a 14 Voltios. *Siempre*, quiere decir que hemos de tener en cuenta el rizado en los condensadores de filtrado. La situación peor se dá cuando se programa la fuente para trabajar a máxima tensión de salida, y que es cuando la caída en el regulador es mínima, y a la máxima corriente de carga, que es cuando el rizado de los condensadores es más notable.

Si la tensión en los condensadores cayera tanto que no pudiéramos mantener la tensión de *dropout*, que el regulador dejaría de regular, y la tensión de salida caería (ver la figura 4.8). Idealmente, el regulador reduce de forma espectacular el rizado, pero en los puntos en los que la tensión de entrada baja demasiado, el dispositivo deja de regular, y el rizado sería notablemente visible a la salida.

4.5. Tensión de salida del transformador

En el capítulo 3.3 estudiamos el transformador con un cierto detalle. Vamos ahora a profundizar algo más en la elección de un transformador para nuestra fuente, y para ello, vamos a basarnos en datos reales de unos transformadores para montaje en circuito impreso, del catálogo de RS/AMIDATA.

¹¹Así es cómo se denomina en la lengua de Shakesperare la caída de tensión

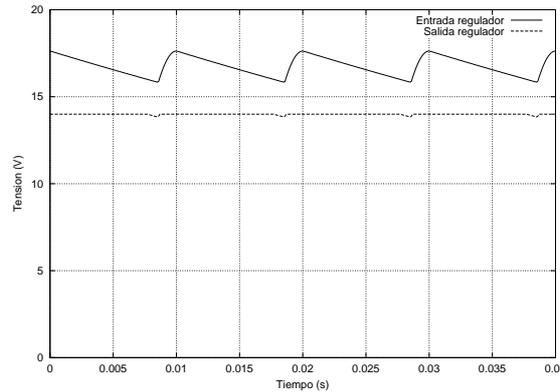


Figura 4.8: Rizado a la salida del regulador por filtrado inadecuado

Vamos a escoger transformadores de 220 V y 2x6 V. Pondremos los dos secundarios en serie de modo que para todos los efectos, tenemos un transformador de 12 V de salida. Recordemos que siempre se habla de tensiones de valor eficaz.

Cómo queremos dar un máximo de 0,5A a 12V, podemos pensar en usar un transformador de 6 VA ($0,5 \text{ A} \times 12\text{V} = 6 \text{ VA}$). Sin embargo, como ya vimos, este cálculo no es correcto, ya que el diodo rectificador hace trabajar al transformador en torno a las tensiones de pico y no las eficaces¹², o que requiere rebajar el valor de la corriente máxima en un 40%. Por esta razón, nos vemos obligados a usar un transformador de 10 VA.

El fabricante especifica que la tensión eficaz con carga es la nominal, y sin carga un 35% superior. Esto significa que las tensiones de pico con y sin carga a la salida del transformador son de 17 V y 23 V respectivamente. Cómo cada diodo tiene una caída aproximada de 0,6V y hay dos en serie, la tensión de pico en bornas de los condensadores de filtrado variará entre 15,8 y 21,8 V¹³. Estas tensiones tienen dos implicaciones importantes:

- La tensión mínima es la base del cálculo de la capacidad de filtrado. Una vez establecida cual debe ser la tensión mínima (en todo momento) a la entrada del regulador, basta una resta para obtener el valor del rizado máximo admisible en el circuito de filtrado.
- Son una referencia para especificar el valor de tensión máxima de los condensadores electrolíticos de filtrado, pues recordemos que, junto a la capacidad, la tensión máxima de trabajo es un parámetro que caracteriza un condensador electrolítico.

¹²Es más fácil entender el concepto si consideramos un rectificador de simple onda. El diodo rectificador conduce solo cuando la tensión del transformador es superior a la tensión rectificadora y filtrada por el condensador, lo que sucede en un porcentaje pequeño del ciclo, dependiente de la carga del circuito y del valor de la capacidad. Es muy complicado (e innecesario) el cálculo analítico del valor eficaz de esta corriente, pero podemos realizar una aproximación intuitiva: si la tensión rectificadora y filtrada corresponde al valor de pico y no el eficaz, para mantener una potencia suministrada eficaz en el transformador, debemos dividir la corriente suministrada por el mismo factor que estamos incrementando la tensión de salida: $\sqrt{2} = 1.4$

¹³Se podría argumentar que incluir la caída de tensión de los diodos es innecesaria, ya que es inferior a un 10% de la tensión total. Sin embargo, esta caída es un factor muy significativo de la diferencia de tensión entre el valor de pico a la salida del transformador y el requerido a la salida del regulador, por lo cual no puede ser despreciado.

4.6. Tensión de rizado: condensadores de filtrado

Una vez analizados los requisitos de tensión mínima a la entrada del regulador, estamos en condiciones de trasladarlo a requisitos de filtrado por parte de los condensadores.

El caso peor sucede cuando:

- configuramos la fuente a tensión de salida máxima: la tensión en bornas del regulador es mínima.
- demandamos a la fuente el valor máximo de corriente: el rizado es máximo y la tensión de salida del condensador alcanza su valor mínimo.

Ya hemos visto que si queremos mantener el rizado de salida a raya, la tensión en la entrada del regulador debe ser siempre superior a 14 Volt. Por otro lado, a máxima carga, la tensión de pico en bornas de los condensadores es de 15,8 V. Esto significa que admitimos un rizado de 1,8 Volt máximo.¹⁴

Aplicando la fórmula de la capacidad resulta:

$$\frac{\Delta V}{\Delta t} = \frac{I}{C} \Rightarrow C = I \cdot \frac{\Delta t}{\Delta V} \quad (4.9)$$

En consecuencia, si usamos un rectificador de onda completa para una frecuencia de red de 50 Hz, $\Delta t=10$ ms, y resulta que $C=2.800 \mu\text{F}$. Este es el valor mínimo de la capacidad para conseguir el rizado especificado¹⁵.

Podríamos usar un condensador de $3.300 \mu\text{F}$, pero hay varios inconvenientes:

- Se trata de un valor poco frecuente, difícil de encontrar
- Los condensadores electrolíticos de estos valores tienen tolerancias de $\pm 20\%$ por lo que si tenemos un componente en el límite de la tolerancia, ya no cumplimos los requisitos, que como hemos visto pueden afectar fuertemente al rizado de salida al programar la fuente a tensión de salida máxima.

Por todo ello, pero sobre todo por la segunda razón parece mas razonable usar dos condensadores de $2.200 \mu\text{F}$ en paralelo. Esto tiene la ventaja de una menor inductancia. Asimismo, el precio es muy similar (el precio de un condensador de capacidad C es aproximadamente la mitad de uno de capacidad 2C). Respecto a la resistencia serie efectiva, tendremos un resultado muy similar, y sólo perderemos en el volumen ocupado, que será mayor usando dos condensadores que uno.

De este modo, recapitulando los valores obtenidos de tensión máxima podemos concluir en la selección de dos condensadores de $2.200 \mu\text{F}/35\text{V}$. Según el catálogo de RS, unos componentes típicos admiten corrientes de 1,2 A, lo que resulta una elección conservadora. Asimismo, una tensión de trabajo máxima de 35 V frente a los casi 22 V que verán en nuestro circuito es una cifra razonable para un parámetro que debe estar siempre sobredimensionado so pena de sacrificar la fiabilidad del circuito.

¹⁴Es ahora donde se percibe con toda claridad que la tensión de caída de los diodos NO puede ser despreciada.

¹⁵Se puede argumentar que esta fórmula no es del todo correcta. En una fuente con bajo rizado es bastante acertado el suponer una corriente de descarga constante, pero el tiempo real de descarga es algo más bajo. Sin embargo, el error es pequeño y simplifica notablemente los cálculos, ofreciendo una solución levemente conservadora.

La elección de los parámetros previos tiene implicaciones no despreciables en el precio total de la fuente. Por ello, es normal que los fabricantes de fuentes de bajo coste apuren¹⁶ mucho los valores de capacidad, tensión y corrientes de rizado, lo que provoca en poco tiempo de uso una reducción espectacular de la capacidad de filtrado de la fuente a causa de la degradación que sufren los dispositivos al verse obligados a trabajar fuera de los márgenes para los que han sido diseñados.

Con dos condensadores de 2.200 μF en paralelo (4.400 μF) y con una carga de 0,5 A, el rizado esperado es de 1,1 Volt.

4.7. Asuntos de calor y temperatura

Vamos calcular la potencia disipada por el regulador de tensión.

Ya hemos visto (ecuación 2.6) que la potencia eléctrica disipada en un componente es igual al producto de la corriente que lo atraviesa por la tensión que cae en sus bornas ($P = I \cdot V$). Si queremos calcular la potencia disipada por el regulador, la I es la corriente que atraviesa el regulador (la corriente de carga), y la V es la tensión que hay entre la entrada y la salida. O dicho de otro modo, igual a la diferencia entre la tensión a la salida del transformador/condensador y la tensión de salida de la fuente. El valor máximo se alcanza cuando la fuente está configurada a tensión de salida mínima y pedimos la corriente máxima.

Ya hemos calculado que la tensión a la entrada del regulador con plena carga es de 15,8 Volt. Si configuramos la salida a 5 Volt, nos encontramos con que en bornas del regulador lineal caen 10,8 Volt, casi 11 Voltios. La potencia que debe disipar (en forma de calor) es de 5,5 W. Eso es mucho calor: vamos a ver inmediatamente *cuánto* de *mucho*.

En la hoja de características del regulador (figura 4.5) se especifica que la *resistencia térmica* del regulador entre la unión (dado de silicio) y el ambiente para el LM317T (en encapsulado TO-220) es de 50 °C/W. Esto significa simplemente que se produce un *incremento* de la temperatura de la unión de 50 °C por cada vatio que debe disipar. Si se pedimos disipar 5,5 W, el incremento sería de 275 °C, lo que provocaría en poco tiempo la destrucción del regulador (aunque el chip incorpora mecanismos de protección, la Ley de Murphy tiene prioridad sobre otras muchas leyes de la naturaleza, incluidas las de Ohm, Joule y las de la Termodinámica).

El encapsulado de los componentes de este tipo se diseña para que la *resistencia térmica de la unión al encapsulado* sea baja. Es responsabilidad del usuario el encontrar mecanismos que permitan una rápida evacuación del calor, o si se prefiere, que reduzcan la resistencia térmica del encapsulado al ambiente. El mecanismo es siempre el mismo: aumentar la superficie caliente en contacto con el aire. El dispositivo típico que permite esto se denomina *radiador* o *disipador*.

La resistencia térmica (R_{th}) es un concepto muy similar a la eléctrica: es la dificultad a la transmisión del calor. Del mismo modo, la temperatura es asociable a la temperatura y la potencia a la corriente eléctrica.

$$\Delta Temp(^{\circ}C) = R_{th} (^{\circ}C/W) \cdot Pot (W) \quad (4.10)$$

Cómo hemos visto, los fabricantes (ver figura 4.5) especifican dos resistencias térmicas:

¹⁶Si apuramos parámetros, nos salimos de márgenes, pues son muchos los factores implicados y todos ellos pueden sufrir variaciones.

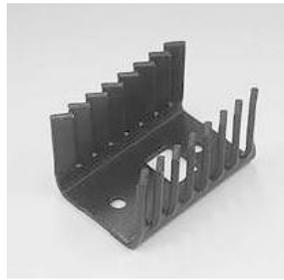


Figura 4.9: Disipador para TO-220

- Resistencia térmica de unión a encapsulado (*juntion to case*)
- Resistencia térmica de unión a ambiente (*juntion to ambient*). Es la que tiene el dispositivo aislado del mundo, sin disipador.

Vamos a ver el disipador tenemos que poner. La fuente trabaja en interiores, en los que la temperatura máxima se sitúa típicamente en 30 °C. Para impedir un excesivo calentamiento, se suele fijar una temperatura máxima en la unión de 110 °C¹⁷. Podemos por tanto admitir subidas de temperatura de 80 °C. Resulta pues que la resistencia térmica entre la unión el ambiente debe ser de 14,5 °C/W. Dado que la resistencia térmica entre la unión y el encapsulado está especificada por el fabricante en 5 °C/W, debemos usar un disipador que proporcione una resistencia térmica entre el encapsulado y el ambiente inferior a 10 °C/W, lo que nos pone en un disipador de tamaño mediano y precio no despreciable (bastante mayor que el del chip a refrigerar). Ver figura 4.9.

Existe una forma sencilla de comprobar si un componente está demasiado caliente, y se denomina *prueba de los cinco segundos*. Consiste en tocar con la yema de los dedos el componente sospechoso. Si es posible aguantar el dedo cinco segundos, el componente se haya a una temperatura suficientemente baja. Ni que decir tiene, que para evitar quemaduras se debe iniciar con precaución o poner algo de saliva en el dedo si hay sospechas de que la temperatura pudiera ser mucho más alta.

Pero no basta un disipador: es muy importante que el montaje del regulador en el radiador se haga de forma adecuada: usar una grasa que asegure buen contacto térmico entre el regulador y disipador, favorecer la ventilación... De otro modo la resistencia térmica real será más grande y el calentamiento mayor. El uso de ventiladores mejora sustancialmente la resistencia térmica, pero tenemos un problema cuando se estropea (cosa que, antes o después llega a ocurrir). En cualquier caso, el uso de un ventilador en una fuente como la nuestra está fuera de sentido (como no lo estaría en una fuente de 500W).

Para asentar los conocimientos recién adquiridos sobre resistencias térmicas podemos calcular cual será la temperatura en el encapsulado del dispositivo¹⁸: 28 °C de incremento: llegará a ser de aproximadamente 60 °C.

¹⁷Los datos de silicio pueden trabajar de forma eficiente entre 120 y 130 °C dependiendo de la tecnología y especificaciones. Se suele referir como la *temperatura de unión (juntion)*. La hoja de características fija para el LM317 una temperatura de trabajo de 150 °C, aunque debemos evitar temperaturas tan altas, entre otras cosas, porque se reblandecería el estaño de las soldaduras. La temperatura baja progresivamente al separarnos de la fuente de calor. Existe una forma sencilla de saber si un dispositivo está excesivamente caliente (por encima de 80 °C): se denomina la *prueba de los cinco segundos*. Se coloca el pulgar sobre el dispositivo. Si podemos aguantar el dedo cinco segundos, es que la temperatura es aceptable. Debemos advertir que previo a la ejecución de la prueba conviene evaluar la temperatura para evitar que se produzcan quemaduras.

¹⁸Y no sólo por curiosidad, sino porque una temperatura excesivamente alta puede producir quemaduras que no son nada agradables para el que las reciba. Sería una lástima cuidar más al dado de silicio que al operador.

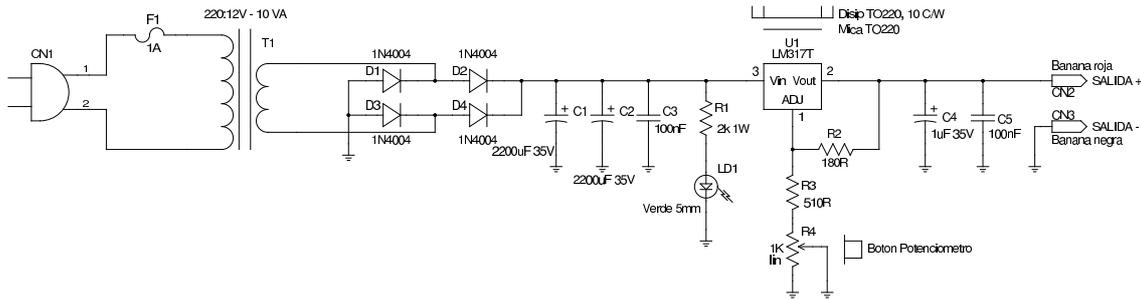


Figura 4.10: Esquema de la fuente de alimentación regulable

La solución adoptada es muy digna, pero nos ha puesto cerca del límite de una solución elegante. Podríamos preguntarnos si habría alguna otra solución al problema. Una posible solución alternativa, aunque algo artificiosa es la de usar un interruptor que nos permitiera poner los dos secundarios del transformador en paralelo, o usar sólo uno de ellos, cuando trabajamos con bajas tensiones de salida. Esto evitaría que la tensión a la entrada del regulador fuera muy alta y por ende, mejoraría el rendimiento de la fuente. Sin embargo, es una solución engorrosa pues exigiría al usuario acordarse de ello, o un circuito complicado que conmutara automáticamente.

4.8. Esquema completo de la fuente de alimentación

4.8.1. Esquema

En la figura 4.10 se muestra el esquema de la fuente de alimentación regulable. Sólo incorpora una novedad a lo ya visto: la presencia de C4 y C5. Se trata simplemente de responder a los requisitos del fabricante (ver figura 4.4).

4.8.2. Lista de materiales

La lista de materiales es una lista detallada de los componentes necesarios. La lista se hace habitualmente con el criterio de simplificar la adquisición de los mismos, por lo que se agrupan los que tienen el mismo valor. Asimismo, se ordenan por grupos.

Cant	Descripcion	Referencia
1	Resistencia 2K, 1W	R1
1	Resistencia, 240R, 1/4 W	R2
1	Resistencia, 680R, 1/4 W	R3
1	Potenciómetro 1K lineal	R4
2	Condensador 2200uF, 35V, electrolítico aluminio, axial	C1, C2
2	Condensador 100nF, cerámico X7R	C3, C5
1	Condensador, 1uF, 35V, electrolítico aluminio, axial	C4
4	Diodos 1N4004	D1, D2, D3, D4
1	LED verde 5 mm	LD1
1	Regulador lineal LM317T, encapsulado TO-220	U1
1	Transformador 220:6+6, 10 VA	TR1
1	Portafusibles para montaje chasis	F1
1	Fusible 1 A	-
1	Base de enchufe para red, macho	CN1
1	Cable de red con clavija y hembra base de enchufe	-
1	Terminal hembra banana para chasis, rojo	CN2
1	Terminal hembra banana para chasis, negro	CN3
1	Mica para TO200	
1	Radiador TO200, 10 °C/W	
1	Botón para potenciómetro	
1	Caja aluminio	

4.9. Medidores de corriente y tensión

Toda fuente de laboratorio incluye medidores de tensión y corriente de salida.

Vamos a dedicar este apartado a estudiar cómo podríamos hacerlo. Será una útil introducción a la instrumentación electrónica, pues nos permitirá entender cómo funcionan los polímetros y qué limitaciones tienen.

4.9.1. Galvanómetro

En la época pre-digital (que no es tan lejana), todos los medidores se hacían en base a un galvanómetro de aguja. Se trata de un instrumento que provoca el desplazamiento de una aguja de forma proporcional a la *corriente* que atraviesa una bobina.

No pensemos que estamos hablando de cosas de una época pasada: los polímetros analógicos, los indicadores de los tableros de mandos en los coches, los medidores de los cuadros eléctricos se siguen haciendo con galvanómetros de aguja.

Un galvanómetro tiene dos parámetros importantes:

- La **corriente de fondo de escala**: la corriente que debe atravesar el galvanómetro para que la aguja llegue al fondo de la escala graduada.
- El valor de su **resistencia óhmica**: es el impuesto que tenemos que pagar por usar componentes imperfectos. Idealmente, el galvanómetro debería medir una corriente sin provocar caída de tensión. Cuanto más sensible es un galvanómetro (menor corriente de fondo de escala), más vueltas de hilo necesita para crear un campo magnético suficientemente fuerte como para desplazar la aguja, y por tanto, mayor resistencia tiene.

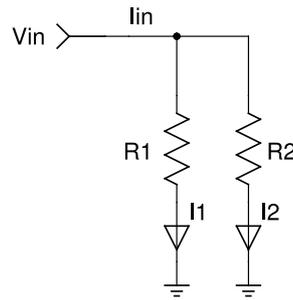


Figura 4.11: Divisor de corriente

De un catálogo obtenemos los datos de un galvanómetro real:

- Fondo de escala: $100 \mu\text{A}$
- Resistencia interna: $3,750 \text{ K}\Omega$

4.9.2. Medidor de corriente

Si con anterior galvanómetro quisiéramos medir una corriente de 0 a $100 \mu\text{A}$, sería muy sencillo porque no tendríamos que hacer nada más que ponerlo en serie con el circuito a medir. Lamentablemente, hemos introducido una resistencia serie de $3\text{K}7 \Omega$, que según la aplicación puede ser despreciable o un despropósito.

Esto nos pone por primera vez ante un hecho irremediable. Cualquier medida modifica de alguna forma el sistema a medir. Nuestra tarea es la de tratar de que el efecto introduzca errores despreciables o al menos que estos errores puedan ser cuantificados. La primera consecuencia que podemos sacar es que debemos ser cautos con las medidas: no siempre reflejan la estricta realidad.

Si quisiéramos medir corrientes más bajas, tenemos varias opciones:

- Usar un amplificador de corriente.
- Conformarnos con usar una parte más pequeña de toda la escala, lo que puede ser o no aceptable. Trabajar en una zona más pequeña aumenta el error de medida. Si tenemos una regla de 10 cm con escala de milímetros, podemos medir un tornillo de $3,5 \text{ mm}$, cometiendo un error de $\pm 0,5 \text{ mm}$. Con el galvanómetro sucede algo similar, con un error adicional (las posibles no linealidades del mismo).
- Usar un galvanómetro más sensible, realizado con imanes más poderosos y materiales de menor rozamiento, lo que elevará notablemente el precio y la fragilidad.

Y si queremos medir corrientes más altas (como es el caso de la fuente de alimentación), podemos utilizar un *divisor de corriente*. Se trata de un concepto similar al divisor de tensión, que de una tensión alta permite obtener una tensión más baja, proporcional a la primera. El divisor de corriente se muestra en la figura 4.11.

La caída de tensión en el conjunto es:

$$V_{in} = I_{in} \cdot R_{eq} = I_{in} \cdot (R_1 // R_2) = I_{in} \cdot \left(\frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \right) \quad (4.11)$$

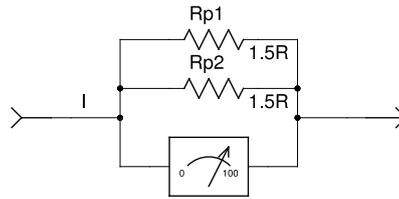


Figura 4.12: Medidor de corriente 0,5 A

La corriente que pasa por la resistencia R1 (que llamaremos I1) es:

$$I1 = \frac{V_{in}}{R1} \Rightarrow I1 = I_{in} \cdot \left(\frac{R2}{R1 + R2} \right) \quad (4.12)$$

Cómo podemos ver, se trata de una expresión muy similar a la del divisor de tensión resistivo.

Ejemplo: Queremos hacer un medidor de corriente de nuestra fuente de alimentación, que puede entregar una corriente máxima de $I=0,5$ A. En el ejemplo anterior $I_1=100 \mu\text{A}$, $R_1=3750 \Omega$. Por ello, resulta que R_2 debe valer $0,75 \Omega$. No se trata de un valor normalizado, pero se puede construir con dos resistencias de $1,5 \Omega$ en paralelo. Ver la figura 4.12. Es conveniente hacer notar que el valor de la resistencia del propio galvanómetro es despreciable frente al paralelo.

Medir la corriente nos supone introducir en el circuito una resistencia serie de bajo valor. Esta resistencia provoca una caída de tensión adicional, (en el ejemplo anterior llega a ser de $0,4$ Volt). En nuestra aplicación, es bastante asumible, pero reducirá notablemente las prestaciones de *regulación de carga*, es decir, de la variación de la tensión de salida con la corriente (ver apartado 5.14).

Deberemos redibujar la escala del galvanómetro para reflejar la nueva escala. Si esto no es posible, una estrategia que a veces se usa es la de indicar el factor por el que debemos multiplicar para obtener la medida real. En nuestro caso es: $\times 5$ mA. Si se mide 100, la medida real es $100 \cdot 5 = 500$ mA

4.9.3. Medidor de tensión

Para medir tensión, podemos usar de nuevo un galvanómetro en *serie* con una resistencia (ver la figura 4.13). Una determinada tensión en bornas del conjunto provocará una corriente que puede ser medida por el galvanómetro.

Ejemplo: Realización de un voltímetro para la fuente de alimentación. Parece razonable fijar el fondo de escala a 20 Volt¹⁹. por lo que:

$$R_{serie} = \frac{V_{FE}}{I_{FE}} = \frac{20V}{100\mu A} = R_{galv} + R_{ext} = 200 K\Omega$$

¹⁹Los fondos de escala, o las sensibilidades (e.g. en un osciloscopio) se fijan en factores de 1, 2 ó 5. La razón es muy simple: de este modo resulta muy fácil realizar cálculos mentales. Por ejemplo si la aguja está en la posición 3,7 y tenemos un fondo de escala de $\times 2$ V, resulta que la medida es de $7,4$ Volt. Si en el ejemplo que nos ocupa usáramos un fondo de escala de 12 Volt usaríamos toda la resolución del instrumento, pero por contra se complicaría enormemente el poder interpretar las medidas.

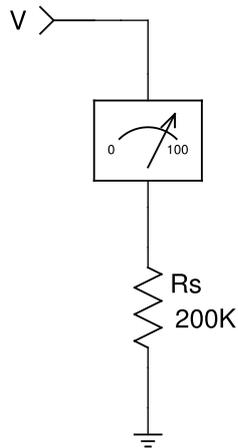


Figura 4.13: Medidor de tensión de 20 Voltios

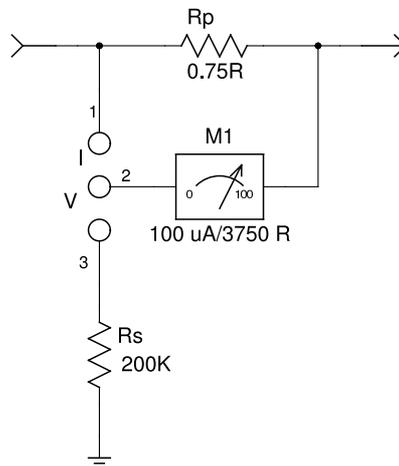


Figura 4.14: Amperímetro o voltímetro con el mismo instrumento

La resistencia del galvanómetro es despreciable, por lo que habremos de poner una resistencia de $200\text{ K}\Omega$ en serie con el medidor. Ver figura 4.13.

Una vez más el circuito de medida carga el circuito a medir. En nuestro caso es inapreciable, pero en ciertos circuitos de baja potencia, puede modificar fuertemente el circuito a medir.

La medida del galvanómetro debe multiplicarse por $0,2\text{ V}$ para ser el valor real de la tensión. Si mide 50, la medida real es $50 \cdot 0,2 = 10\text{ Volt}$.

4.9.4. Dos al precio de uno

Si usamos la configuración de la figura 4.14 podemos realizar medidas de tensión o corriente mediante la conmutación de un interruptor.

4.9.5. Errores de medida

Las medidas realizadas están sometidas a errores debido a:

- Tolerancias del fondo de escala del galvanómetro (especificadas por el fabricante)
- Tolerancia de la resistencia serie del galvanómetro (especificada por el fabricante), despreciables en nuestro ejemplo (ya que las resistencias serie y paralelo son dominantes), pero de seguro no en otros
- Precisión intrínseca del medidor (debido a no linealidades)
- Tolerancias de las resistencias serie o paralelo
- Errores de paralaje: si la aguja no se mira perpendicularmente a la escala, parece estar en un lugar diferente. Para evitar este problema, en los instrumentos de precisión se suele colocar un espejo que permite comprobar la perpendicularidad de la medida.

4.9.6. Introducción al polímetro

Ya hemos visto una aproximación a un instrumento que puede medir tensiones o corrientes. El polímetro permite seleccionar también la escala. Hemos puesto las bases que nos permiten entender cómo se puede hacer un polímetro analógico con capacidad de medida de corrientes o de tensiones.

4.9.7. ¿Digital?

Lo aquí expuesto vale *igualmente* si en vez de usar un galvanómetro de aguja usamos un *voltímetro digital*. La mayor diferencia reside en que éste realiza medidas de tensión y no de corriente, y que la medida se ofrece al usuario directamente de forma numérica. Por contra, necesita ser alimentado externamente (cosa que no sucede con el galvanómetro). Los parámetros básicos de un voltímetro basado en el circuito integrado 7106:

- Fondo de escala: 200 mV (realmente puede llegar a presentar 199,9 mV)
- Impedancia: 1,0 M Ω
- Precisión: $\pm 0,1\%$ + 1 dígito

El precio de este voltímetro es inferior a dos veces el de un galvanómetro, pero para que sea útil, hay que añadirle unos indicadores luminosos (LEDs o visualizador de cristal líquido²⁰)

Dejamos como ejercicio al alumno el pensar cómo se podría incluir este voltímetro digital en nuestra fuente para medidas de corriente y tensión. Podemos observar que permite obtener mejores prestaciones que el galvanómetro.

4.10. Efectos de segundo orden en la fuente

Llegados a este punto, puede parecernos que hemos sido muy rigurosos y exhaustivos. Es cierto, pero aun nos quedan bastantes cosas en el tintero.

- Tolerancia del transformador: la tensión de salida nominal admite tolerancias de hasta un $\pm 5\%$ para el modelo de transformador que hemos considerado.

²⁰LCD: *Liquid Crystal Display*

- Variaciones de la tensión de red: según el lugar en el que se conecte, y la calidad de la red de distribución, la tensión de red puede sufrir desviaciones notables del valor nominal de 220 V. Variaciones de $\pm 10\%$ son bastante comunes.
- Tolerancia de la tensión de referencia del regulador de tensión. 1 % en temperatura, 1 % a largo plazo.
- Tolerancia de las resistencias: tradicionalmente se han usado resistencias del 5 %. Actualmente, el precio no justifica esta elección y es más normal usar componentes del 2 %. Los potenciómetros tienen típicamente tolerancias del 20 %.
- Efecto de la resistencia serie efectiva de los condensadores, que es significativa a altas corrientes como las que se dan en el periodo de carga de los condensadores.
- Variación de la capacidad de los condensadores de filtrado con la temperatura, tensión y envejecimiento.

Estos efectos no van a ser tenidos en cuenta en el diseño actual, pero deberían ser evaluados en el caso de ser una fuente comercial. Para ello, se haría muy útil el concurso de una hoja de cálculo.

4.11. Posibles mejoras

La mejora más notable que se podría hacer en una fuente como la diseñada es incluir un circuito de limitación de corriente configurable por el usuario. Este circuito, muy común en las fuentes de laboratorio, no tiene ningún efecto cuando la corriente demandada por la carga es inferior a la seleccionada. Pero cuando la carga pide más corriente, la fuente de alimentación limita la tensión de salida de modo que se ajusta al valor necesario para que la corriente sea igual a la configurada. Esto es muy útil como elemento de protección, para evitar cortos accidentales. Asimismo puede ser útil para la carga de baterías, que, según el tipo y circunstancias, se hace a corriente constante.

No vamos a incluir ningún circuito capaz de realizar tal función porque requiere del uso de transistores. Pero los más curiosos pueden ver varios ejemplos en la hojas de características del LM317 que publica NATIONAL SEMICONDUCTOR.

4.12. Resumen del capítulo

Resumimos alguno de los puntos más importantes del capítulo:

- Para mejorar el rizado y la regulación se utilizan reguladores
 - Lineales: basados en un divisor resistivo
 - Serie: el elemento que regula está en el paso de corriente hacia la carga
 - Shunt: el elemento que regula deriva a masa la corriente no demandada. Sencillos pero poco eficientes en términos de potencia
 - Conmutados: complejos, eficientes y ruidosos.
- El regulador shunt basado en diodo Zener es sencillo pero ineficiente. Si se dimensiona adecuadamente funciona satisfactoriamente, pero la capacidad de filtrado depende de la corriente demandada y se degrada enormemente cuando la corriente que pasa por el diodo es baja.

- Tensión de caída mínima (*tensión de dropout*): valor mínimo de la tensión entre entrada y salida de un regulador serie que permite un correcto funcionamiento.
- Resistencia térmica: incremento de la temperatura por unidad de potencia disipada
- Los cálculos térmicos admiten un similitud eléctrico:
 - Resistencia eléctrica: resistencia térmica
 - Corriente eléctrica: potencia disipada
 - Tensión eléctrica: temperatura
- Cualquier medida realizada sobre un circuito produce una interferencia en el circuito a medir. Es nuestra responsabilidad conocer *cuál* y *cuánta* se introduce.
 - Los medidores de corriente introducen resistencia serie
 - Los medidores de tensión introducen una carga adicional al circuito

