



UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE CARTAGENA  
Escuela Técnica Superior de Ingenieros Industriales  
Departamento de Tecnología Electrónica



## GUÍA DOCENTE

# FUENTES DE ALIMENTACIÓN REGULADAS

PRIMERA EDICIÓN, 2007

Titulación: Ingeniero Técnico Industrial  
Especialidad: Electrónica Industrial  
Asignatura: Circuitos integrados analógicos no lineales (126213003)  
Curso: Tercero

Profesor: Pedro Díaz Hernández

## INDICE

1. Antecedentes .....	3
2. Rectificador de media onda .....	6
3. Rectificador de onda completa .....	7
4. Filtro por condensador .....	11
5. Fuente de alimentación regulada lineal .....	13
6. Introducción al cálculo de disipadores .....	37
7. Bibliografía .....	41

## 1. ANTECEDENTES

Las fuentes de alimentación son necesarias para suministrar la energía necesaria para su funcionamiento a cualquier circuito que lo necesite, que, dicho sea de paso, son la gran mayoría de ellos. Sólo algunos circuitos estrictamente pasivos no necesitan de este subcircuito para funcionar correctamente. Éstas se pueden clasificar de diferentes formas y maneras. En función de atender a su evolución histórica, a sus características de capacidad de regulación o de control de rizado a la salida, a la cantidad de corriente que pueden entregar a la carga, etc. se obtendrían diferentes tablas de datos a analizar.

Si, por ejemplo, deseamos una ordenación por evolución histórica, deberíamos comenzar por las fuentes de alimentación estabilizadas mediante diodos zener, siguiendo por las fuentes de alimentación reguladas – también llamadas lineales – y finalizar con las fuentes conmutadas. Sin duda, dentro de esta clasificación tan amplia cabría hacer multitud de subdivisiones, pero esa no es la tarea que nos ocupa ahora.

Esta guía docente, apuntes, minilibro o como se desee clasificar ahonda un poco en el desarrollo de un diseño completo de una fuente de alimentación con reguladores de tres terminales – si atendiéramos a su traducción literal – también llamadas simplemente fuentes de alimentación reguladas.

El *valor medio* de la corriente que circula por un componente electrónico se define como el área de un ciclo de la curva dividido por el período de la señal.

$$I_{medio} = I_{cc} = \frac{I}{2\pi} \int_0^{2\pi} i \, d\alpha \quad \text{Ec. 1.1}$$

El *valor eficaz* o *RMS* (*Root Mean Square*) de la corriente que circula por un componente electrónico se define como la raíz cuadrada del cuadrado del área de un ciclo de la curva dividido por el período de la señal.

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{I}{2\pi} \int_0^{2\pi} i^2 \, d\alpha} \quad \text{Ec. 1.2}$$

El *factor de forma*,  $F_F$ , se define como la relación entre la tensión en valor eficaz y la tensión en valor medio de una señal.

$$F_F = \frac{V_{ef}}{V_{medio}} = \frac{V_{ef}}{V_{cc}} \quad \text{Ec. 1.3}$$

El *factor de rizado*,  $F_R$ , se define como la relación entre la tensión en valor eficaz de la ondulación residual y la tensión en valor medio. Este factor da una indicación de las componentes alterna que tiene una señal.

$$F_R = \frac{V_{ef \text{ ondulación}}}{V_{cc}} = \frac{\sqrt{V_{ef}^2 - V_{cc}^2}}{V_{cc}} = \sqrt{\frac{V_{ef}^2}{V_{cc}^2} - 1} = \sqrt{F_F^2 - 1} \quad \text{Ec. 1.4}$$

Dentro de ese desarrollo integral de una fuente de alimentación, cabría identificar las diferentes partes por las que tendrá que pasar la corriente para convertirse desde señal alterna a señal continua o lo más similar a ella. En el gráfico siguiente se identifican cuatro grandes bloques en los cuales, uno tras otro *se le va dando forma* a la señal hasta obtener lo que deseamos. Cada una de las fases se encarga de un apartado en concreto.

Algunas de ellas se pueden realizar por elementos únicos y otras de diferentes maneras, dependiendo de varios factores: económicos, de espacio, de peso/volumen, de generación de calor y su posterior evacuación, etc.

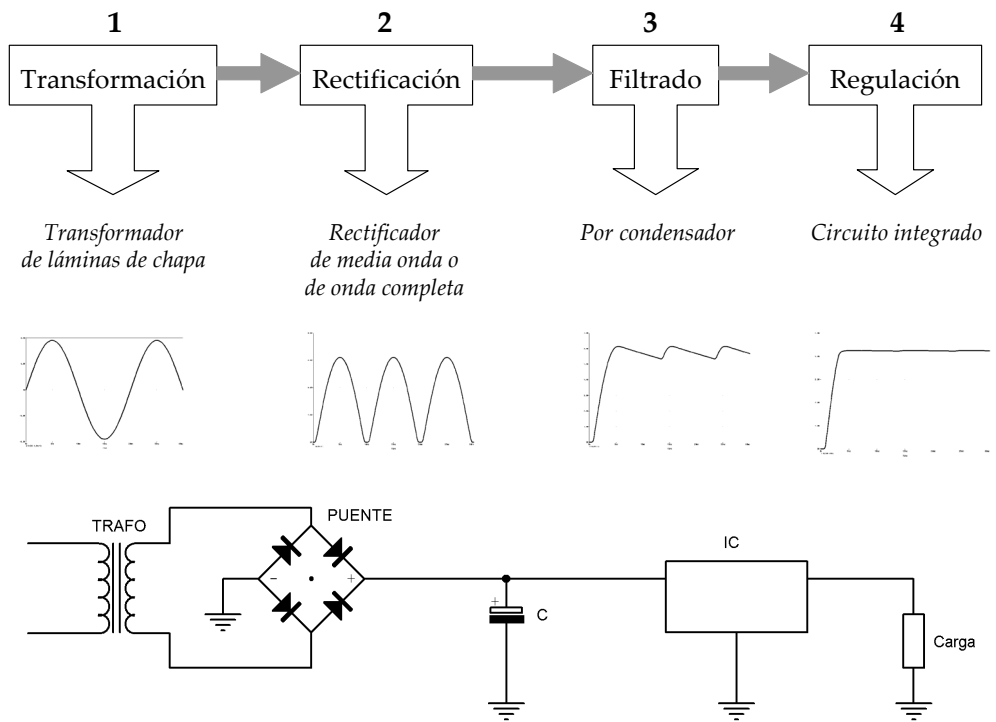


Figura 1.1: Fases del diseño de una fuente de alimentación regulada genérica

En los siguientes apartados vamos a ir desgranando cada uno de estos grandes bloques y conociendo sus características particulares. Distintos modos de realizar cada una de estas acciones o tareas, etc., hasta completar el diseño completo de una fuente de alimentación regulada. Así como el estudio de las formas de onda que aparecen en cada punto y su explicación para comprender su funcionamiento y, en algunos casos, cómo solucionar los problemas que aparecerán.

Comenzando con los transformadores, decir que, normalmente, se encargan de modificar la tensión desde la entrada o primario, hasta la necesaria en la salida o secundario.



Figura 1.2: Transformadores de láminas. Convencionales y encapsulados

Los transformadores pueden ser reductores o elevadores de tensión (se pueden conectar en ambos sentidos sin más cuidado), depende de las necesidades del circuito, en nuestro caso, utilizaremos trafos reductores de tensión.

De las muchas características necesarias para conocer un trafeo, que en la gran mayoría de los casos, se adquieren en el comercio y, rara vez es necesaria la fabricación a medida de estos elementos, una de la más importantes es que trabajan a potencia constante. Es decir, si tenemos un trafeo de 40VA, podremos tener diferentes valores en el primario y secundario de tensiones y corrientes para obtener esta potencia. Si estamos trabajando con la señal de la red eléctrica, la tensión más típica para el primario es de 220V<sub>ef</sub> a una frecuencia de 50Hz. Los valores de tensión o tensiones en el secundario dependerán de las necesidades del circuito, así como la potencia total a entregar a la carga.

En el mercado existen multitud de fabricantes con una gama de trafos muy extensa, que seguro cubrirán las necesidades en la mayoría de las ocasiones. Si no fuese así, siempre podemos encargar un transformador a medida de nuestras necesidades particulares.

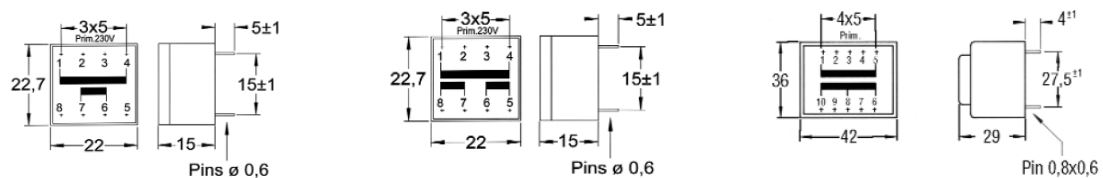


Figura 1.3: Transformadores encapsulados: con secundario único, múltiple y continuo

Los transformadores que utilizaremos en las fuentes reguladas serán de láminas de chapa de hierro (material ferromagnético), ya que, están más indicados para trabajar con señales alternas y simétricas. Además, estos trafos no trabajan bien a frecuencias mayores de 50Hz, debido a que el flujo magnético induce *corrientes de Foucault* que producen pérdidas por calentamiento en el núcleo, disminuyendo con ello su rendimiento. Igualmente, no están indicados para trabajar con señales pulsantes. No obstante, cada lámina de los trafos de láminas va recubierta de un material que disminuye en lo posible las pérdidas por Foucault.

Si los transformadores de láminas trabajasen con señales pulsantes (constantes durante un intervalo de tiempo) se convertirían en *pequeños electroimanes*, dejando de trabajar como elementos de transformación de potencia. Por eso no es adecuada su utilización con este tipo de señales de pulsos.

Si deseáramos trabajar a frecuencias mayores y pulsantes, deberíamos disponer de un trafeo con núcleo de ferrita (material no ferromagnético). Estos trafos solucionan los inconvenientes comentados anteriormente por los trafos de láminas de hierro. En realidad, los trafos de ferrita se utilizan para *almacenar energía* durante un instante de tiempo, cediéndola a otra parte del circuito en el instante siguiente. Controlando la energía que se almacena y se cede en instantes de tiempo concretos, se obtiene la *transformación* de unos valores de potencia en otros. Los trafos con núcleos de ferrita se utilizan en las fuentes de alimentación conmutadas. El estudio de este apartado queda fuera del tema que nos ocupa.

## 2. RECTIFICADOR DE MEDIA ONDA

Rectificar la onda es el paso siguiente que deberemos realizar a la hora de diseñar una fuente de alimentación. El circuito típico, mostrado en la siguiente figura, se encarga de eliminar el semiperíodo negativo de una corriente alterna. La señal de salida de un *rectificador de media onda*, como la mostrada en la figura 1.7, tienen unos componentes de tensión eficaz o RMS, valor medio o de corriente continua, factor de forma y factor de rizado valorados como sigue (*Red eléctrica = Senoide de 220Vef, 50Hz. Tensión del secundario 5Vp.*)

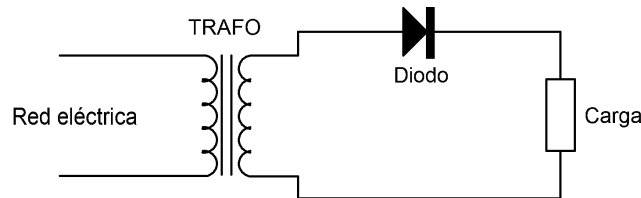


Figura 1.4: Rectificador de media onda

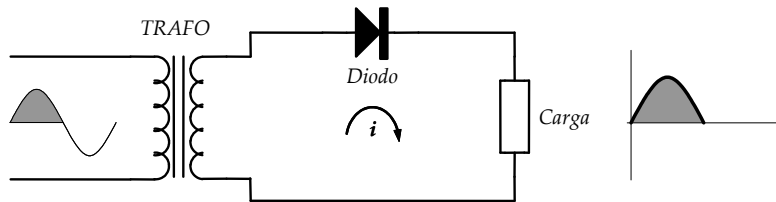


Figura 1.5: Primer semiciclo del rectificador de media onda

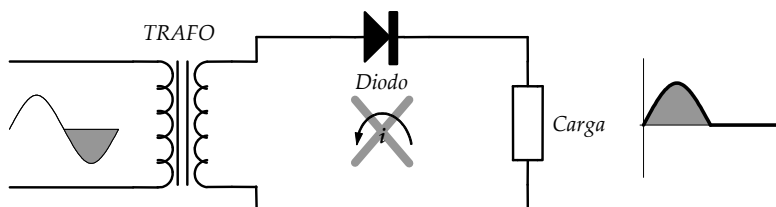


Figura 1.6: Segundo semiciclo del rectificador de media onda

$$V_{RMS} = \frac{V_{max}}{2} = \frac{5}{2} = 2.5V \quad Ec. 1.5$$

$$V_{CC} = \frac{V_{max}}{\pi} = \frac{5}{3.1415} = 1.591V \quad Ec. 1.6$$

$$F_F = \frac{V_{RMS}}{V_{CC}} = 1.57 \quad Ec. 1.7$$

$$F_R = \sqrt{F_F^2 - 1} = 1.21 \quad Ec. 1.8$$

El funcionamiento por semiciclo, con sentido de circulación de corriente en el diodo, puede observarse en las figuras 1.5 y 1.6.

Los datos principales, de frecuencias a la entrada y salida del rectificador y tensiones que deberá soportar el diodo y que se obtendrá a la salida del circuito, se muestran en la tabla adjunta.

$F_{entrada}$	$F_{salida}$	$V_{inversa\ Diodo}$	$V_{salida\ Carga}$
50Hz	50Hz	$-V_{max}$	$V_{entrada} - V_{\gamma}$

Tabla 1.1: Datos característicos del rectificador de media onda

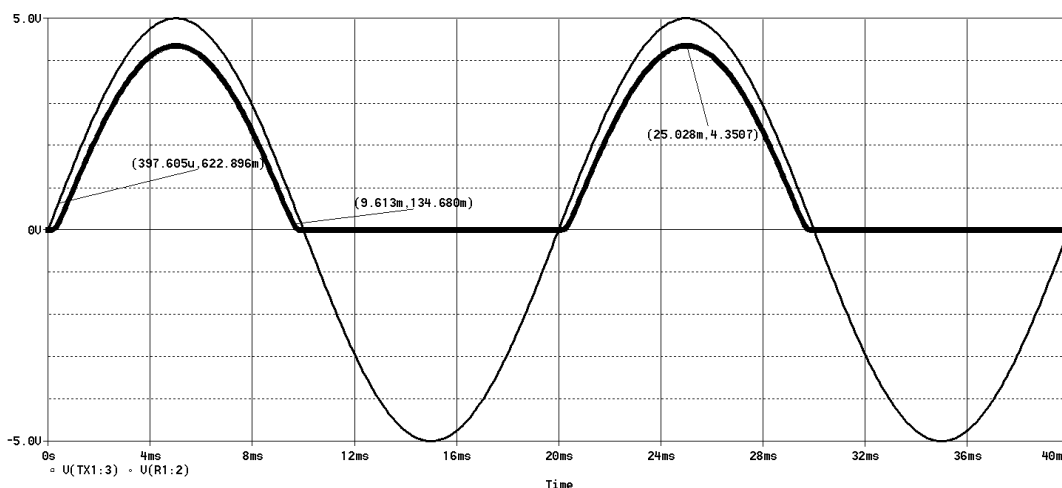


Figura 1.7: Ondas de entrada y salida del rectificador de media onda

Como se observa, existe un retraso en la conducción del diodo, hasta que la señal de entrada alcanza la tensión de conducción del mismo,  $V_{\gamma}$ . Igualmente, existe una pérdida de tensión respecto de la señal de entrada. Este valor se toma generalmente como 0.7V para diodos de Silicio, pero téngase en cuenta que, este valor será *función de la corriente que esté circulando por el diodo*. Para un diodo tipo 1N4007, el fabricante informa que **la caída de tensión máxima será 1.1V para una corriente máxima de conducción de 1A**. Ver Anexo 1 para una información más completa sobre los datos de diodos rectificadores.

### 3. RECTIFICADOR DE ONDA COMPLETA

El rectificador de señal puede ser de media onda o de onda completa, depende de diversos factores, como *calidad de la señal* de salida (Factor de forma y factor de rizado), económicos (1, 2 o 4 diodos) y muy poco por cuestiones de espacio.

Existen dos circuitos típicos para realizar un rectificador de onda completa, el primero de ellos necesita un transformador con toma media o central y el segundo con salida única. Cada uno de ellos tiene unas ventajas e inconvenientes que se verán más adelante.

Los datos principales del rectificador de onda completa mediante **transformador con toma media** son los siguientes (*El secundario del Trafo ofrece 5V de pico por devanado*)

$$V_{ef} = \frac{V_{max}}{\sqrt{2}} = 3.535V \quad Ec. 1.9$$

$$V_{medio} = \frac{2V_{max}}{\pi} = 3.183V$$

Ec. 1.10

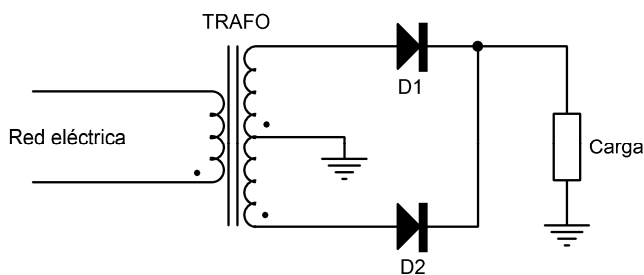


Figura 1.8: Rectificador de onda completa (Transformador con toma media)

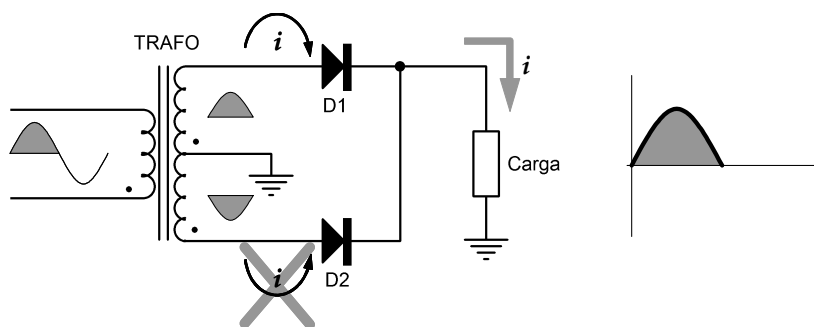


Figura 1.9: Primer semiciclo del rectificador de onda completa (Transformador con toma media)

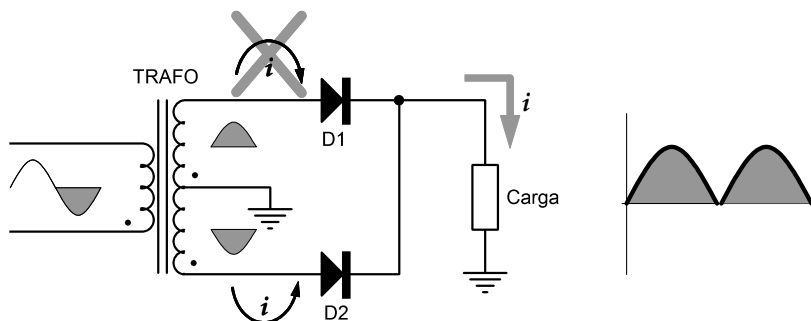


Figura 1.10: Segundo semiciclo del rectificador de onda completa (Transformador con toma media)

A partir de aquí, los datos de frecuencias a la entrada y salida del rectificador y tensiones que deberá soportar cada diodo y que se obtendrá a la salida del circuito, se muestran en la tabla adjunta.

$F_{entrada}$	50Hz
$F_{salida}$	100Hz
$V_{inversa}$	$2V_{max} - V_{\gamma}$
$V_{salida}$	$V_{entrada} - V_{\gamma}$
Factor forma	1.11
Factor rizado	0.48

Tabla 1.2: Datos característicos del rectificador de onda completa. (Trafo con toma media)



Comparando estos datos con los del rectificador de media onda, el de onda completa nos ofrece un *Factor de forma* de valor inferior, idealmente sería la unidad. De la misma manera, cuanto menor sea el *Factor de rizado* mejor será el *subsistema* de rectificación que estemos empleando.

Como se sabe, al ser los *Factores de forma* y de *rizado* magnitudes adimensionales, sólo los utilizaremos a nivel comparativo con otros subsistema de rectificación, si bien es cierto que, el valor ideal del *Factor de forma* es la unidad y cero el valor ideal para el *Factor de rizado*. Lo que podemos observar con estos datos es que **el rectificador de onda completa ofrece mejores características de funcionamiento que el de media onda.**

La otra forma de obtener un rectificador de onda completa es con un **trafo de salida única y cuatro diodos rectificadores** en configuración puente de diodos o *puente de Graetz*. Los datos principales de este rectificador de onda completa son idénticos a los del trafo con toma media, sin embargo, los valores de tensión que se obtienen al final y que debe soportar cada diodo son diferentes. (El secundario del Trafo ofrece 5V de pico)

$$V_{ef} = 3.535V \quad \text{Ec. 1.11}$$

$$V_{medio} = 3.183V \quad \text{Ec. 1.12}$$

$F_{entrada}$	50Hz
$F_{salida}$	100Hz
$V_{inversa}$	$-V_{max} - V_{\gamma}$
$V_{salida}$	$V_{entrada} - 2V_{\gamma}$
<i>Factor forma</i>	1.11
<i>Factor rizado</i>	0.48

Tabla 1.3: Datos característicos del rectificador de onda completa. (Trafo con puente de diodos)

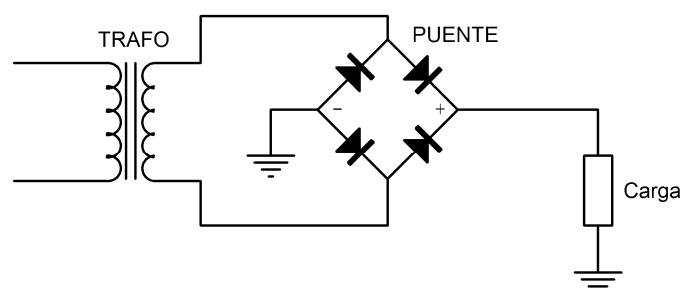


Figura 1.11: Rectificador de onda completa (Transformador con puente de diodos)

Como puede apreciarse, el rectificador con puente de diodos es muy diferente del modelo de trafo con toma media. En cuanto a sus componentes, utiliza cuatro diodos en vez de dos, y el trafo necesario es de salida única, no con secundario partido. No obstante, el trafo partido se puede convertir en trafo de salida única sin más que poner en serie los dos devanados. Sin embargo el trafo de salida única no puede convertirse en trafo con toma media. El trafo con toma media también será necesario cuando hagamos una fuente de salida doble.

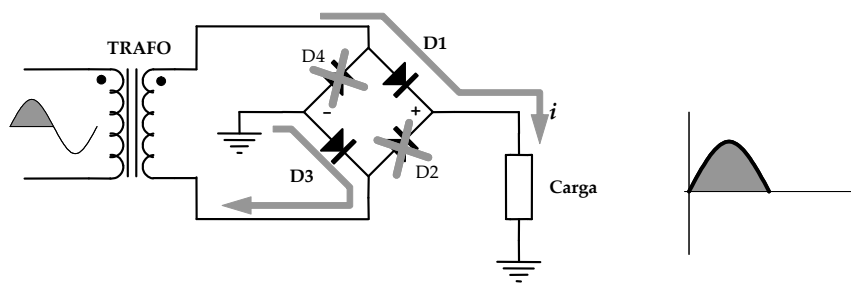


Figura 1.12: Primer semiciclo del rectificador de onda completa (Transformador con puente de diodos)

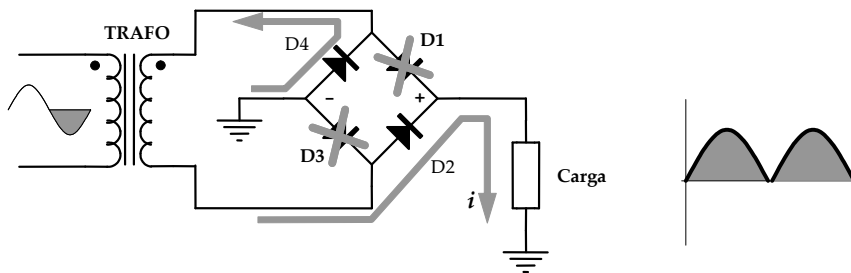


Figura 1.13: Segundo semiciclo del rectificador de onda completa (Transformador con puente de diodos)

Como se aprecia, durante el primer semiciclo trabajan los diodos  $D_1$  y  $D_3$  ( $D_2$  y  $D_4$  están abiertos), circulando la corriente a través de la carga en un sentido. Durante el segundo semiciclo son ahora  $D_2$  y  $D_4$  los diodos que trabajan y  $D_1$  y  $D_3$  están abiertos. Sin embargo, **la corriente circula en el mismo sentido** que lo hizo anteriormente a través de la carga. Este es el motivo por el cual el semiperíodo de la señal negativa de entrada *sube arriba* en la salida, entrando a forma parte de la energía que se utilizará posteriormente.

Este fenómeno sucede igualmente en el rectificador de onda completa con transformador con toma media. De esta forma, recuperamos el semiciclo negativo inicial, siendo ahora utilizable para continuar con el resto de subsistemas que debemos realizar. En nuestro caso, el siguiente es el filtrado por condensador, donde estas *señales pulsatorias* pasarán a convertirse en señales casi continuas, aunque manteniendo un nivel de señal alterna importante.

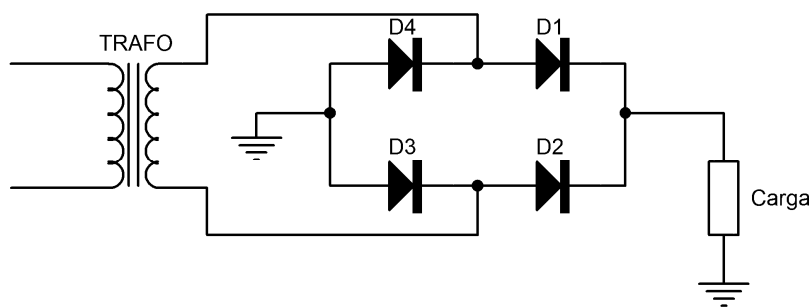


Figura 1.14: Rectificador de onda completa. Montaje puente de Graetz con diodos independientes

Otra manera de realizar el rectificador de onda completa mediante puente de diodos, es adquirir nosotros los cuatro diodos de forma independiente, no *encapsulados como puente de diodos*. En la industria existen tanto de una forma o de otra soluciones para las corrientes que podamos necesitar. Figura 1.14.

#### 4. FILTRO POR CONDENSADOR

Es la etapa básica antes de realizar una fuente de alimentación regulada mediante diodo zener o mediante circuito integrado lineal estabilizada. Sabemos que la corriente en un condensador está definida por la ley de *conservación de la carga*

$$\Sigma i_{nodo} = \frac{dQ}{dt} = C \frac{de}{dt} \quad ; \quad I_c = C \frac{dV}{dt} \quad \text{Ec. 1.7}$$

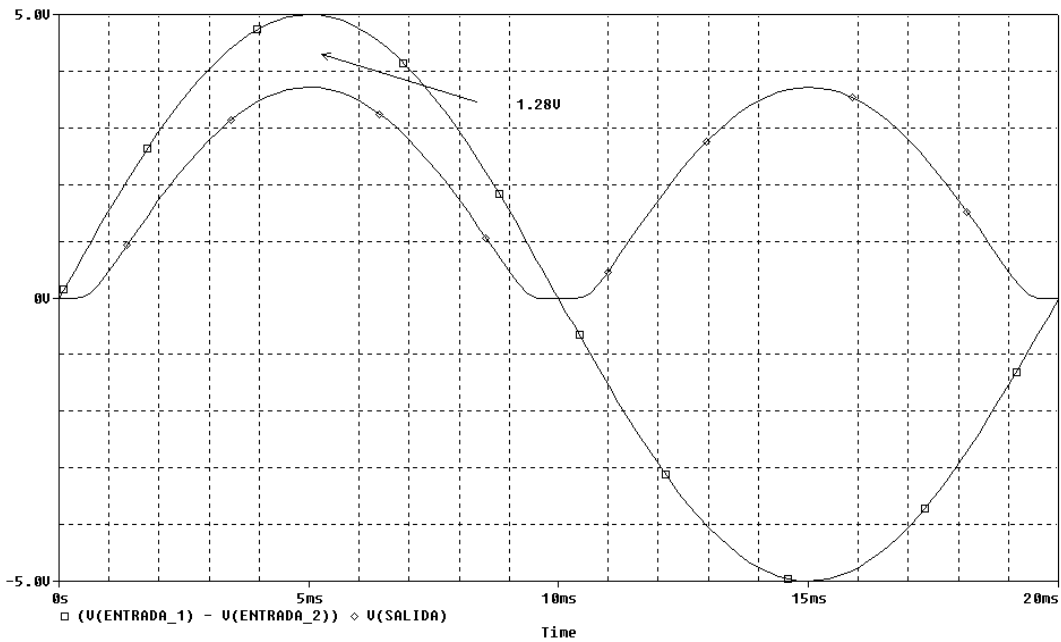


Figura 1.15: Onda de entrada y salida del rectificador de onda completa con puente de Graetz

Si deseamos calcular el condensador adecuado para un determinado nivel de rizado residual o nivel de tensión pico-pico no rectificada de una onda alterna,  $\Delta V_{pp}$ , lo obtendremos del arreglo de la ecuación 1.7.

$$C = \frac{I \cdot t}{\Delta V_{pp}}$$

Ec. 1.8

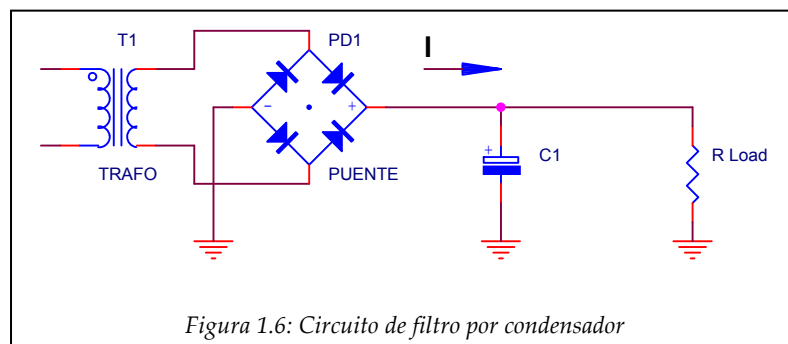


Figura 1.6: Circuito de filtro por condensador

Del gráfico de la figura 1.8, podemos observar los valores de la señal  $V_{cc}$  y la tensión en valor eficaz, que tienen un valor de

$$V_{cc} = V_{max} - \frac{V_r}{2} \qquad V_{eff(triangular)} = \frac{V_r}{2\sqrt{3}} \qquad \text{Ec. 1.9}$$

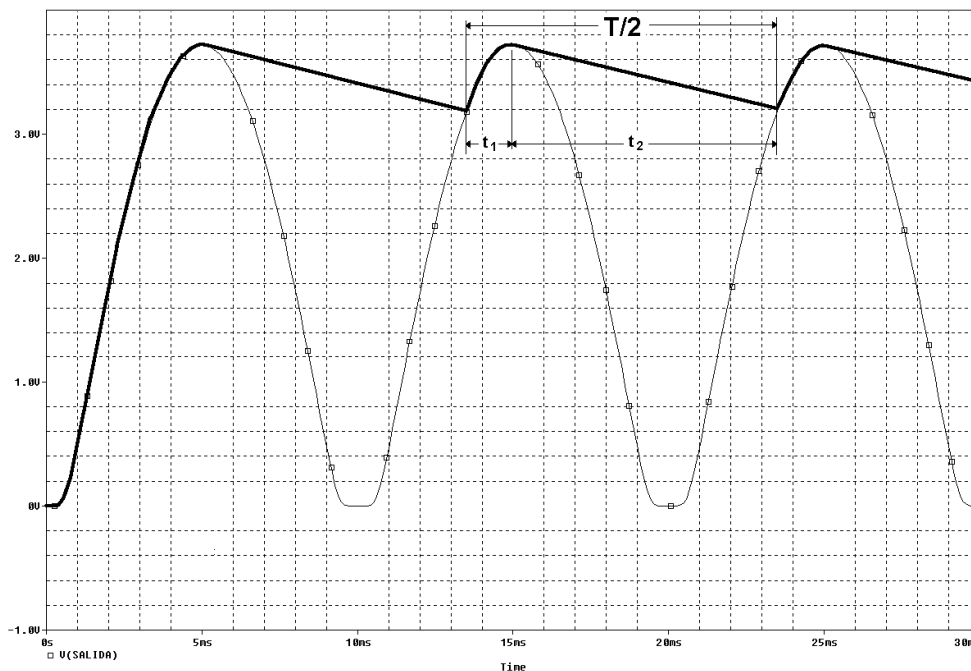


Figura 1.7: Tiempos de carga y descarga de un condensador en un rectificador de onda completa

Como se muestra, durante el tiempo  $t_2$ , es el condensador el que aporta la corriente a la resistencia de carga. Como sabemos

$$Q = C \cdot V_r = I \cdot t = I_{cc} \cdot t_2 \qquad \text{Ec. 1.10}$$

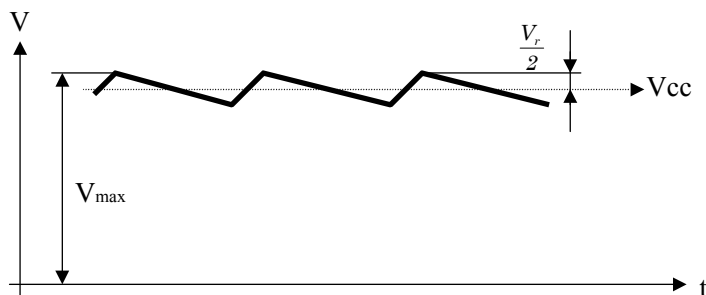


Figura 1.8: Aproximación a curva triangular del rizado residual de un rectificador de onda completa

Obteniendo la tensión de rizado,  $V_r$ , para el caso extremo de  $t_2 = T/2 = 1/2f$ , nos queda

$$V_r = \frac{I_{cc} \cdot t_2}{C} = \frac{I_{cc}}{2 f C} \qquad \text{Ec. 1.12}$$

Como se observa, **la tensión de rizado es inversamente proporcional al valor del condensador de filtrado.**

Si deseamos mostrar la dependencia del rizado con la resistencia de carga, podemos decir

$$F_r = \frac{V_{ef(triangular)}}{V_{cc}} = \frac{\frac{V_r}{2\sqrt{3}}}{V_{cc}} = \frac{\frac{I}{2\sqrt{3}} \frac{I_{cc}}{2fC}}{V_{cc}} = \frac{I_{cc}}{4\sqrt{3} f C V_{cc}} = \frac{I}{4\sqrt{3} f C R_{load}} \quad \text{Ec. 1.13}$$

Donde se muestra que el factor de rizado (o rizado) es inversamente proporcional al valor de la resistencia de carga del circuito y al valor del condensador de filtrado.

## 5. FUENTE DE ALIMENTACIÓN REGULADA LINEAL

### Diagrama de bloques

Las fuentes de alimentación reguladas lineales o FAL se construyen en torno a circuitos integrados que permiten la autorregulación, siendo capaces de contrarrestar casi cualquier eventualidad que pueda suceder en un circuito, esto es, elevación de la tensión de entrada, cambio en el consumo de la carga, cortocircuito de salida, subida de la temperatura ambiente, etc. Prácticamente, lo único que no soportan adecuadamente es la circulación de corriente en inversa, hecho éste que provoca su destrucción casi de inmediato.

Para conseguir estas excelentes características, si los comparamos con las fuentes de alimentación basadas en diodos zener o sus modificaciones, utilizan una realimentación a partir de la señal de salida del circuito a alimentar. Como si se tratase de un sistema en lazo cerrado.

Un diagrama de bloques esquematizado del funcionamiento del mismo puede ser el siguiente.

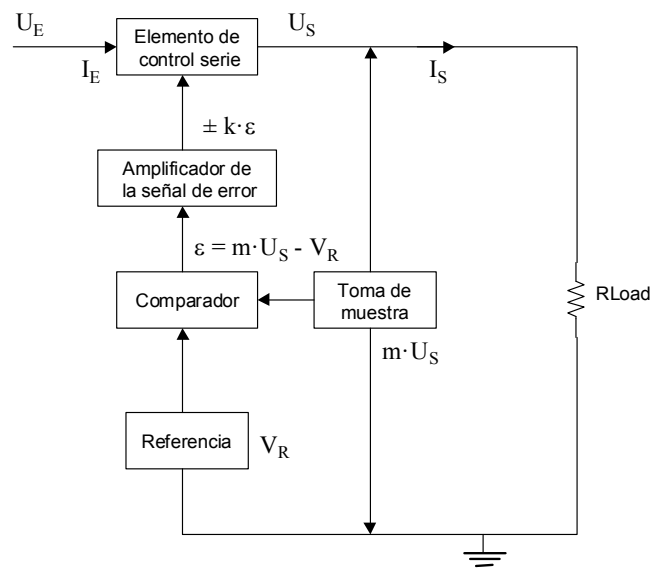


Figura 1.9: Diagrama de bloques de una FAL con control serie

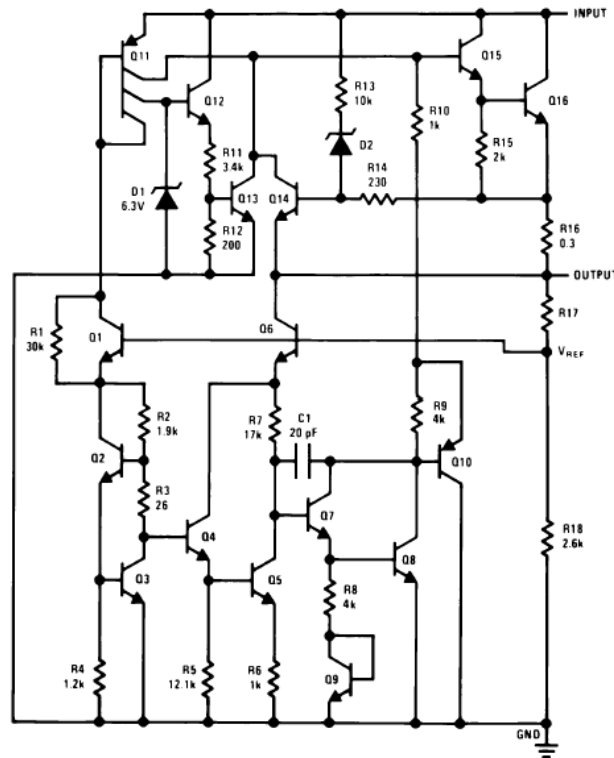


Figura 1.10: Diagrama interno de un regulador de 3 terminales 78LXX

### Elemento de control serie

El elemento de control serie es el encargado de la función de regulación propiamente dicha. La disposición básica para su funcionamiento podría ser la siguiente

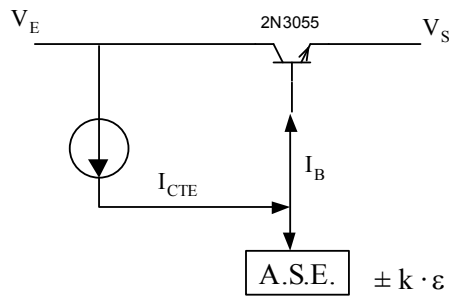


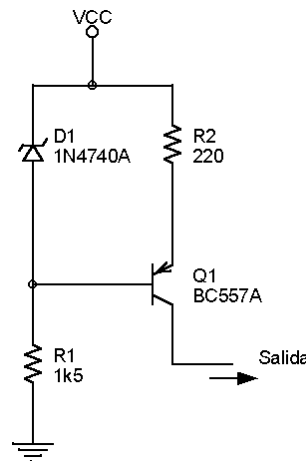
Figura 1.11: Funcionamiento del elemento de control

Al aumentar el valor de  $\pm k \cdot \epsilon$ , disminuye el valor de la corriente de base de  $Q_1$ , debido a la existencia de la fuente de corriente constante. Esto genera una disminución en la corriente de colector de  $Q_1$  y un aumento de la  $V_{CE}$  de  $Q_1$  y, por consiguiente, una disminución de la tensión de salida del circuito.

Al estar funcionando el transistor en zona activa, incluso sin consumo por parte de la carga, el circuito estará disipando una pequeña cantidad de calor.

En ocasiones, para conseguir una menor impedancia de salida del circuito integrado, el transistor  $Q_1$  se sustituye por un par Darlington.

El circuito de la fuente de corriente constante puede estar en torno al siguiente esquemático



$$I_{Salida} = \frac{V_{CC} - (V_{Base} + 0.7)}{R_2}$$

$$R_1 \gg R_2$$

Figura 1.12: Fuente de corriente constante

### Limitadores de corriente

Existen multitud de diseños para limitar el consumo de un circuito. Cuando se supera esta cantidad, el circuito limita la tensión de salida a un valor que no entrañe riesgo alguno para los circuitos a los que está suministrando energía.

En el circuito de la figura 1.13 se parte de una polarización en zona activa del transistor  $Q_1$ . Para ello, de la polarización en inversa de la unión CB se encarga  $R_1$ , y de la polarización en activa de la unión BE se encargan las parejas  $D_1$ - $D_2$  contra  $R_2$ - $R_3$ , y es en estas parejas donde radica el funcionamiento del mismo.

En el momento en el que circule una corriente suficiente para que la caída de tensión entre los extremos de  $R_2$ - $R_3$  sea  $0.7V$ , la polarización del transistor  $Q_1$  no será la adecuada. Haciendo pasar al transistor al corte y protegiendo de este modo la carga conectada.

La malla de tensiones quedaría de la siguiente forma:

$$V_{BE} + VR_2 + VR_3 = VD_1 + VD_2$$

La unión BE queda compensada con uno de los diodos y, es el otro diodo el que polariza adecuadamente o no al transistor  $Q_1$ . La resistencia  $R_2$  se encarga de mantener un mínimo de tensión para que, incluso con el valor mínimo de  $R_3$  siempre sea mayor el valor de la resistencia de esa rama que la resistencia dinámica de los dos diodos, consiguiendo con ello, una polarización adecuada del transistor.

Cuando, por circunstancias del consumo de la carga u otras ajenas (cortocircuito, etc.), circule por  $R_2$ - $R_3$  una corriente suficiente para generar una caída de  $0.7V$ , se producirá una despolarización de  $Q_1$  y su paso al corte. El valor de  $R_3$  es ajustable para conseguir un mayor rango de trabajo y una mayor precisión en el ajuste.

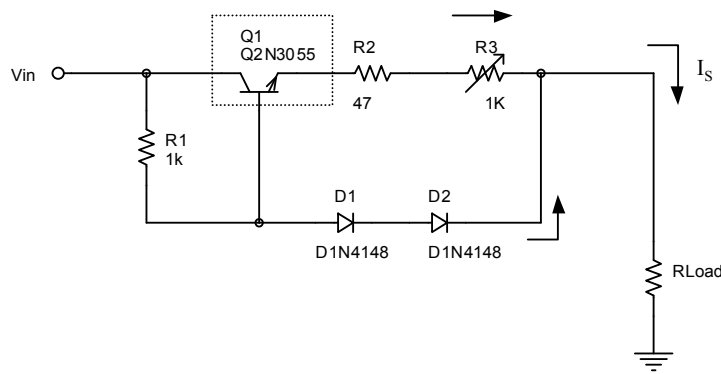


Figura 1.13: Circuito limitador de corriente

### Protección contra tensiones inversas

En algunas ocasiones es necesario proteger los circuitos que se diseñen para soportar una eventual conexión en inversa de la alimentación del montaje realizado. Para ello, existen varios circuitos con un funcionamiento similar.

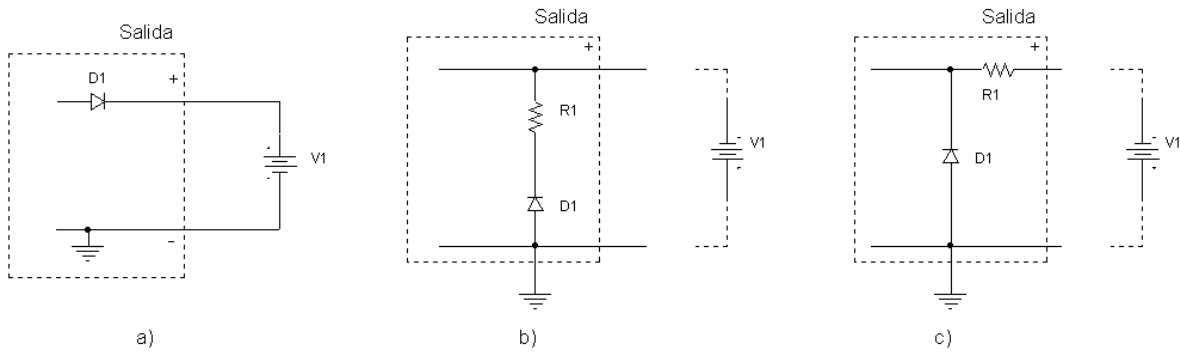


Figura 1.14: Circuitos de protección contra tensiones inversas

El circuito de la figura 1.14a es muy utilizado en cargadores de baterías. Ante la posibilidad de la desconexión de la red eléctrica, con este montaje se evita la descarga de la batería a través del propio circuito de carga.

Los montajes 1.14b y 1.14c son muy similares. En este caso para evitar la conexión en inversa a la salida del circuito. El circuito 1.14c es más efectivo, ya que se limita la tensión de salida a la existente en el diodo  $D_1$ . Sin embargo, durante un funcionamiento normal, la resistencia de salida  $R_1$ , estará siempre disipando energía.

### Protección contra sobretensiones

En el mercado existen soluciones varias para evitar el exceso de tensión a la salida del circuito de alimentación de nuestro sistema electrónico.



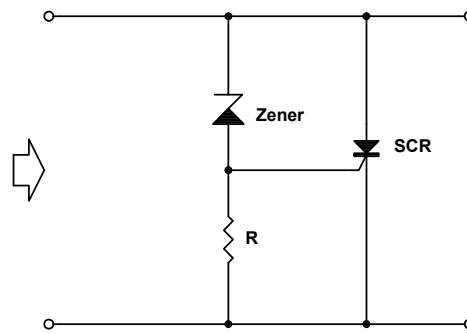


Figura 1.15: Sistema de protección contra sobretensiones elemental

En este sencillo montaje, al superar la tensión de entrada el valor de tensión de ruptura del diodo zener, el tiristor cortocircuita la salida del circuito, protegiendo así la salida de la fuente o el aparato que estuviese conectado. Este sistema no es muy eficaz dada la lentitud con la que puede funcionar el diodo zener con respecto al elemento a proteger. Al cortocircuitar la salida, sólo se estropearía el fusible de protección de la fuente.

A estos sistemas, genéricamente, se les conoce como circuitos de *Crow bar*, debido al cortocircuito de las líneas de alimentación que producen.

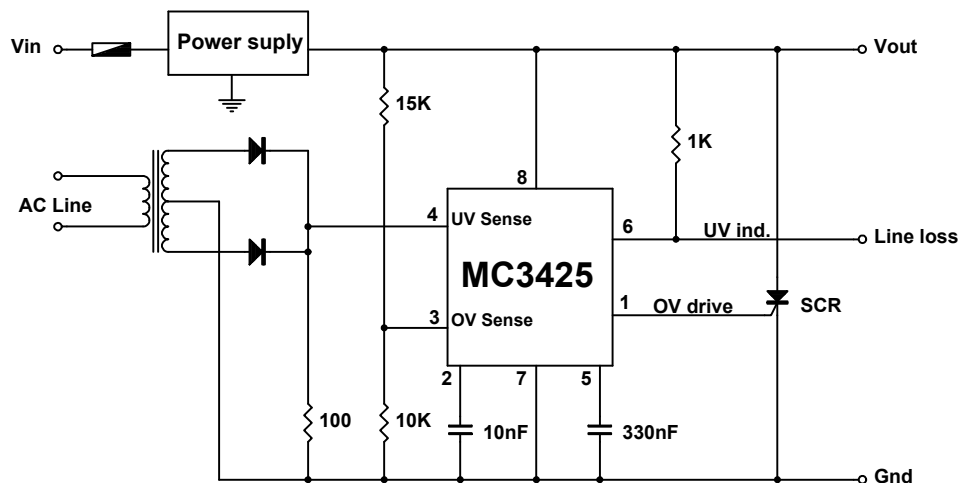


Figura 1.16: Sistema de protección contra sobretensiones elaborado

Este circuito, más completo que el anterior, permite distinguir entre una disminución o elevación de la tensión de entrada de la fuente. Si hay una pérdida de línea de alimentación de alterna, automáticamente entraría en funcionamiento la alimentación a baterías, indicando el circuito con la señal *Line loss* este evento.

Si lo que sucediese fuese una disminución de tensión o *under voltage* (UV) de forma transitoria, sería el condensador de la patilla 2, de 10nF, el encargado de *mantener* durante ese intervalo la bajada de tensión. Si, por el contrario, fuese una elevación de tensión, sería el condensador de la patilla 5, de 330nF el encargado de mantener este hecho entre unos márgenes aceptables. Transcurrido un tiempo de mantenimiento de esta elevación, activaría la patilla 1,

de sobre-tensión u *Over Voltage* (OV) y se produciría un efecto similar al circuito de la figura 1.15 de cortocircuito de la línea de salida, protegiendo así el elemento conectado.

### Rendimiento de una FAL

El rendimiento de este tipo de circuitos es mucho mayor que los vistos hasta ahora, es decir, las fuentes mediante diodos zener y sus circuitos derivados.

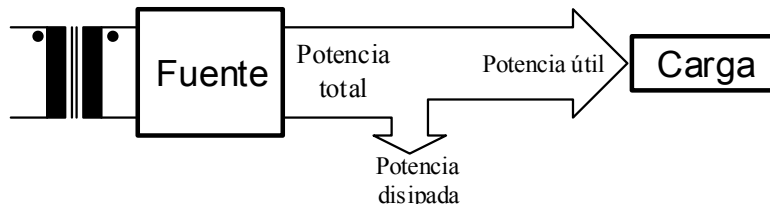


Figura 1.17: Pérdidas por disipación de calor de una FAL

$$\eta_{\%} = \frac{Pot. \text{ útil}}{Pot. \text{ total}} * 100 = \frac{Pot. \text{ útil}}{Pot. \text{ disipada} + Pot. \text{ útil}} * 100 = \frac{U_S \cdot I_S}{(U_E - U_S)I_S + U_S \cdot I_S} = \frac{U_S}{U_E} * 100 \quad Ec. 1.14$$

La mayoría de las veces el rendimiento de las FAL no supera el 40%-50%. Esto es debido a que no se suele disponer de un transformador con la tensión de salida adecuada. Esta porción de tensión sobrante debe de disiparse sin obtener una utilidad práctica.

### Parámetros característicos

Fijados los elementos básicos de una fuente de alimentación regulada lineal, vamos adentrarnos en los componente integrados que se utilizan normalmente para estas necesidades.

Son muchos y variados los parámetros que, en un momento u otro del diseño, nos pueden hacer falta para comprender mejor su funcionamiento, calcular adecuadamente el circuito deseado, saber las limitaciones de trabajo, temperatura de soldado o almacenamiento, etc.

Podríamos citar como imprescindibles para el buen funcionamiento del dispositivo, las siguientes:

Valores máximos	
Tensión de entrada	35V
Temperatura máxima de trabajo	150°C
Corriente de salida	1A

Características eléctricas	
Tensiones de salida	5, 9, 12, 15, 18, 24V
Regulación de línea	3-150mV (Carga fija, Entrada de tensión variable)
Regulación de carga	10-75mV (Entrada de tensión fija, Carga variable)
Corriente de mantenimiento	8mA

Tabla 1.1: Valores máximos y características eléctricas de la serie LM78XX

En la mayor parte de los casos incluso estos datos son insuficientes, por ello, es aconsejable disponer de la totalidad de las hojas de datos del fabricante o *Data Sheet*, ya que en ellas no sólo se dispone de la totalidad de los datos, sino de las condiciones en las que se obtuvieron.

### Absolute Maximum Ratings

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Input Voltage ( $V_O = 5V, 12V$  and  $15V$ ) 35V  
 Internal Power Dissipation (Note 1) Internally Limited  
 Operating Temperature Range ( $T_A$ )  $0^\circ\text{C}$  to  $+70^\circ\text{C}$

Maximum Junction Temperature  
 (K Package)  $150^\circ\text{C}$   
 (T Package)  $150^\circ\text{C}$   
 Storage Temperature Range  $-65^\circ\text{C}$  to  $+150^\circ\text{C}$   
 Lead Temperature (Soldering, 10 sec.)  
 TO-3 Package K  $300^\circ\text{C}$   
 TO-220 Package T  $230^\circ\text{C}$

### Electrical Characteristics LM78XXC (Note 2) $0^\circ\text{C} \leq T_j \leq 125^\circ\text{C}$ unless otherwise noted.

Output Voltage			5V			12V			15V			Units	
Input Voltage (unless otherwise noted)			10V			19V			23V				
Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max		
$V_O$	Output Voltage	$T_j = 25^\circ\text{C}, 5\text{ mA} \leq I_O \leq 1\text{ A}$	4.8	5	5.2	11.5	12	12.5	14.4	15	15.6	V	
		$P_D \leq 15\text{ W}, 5\text{ mA} \leq I_O \leq 1\text{ A}$	4.75		5.25	11.4		12.6	14.25		15.75	V	
		$V_{MIN} \leq V_{IN} \leq V_{MAX}$	(7.5 $\leq V_{IN} \leq 20$ )				(14.5 $\leq V_{IN} \leq 27$ )			(17.5 $\leq V_{IN} \leq 30$ )			V
$\Delta V_O$	Line Regulation	$I_O = 500\text{ mA}$	$T_j = 25^\circ\text{C}$	3	50	4	120	4	150			mV	
			$\Delta V_{IN}$	(7 $\leq V_{IN} \leq 25$ )			(14.5 $\leq V_{IN} \leq 30$ )			(17.5 $\leq V_{IN} \leq 30$ )			V
		$0^\circ\text{C} \leq T_j \leq +125^\circ\text{C}$	$\Delta V_{IN}$	50		120			150				mV
			$\Delta V_{IN}$	(8 $\leq V_{IN} \leq 20$ )			(15 $\leq V_{IN} \leq 27$ )			(18.5 $\leq V_{IN} \leq 30$ )			V
		$I_O \leq 1\text{ A}$	$T_j = 25^\circ\text{C}$	50		120			150				mV
			$\Delta V_{IN}$	(7.5 $\leq V_{IN} \leq 20$ )			(14.6 $\leq V_{IN} \leq 27$ )			(17.7 $\leq V_{IN} \leq 30$ )			V
$\Delta V_O$	Load Regulation	$T_j = 25^\circ\text{C}$	$5\text{ mA} \leq I_O \leq 1.5\text{ A}$	10	50	12	120	12	150			mV	
			$250\text{ mA} \leq I_O \leq 750\text{ mA}$		25		60		75			mV	
		$5\text{ mA} \leq I_O \leq 1\text{ A}, 0^\circ\text{C} \leq T_j \leq +125^\circ\text{C}$	50		120		150					mV	
$I_Q$	Quiescent Current	$I_O \leq 1\text{ A}$	$T_j = 25^\circ\text{C}$	8		8		8				mA	
			$0^\circ\text{C} \leq T_j \leq +125^\circ\text{C}$	8.5		8.5		8.5				mA	
$\Delta I_Q$	Quiescent Current Change	$5\text{ mA} \leq I_O \leq 1\text{ A}$		0.5		0.5		0.5				mA	
		$T_j = 25^\circ\text{C}, I_O \leq 1\text{ A}$		1.0		1.0		1.0				mA	
		$V_{MIN} \leq V_{IN} \leq V_{MAX}$	(7.5 $\leq V_{IN} \leq 20$ )			(14.8 $\leq V_{IN} \leq 27$ )			(17.9 $\leq V_{IN} \leq 30$ )			V	
		$I_O \leq 500\text{ mA}, 0^\circ\text{C} \leq T_j \leq +125^\circ\text{C}$		1.0		1.0		1.0		1.0		mA	
$V_N$	Output Noise Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}, 10\text{ Hz} \leq f \leq 100\text{ kHz}$		40		75		90				$\mu\text{V}$	
			$\frac{\Delta V_{IN}}{\Delta V_{OUT}}$	Ripple Rejection	$f = 120\text{ Hz} \begin{cases} I_O \leq 1\text{ A}, T_j = 25^\circ\text{C} \text{ or} \\ I_O \leq 500\text{ mA} \\ 0^\circ\text{C} \leq T_j \leq +125^\circ\text{C} \end{cases}$	62	80	55	72	54	70		
	62		55			54					dB		
	$V_{MIN} \leq V_{IN} \leq V_{MAX}$	(8 $\leq V_{IN} \leq 18$ )				(15 $\leq V_{IN} \leq 25$ )			(18.5 $\leq V_{IN} \leq 28.5$ )			V	
$R_O$	Dropout Voltage	$T_j = 25^\circ\text{C}, I_{OUT} = 1\text{ A}$	2.0		2.0			2.0				V	
	Output Resistance	$f = 1\text{ kHz}$	8		18			19				$\text{m}\Omega$	
	Short-Circuit Current	$T_j = 25^\circ\text{C}$	2.1		1.5			1.2				A	
	Peak Output Current	$T_j = 25^\circ\text{C}$	2.4		2.4			2.4				A	
	Average TC of $V_{OUT}$	$0^\circ\text{C} \leq T_j \leq +125^\circ\text{C}, I_O = 5\text{ mA}$	0.6		1.5			1.8				$\text{mV}/^\circ\text{C}$	
$V_{IN}$	Input Voltage Required to Maintain Line Regulation	$T_j = 25^\circ\text{C}, I_O \leq 1\text{ A}$	7.5		14.6			17.7				V	

Note 1: Thermal resistance of the TO-3 package (K, KC) is typically  $4^\circ\text{C}/\text{W}$  junction to case and  $35^\circ\text{C}/\text{W}$  case to ambient. Thermal resistance of the TO-220 package (T) is typically  $4^\circ\text{C}/\text{W}$  junction to case and  $50^\circ\text{C}/\text{W}$  case to ambient.

Note 2: All characteristics are measured with capacitor across the input of  $0.22\ \mu\text{F}$ , and a capacitor across the output of  $0.1\ \mu\text{F}$ . All characteristics except noise voltage and ripple rejection ratio are measured using pulse techniques ( $t_w \leq 10\text{ ms}$ , duty cycle  $\leq 5\%$ ). Output voltage changes due to changes in internal temperature must be taken into account separately.

Figura 1.18a: Datos característicos de la familia de reguladores de tensión LM78XX

LM138/LM338

### Absolute Maximum Ratings (Note 1)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications. (Note 4)

Power Dissipation	Internally limited
Input/Output Voltage Differential	+40V, -0.3V
Storage Temperature	-65°C to +150°C

### Lead Temperature

Metal Package (Soldering, 10 seconds)	300°C
Plastic Package (Soldering, 4 seconds)	260°C

### ESD Tolerance

TBD

### Operating Temperature Range

LM138	-55°C ≤ T <sub>J</sub> ≤ +150°C
LM338	0°C ≤ T <sub>J</sub> ≤ +125°C

### Electrical Characteristics

Specifications with standard type face are for T<sub>J</sub> = 25°C, and those with **boldface type** apply over full Operating Temperature Range. Unless otherwise specified, V<sub>IN</sub> - V<sub>OUT</sub> = 5V; and I<sub>OUT</sub> = 10 mA. (Note 2)

Symbol	Parameter	Conditions	LM138			Units
			Min	Typ	Max	
V <sub>REF</sub>	Reference Voltage	3V ≤ (V <sub>IN</sub> - V <sub>OUT</sub> ) ≤ 35V, 10 mA ≤ I <sub>OUT</sub> ≤ 5A, P ≤ 50W	<b>1.19</b>	<b>1.24</b>	<b>1.29</b>	V
V <sub>RLINE</sub>	Line Regulation	3V ≤ (V <sub>IN</sub> - V <sub>OUT</sub> ) ≤ 35V (Note 3)		0.005	0.01	%/V
V <sub>RLOAD</sub>	Load Regulation	10 mA ≤ I <sub>OUT</sub> ≤ 5A (Note 3)		<b>0.02</b>	<b>0.04</b>	%/V
				0.1	0.3	%
				<b>0.3</b>	<b>0.6</b>	%
	Thermal Regulation	20 ms Pulse		0.002	0.01	%/W
I <sub>ADJ</sub>	Adjustment Pin Current			<b>45</b>	<b>100</b>	μA
ΔI <sub>ADJ</sub>	Adjustment Pin Current Change	10 mA ≤ I <sub>OUT</sub> ≤ 5A, 3V ≤ (V <sub>IN</sub> - V <sub>OUT</sub> ) ≤ 35V		<b>0.2</b>	<b>5</b>	μA
ΔV <sub>R/T</sub>	Temperature Stability	T <sub>MIN</sub> ≤ T <sub>J</sub> ≤ T <sub>MAX</sub>		<b>1</b>		%
I <sub>LOAD(Min)</sub>	Minimum Load Current	V <sub>IN</sub> - V <sub>OUT</sub> = 35V		<b>3.5</b>	<b>5</b>	mA
I <sub>CL</sub>	Current Limit	V <sub>IN</sub> - V <sub>OUT</sub> ≤ 10V DC	<b>5</b>	<b>8</b>		A
		0.5 ms Peak	<b>7</b>	<b>12</b>		A
		V <sub>IN</sub> - V <sub>OUT</sub> = 30V		1	1	A
V <sub>N</sub>	RMS Output Noise, % of V <sub>OUT</sub>	10 Hz ≤ f ≤ 10 kHz		0.003		%
ΔV <sub>R</sub> / ΔV <sub>IN</sub>	Ripple Rejection Ratio	V <sub>OUT</sub> = 10V, f = 120 Hz, C <sub>ADJ</sub> = 0 μF		<b>60</b>		dB
		V <sub>OUT</sub> = 10V, f = 120 Hz, C <sub>ADJ</sub> = 10 μF	<b>60</b>	<b>75</b>		dB
	Long-Term Stability	T <sub>J</sub> = 125°C, 1000 Hrs		0.3	1	%
θ <sub>JC</sub>	Thermal Resistance, Junction to Case	K Package			1	°C/W
θ <sub>JA</sub>	Thermal Resistance, Junction to Ambient (No Heat Sink)	K Package		35		°C/W

Figura 1.18b: Datos característicos de la familia de reguladores de tensión LM338. Parte 1ª

### Electrical Characteristics (Continued)

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  $I_{OUT} = 10\text{ mA}$ . (Note 2)

Symbol	Parameter	Conditions	LM338			Units
			Min	Typ	Max	
$V_{REF}$	Reference Voltage	$3\text{V} \leq (V_{IN} - V_{OUT}) \leq 35\text{V}$ , $10\text{ mA} \leq I_{OUT} \leq 5\text{A}$ , $P \leq 50\text{W}$	<b>1.19</b>	<b>1.24</b>	<b>1.29</b>	V
$V_{RLINE}$	Line Regulation	$3\text{V} \leq (V_{IN} - V_{OUT}) \leq 35\text{V}$ (Note 3)		0.005	0.03	%/V
				<b>0.02</b>	<b>0.06</b>	%/V
$V_{RLOAD}$	Load Regulation	$10\text{ mA} \leq I_{OUT} \leq 5\text{A}$ (Note 3)		0.1	0.5	%
				<b>0.3</b>	<b>1</b>	%
	Thermal Regulation	20 ms Pulse		0.002	0.02	%/W
$I_{ADJ}$	Adjustment Pin Current			<b>45</b>	<b>100</b>	$\mu\text{A}$
$\Delta I_{ADJ}$	Adjustment Pin Current Change	$10\text{ mA} \leq I_{OUT} \leq 5\text{A}$ , $3\text{V} \leq (V_{IN} - V_{OUT}) \leq 35\text{V}$		<b>0.2</b>	<b>5</b>	$\mu\text{A}$
$\Delta V_{R/T}$	Temperature Stability	$T_{MIN} \leq T_J \leq T_{MAX}$		<b>1</b>		%
$I_{LOAD(Min)}$	Minimum Load Current	$V_{IN} - V_{OUT} = 35\text{V}$		<b>3.5</b>	<b>10</b>	mA
$I_{CL}$	Current Limit	$V_{IN} - V_{OUT} \leq 10\text{V}$ DC 0.5 ms Peak	<b>5</b>	<b>8</b>		A
			<b>7</b>	<b>12</b>		A
					1	A
$V_N$	RMS Output Noise, % of $V_{OUT}$	$10\text{ Hz} \leq f \leq 10\text{ kHz}$		0.003		%
$\frac{\Delta V_R}{\Delta V_{IN}}$	Ripple Rejection Ratio	$V_{OUT} = 10\text{V}$ , $f = 120\text{ Hz}$ , $C_{ADJ} = 0\ \mu\text{F}$ $V_{OUT} = 10\text{V}$ , $f = 120\text{ Hz}$ , $C_{ADJ} = 10\ \mu\text{F}$		<b>60</b>		dB
				<b>75</b>		dB
	Long-Term Stability	$T_J = 125^\circ\text{C}$ , 1000 hrs		0.3	1	%
$\theta_{JC}$	Thermal Resistance Junction to Case	K Package			1	$^\circ\text{C/W}$
		T Package			4	$^\circ\text{C/W}$
$\theta_{JA}$	Thermal Resistance, Junction to Ambient (No Heat Sink)	K Package		35		$^\circ\text{C/W}$
		T Package		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.

**Note 2:** These specifications are applicable for power dissipations up to 50W for the TO-3 (K) package and 25W for the TO-220 (T) package. Power dissipation is guaranteed at these values up to 15V input-output differential. Above 15V differential, power dissipation will be limited by internal protection circuitry. All limits (i.e., the numbers in the Min. and Max. columns) are guaranteed to National's AOQL (Average Outgoing Quality Level).

**Note 3:** 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 4:** Refer to RETS138K drawing for military specifications of LM138K.

### Typical Performance Characteristics

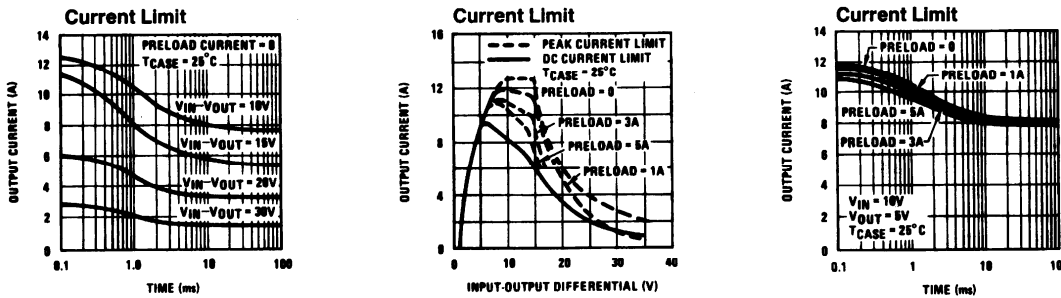


Figura 1.18c: Datos característicos de la familia de reguladores de tensión LM338. Parte 2ª

### Otras circunstancias a tener en cuenta

El circuito de partida es el mostrado en la figura 1.19. Sobre él debemos observar una serie de circunstancias, que nos ayudarán a comprender mejor el funcionamiento global de una fuente de alimentación regulada, realizada en base a dispositivos de tres terminales o reguladores lineales.

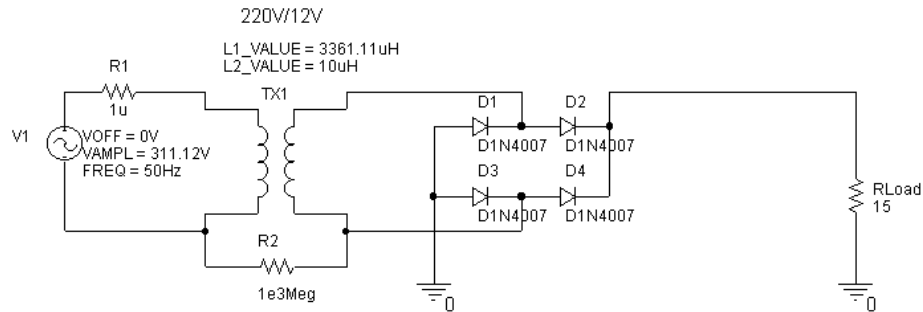


Figura 1.19: Circuito inicial de nuestra fuente de alimentación regulada

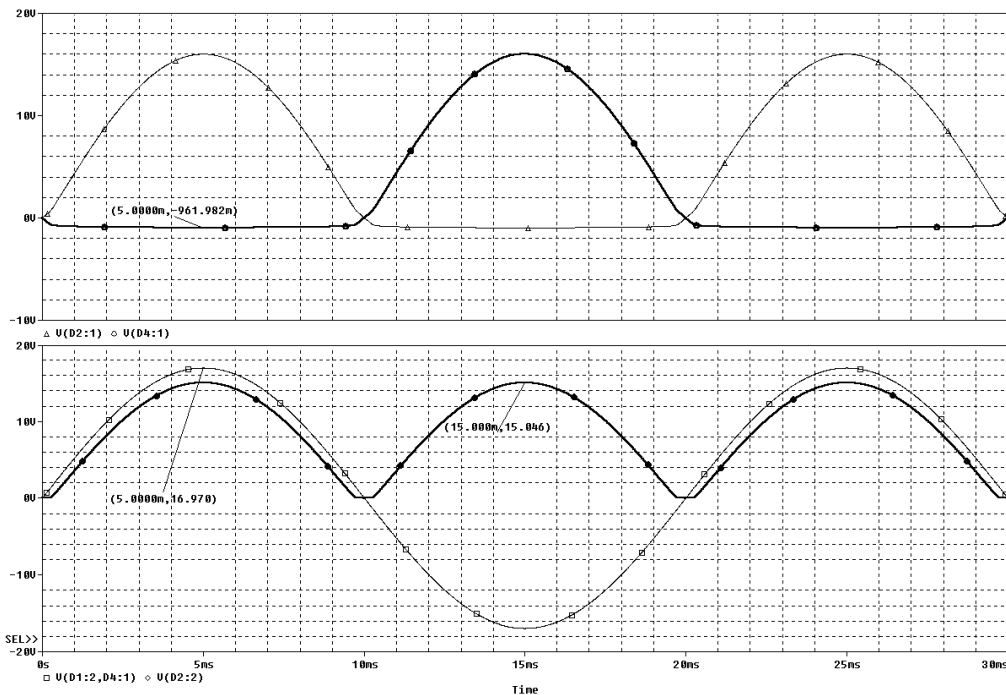


Figura 1.20: Salida del rectificador de onda completa. Caída en los diodos = 1.924V

Al estar circulando por la carga una corriente de un amperio no podemos suponer los sempiternos 0.7V de caída en cada diodo. Si observamos los datos del fabricante, este valor puede llegar hasta 1.1V. Tablas 1.2 y 1.3.

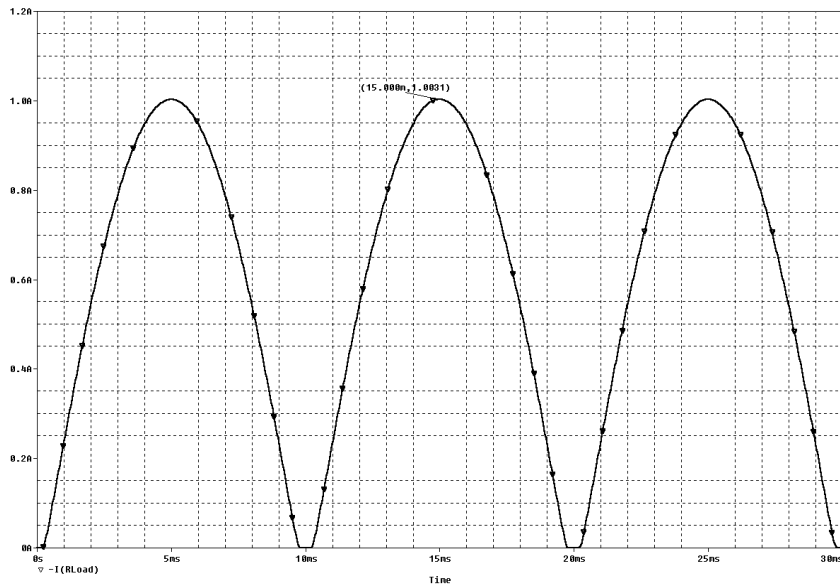


Figura 1.21: Corriente en la carga = 1.0031A

Para las circunstancias descritas, el simulador devuelve una caída individual de 0.961997V por diodo.

$$V_{RLoad} = (12 \cdot \sqrt{2}) - V_{Puede}$$

**Absolute Maximum Ratings\*** T<sub>A</sub> = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Value	Units
I <sub>F(AV)</sub>	Average Rectified Current 375 " lead length @ T <sub>A</sub> = 75°C	1.0	A
I <sub>FSM</sub>	Non-repetitive Peak Forward Surge Current 8.3 ms single half-sine-wave Superimposed on rated load (JEDEC method)	30	A
P <sub>D</sub>	Total Device Dissipation	2.5	W
	Derate above 25°C	20	mW/°C
R <sub>θJA</sub>	Thermal Resistance, Junction to Ambient	50	°C/W
T <sub>stg</sub>	Storage Temperature Range	-55 to +175	°C
T <sub>J</sub>	Operating Junction Temperature	-55 to +150	°C

\*These ratings are limiting values above which the serviceability of any semiconductor device may be impaired.

Tabla 1.2: Valores máximos del diodo 1N4007

**Electrical Characteristics** T<sub>A</sub> = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Device							Units
		4001	4002	4003	400	400	4006	4007	
V <sub>RRM</sub>	Peak Repetitive Reverse Voltage	50	100	200	400	600	800	1000	V
V <sub>RMS</sub>	Maximum RMS Voltage	35	70	140	280	420	560	700	V
V <sub>R</sub>	DC Reverse Voltage (Rated V <sub>R</sub> )	50	100	200	400	600	800	1000	V
I <sub>RM</sub>	Maximum Instantaneous Reverse Current @ rated V <sub>R</sub> T <sub>A</sub> = 25°C T <sub>A</sub> = 100°C	5.0							μA
		500							μA
V <sub>FM</sub>	Maximum Instantaneous Forward Voltage @ 1.0 A	1.1							V
I <sub>rr</sub>	Maximum Full Load Reverse Current, Full Cycle T <sub>A</sub> = 75°C	30							μA
C	Typical Junction Capacitance V <sub>R</sub> = 4.0 V, f = 1.0 MHz	15							pF

Tabla 1.3: Características eléctricas del diodo 1N4007



Suponiendo estos datos como válidos, nos queda una tensión en la carga de

$$V_{R_{Load}} = 16.9705 - 1.9239 = 15.046V$$

Ec. 1.15

Si al circuito de la figura 1.19 le añadimos un condensador para realizar el típico diseño de filtro por condensador, nos queda

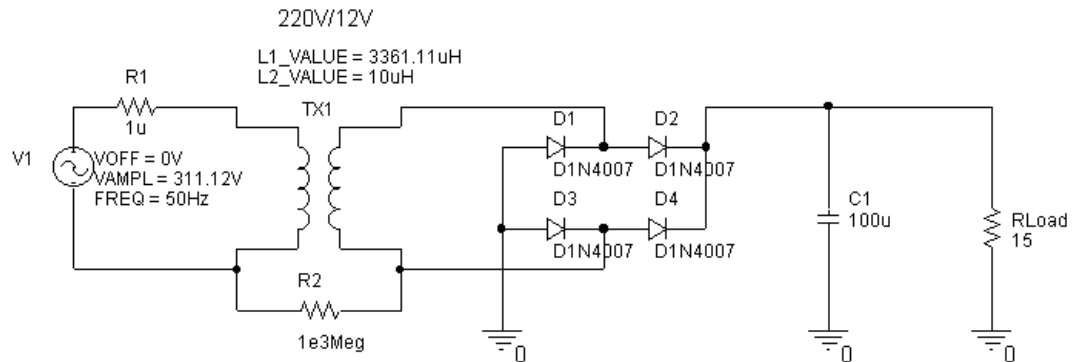


Figura 1.22: Circuito inicial de la fuente regulada con muy poco condensador de filtrado

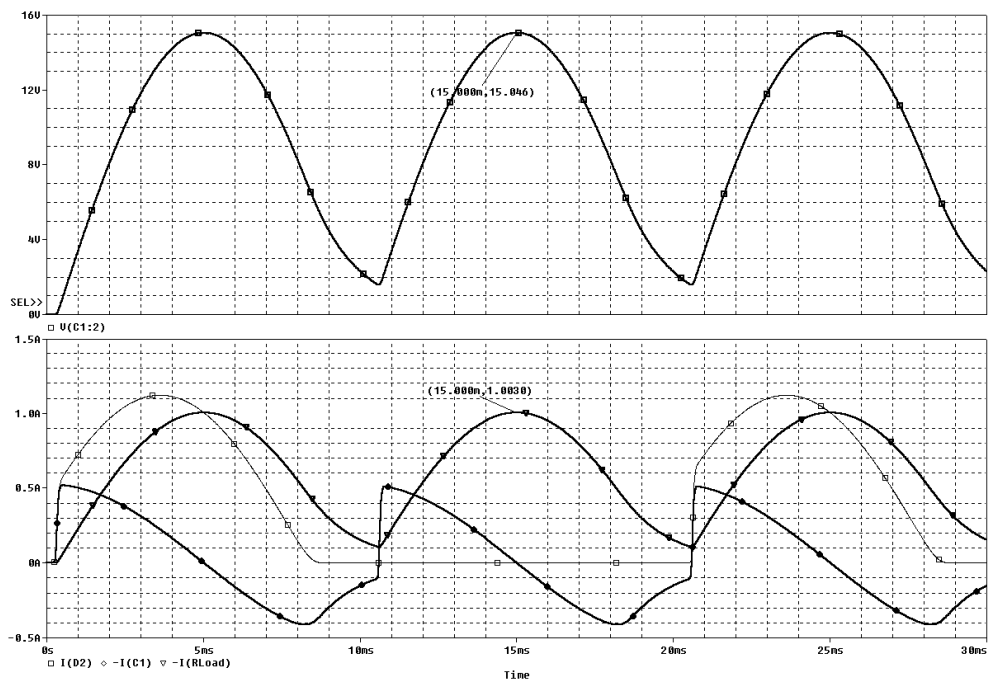


Figura 1.23: Corrientes en el condensador de filtrado y la carga.  $C = 100\mu F$

Como puede observarse, la corriente por el condensador, en un momento dado, alcanza un valor de 0.5A. La forma de onda de la tensión se observa un poco modificada. La forma de onda de la corriente en la carga *se adelanta* con respecto a la corriente en el diodo.

Si al circuito de la figura 1.22 le aumentamos el valor del condensador hasta los  $1000\mu F$ , nos queda

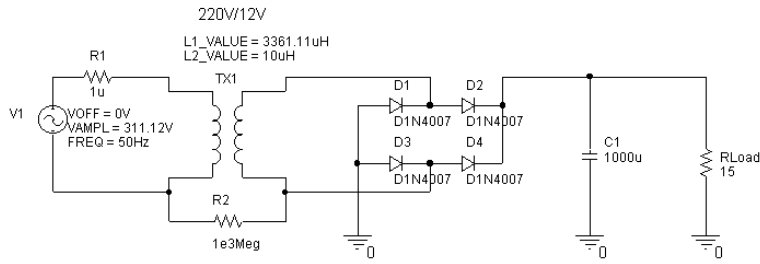


Figura 1.24: Circuito inicial de la fuente regulada con condensador de filtrado de 1000µF

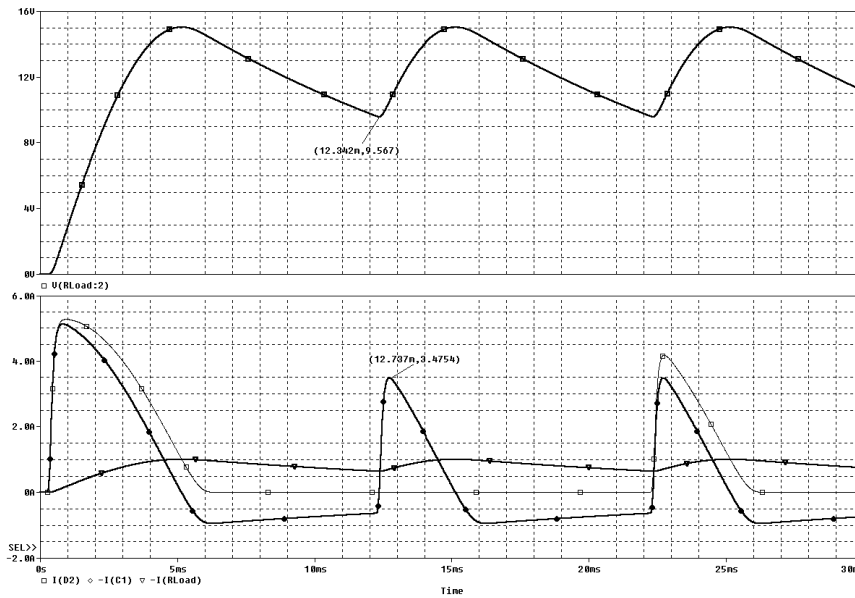


Figura 1.25: Corrientes en el condensador de filtrado y la carga. C = 1000µF. Ic = 3.47A

Como se observa, la señal de tensión de salida ha cambiado bastante, debido al efecto de disminución de rizado del condensador y la señal de la corriente en el condensador ha aumentado considerablemente, cambiando su trazado igualmente.

Si calculamos la corriente que debería circular por el condensador aproximándole a su reactancia capacitiva, por efecto de la tensión de rizado del circuito, nos queda (tomando los datos del simulador)

$$C = \frac{I_{total} \cdot 10 \text{ ms}}{\text{rizado}} = \frac{1 \cdot 0.01}{5.5} = 1818 \mu F$$

$$I_C = \frac{\text{rizado}}{X_C} = \frac{5.5}{\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 0.001}} = 3.11 A$$

Si al circuito de la figura 1.24 le aumentamos el valor del condensador hasta los 10.000µF, nos queda

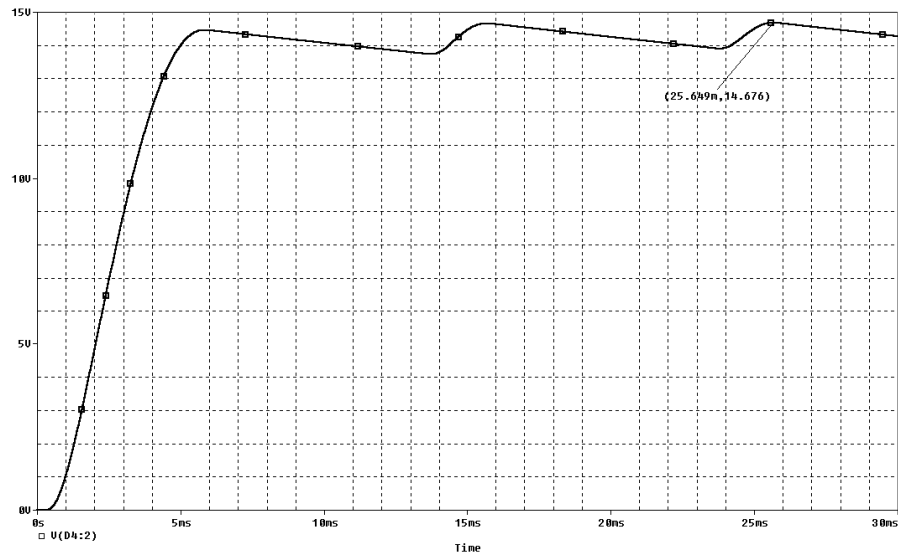


Figura 1.26: Circuito inicial de la fuente regulada con condensador de filtrado de  $10.000\mu F$ .  $V = 14.67V$

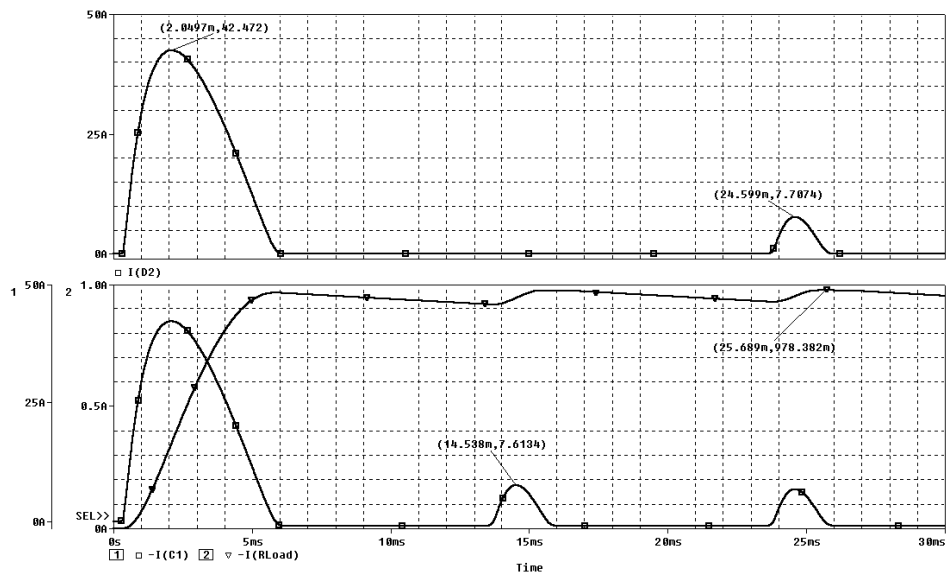


Figura 1.27: Corrientes en el condensador de filtrado, diodo y carga.  $C = 10.000\mu F$ .  $I_c = 7.61A$

Como se observa, los valores de la corriente en el condensador y el diodo son elevados. Esto nos obliga a seleccionar el condensador adecuado para que cumpla con estas exigencias, o bien, limitar la corriente que circula por el condensador. Debemos también tener en cuenta el primer ciclo de carga del condensador, debido a que éste está completamente descargado, siendo el pico de corriente alcanzado de un valor considerable.

Si consideramos un *funcionamiento muy ajustado* para el diodo 1N4007, siempre podremos seleccionar otro de mejores características como el BY255.

**MAXIMUM RATINGS AND ELECTRICAL CHARACTERISTICS**

Ratings at 25 °C ambient temperature unless otherwise specified.

60 Hz, resistive or inductive load.

For capacitive load, derate current by 20%.

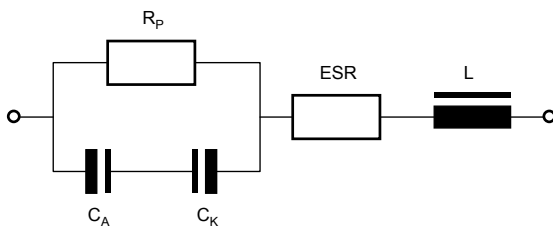
	SYMBOLS	BY251	BY252	BY253	BY254	BY255	UNITS
Maximum Recurrent Peak Reverse Voltage	$V_{RRM}$	200	4 00	6 00	8 00	1 300	Volts
Maximum RMS Voltage	$V_{RMS}$	140	2 80	4 20	5 60	9 10	Volts
Maximum DC Blocking Voltage	$V_{DC}$	200	4 00	6 00	8 00	1 300	Volts
Maximum Average Forward Rectified Current .375"(9.5mm) Lead Length at $T_A=95^\circ$	$I_{(AV)}$			3.0			Amps
Peak Forward Surge Current 8.3ms single half sine-wave superimposed on rated load (JEDEC method)	$I_{FSM}$			100.0			Amps
Maximum Instantaneous Forward Voltage $T_J=25^\circ$ at 3.0A	$V_F$			1.1			Volts
				1.0			Volts
Maximum DC Reverse Current $T_A=25^\circ$ at Rated DC Blocking Voltage $T_A=100^\circ$	$I_R$			5.0			* A
				1000			* A
Typical Junction capacitance (Note 2) $T_J=25^\circ$	$C_J$			40			pF
Typical Reverse Recovery Time (Note 3)	$T_{RR}$			2.5			* A
Typical Thermal Resistance (Note 1)	$R^* JA$			15.0			* /W
Operating Junction Temperature Range	$T_J$			-50 to +150			*
Storage Temperature Range	$T_{STG}$			-50 to +150			*

NOTES:

1. Thermal Resistance From Junction to applied at Ambient 0.375"(9.5mm) lead length P.C.Board mounted.
2. Measured at 1 MHz and applied reverse voltage of 4.0 volts.
3. Reverse Recovery Test Conditions:  $I_F=0.5A$ ,  $I_R=1.0A$ ,  $I_{rr}=0.25A$ .

Tabla 1.4: Características eléctricas del diodo BY255

Cuando estamos utilizando condensadores electrolíticos, más aún si son de alta capacidad, debemos tener en cuenta una serie de características adicionales a las que utilizamos con normalidad.



- $C_A$  = Capacidad anódica.
- $C_K$  = Capacidad catódica.
- $R_p$  = Resistencia paralela, debida al dieléctrico.
- $ESR$  = Resistencia equivalente serie, resultante de las conexiones, papel, electrolito, etc.

Figura 1.28: Circuito equivalente de un condensador electrolítico

La normativa europea que regula la fabricación y características técnicas de los condensadores es la IEC 384-4. En nuestro país, la normativa está fijada por Aenor mediante la UNE 20558.

Condensador Electrolítico de Aluminio. Serie Long Life							
500X	33	3	U	6R3	AK	2	B
Tipo -----							
Cap. $\mu F$ (Num. Sig.) -----							
Cap. Num. Multipl. -----							
Tolerancia Cap. (U=-10%/+75%) -----							
Tensión de trabajo (6R3=6.3V) -----							
Código encapsulado -----							
Aislante de encapsulado (2=PVC) -----							
Tipo terminales (B=High post) -----							

Tabla 1.5: Códigos de identificación de condensadores (Cornell Dubilier)

Letra	C	D	F	G	J	K	Y	M
Tolerancia	$\pm 0.25pF$	$\pm 0.5pF$	$\pm 1\%$	$\pm 2\%$	$\pm 5\%$	$\pm 10\%$	$\pm 15\%$	$\pm 20\%$
Letra	Q	T	U	S	Z			
Tolerancia	-10% +30%	-10% +50%	-10% +75%	-20% +50%	-20% +80%			

Tabla 1.6: Códigos de tolerancias en la capacidad de condensadores

Cap. ( $\mu\text{F}$ )	Num. Catálogo	ESR Máximo (Ohmios)		Amp. de rizado @65°C	
		120Hz	20KHz	120Hz	20KHz
16Vdc – 20Vdc					
17.000	500X173U016AK2B	0.0510	0.0350	05.9	08.6
25.000	500X253U016AA2B	0.0300	0.0210	08.2	11.7
36.000	-	0.0230	0.0160	09.7	13.7
47.000	-	0.0190	0.0130	10.7	14.8
69.000	-	0.0140	0.0100	12.6	16.7
96.000	-	0.0130	0.0100	15.4	19.2
100.000	-	0.0120	0.0086	13.2	16.4
110.000	-	0.0100	0.0074	16.0	18.9
150.000	-	0.0100	0.0074	19.5	22.6
220.000	-	0.0070	0.0054	21.1	26.1
240.000	500X244U016CC2B	0.0069	0.0054	22.7	28.2
350.000	500X354U016DC2B	0.0065	0.0056	26.8	31.6

Tabla 1.7: Características de condensadores de alta capacidad (Cornell Dubilier)

Lo que indica que deberíamos disminuir la corriente que, debido al rizado, está circulando a través del condensador. Para esto existen diferentes posibilidades. Una de ellas sería la mostrada en la siguiente figura.

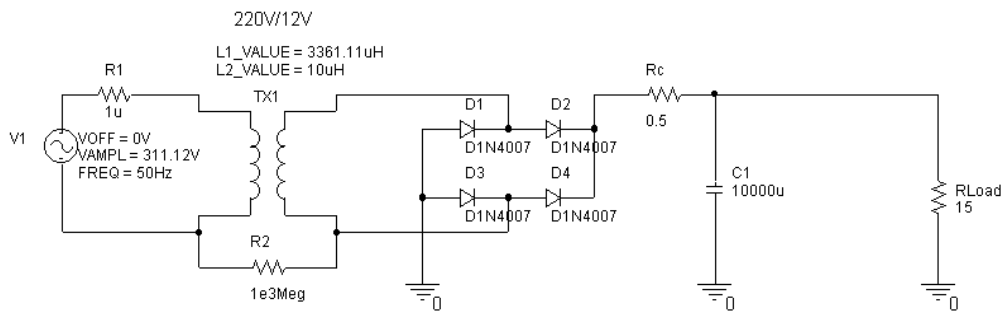


Figura 1.29: Circuito mejorado para disminuir la corriente de rizado en el condensador

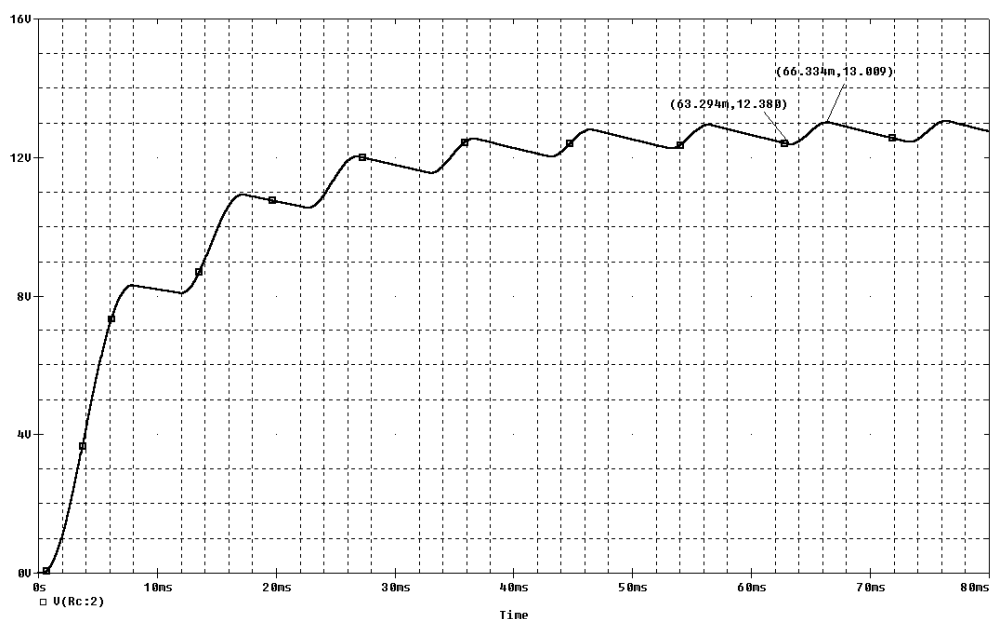


Figura 1.30: Tensión de salida con 10000 $\mu\text{F}$  y resistencia limitadora.  $V_{\text{rizado}}=0.6\text{V}$ .  $V_{\text{out}}=13.01\text{V}$

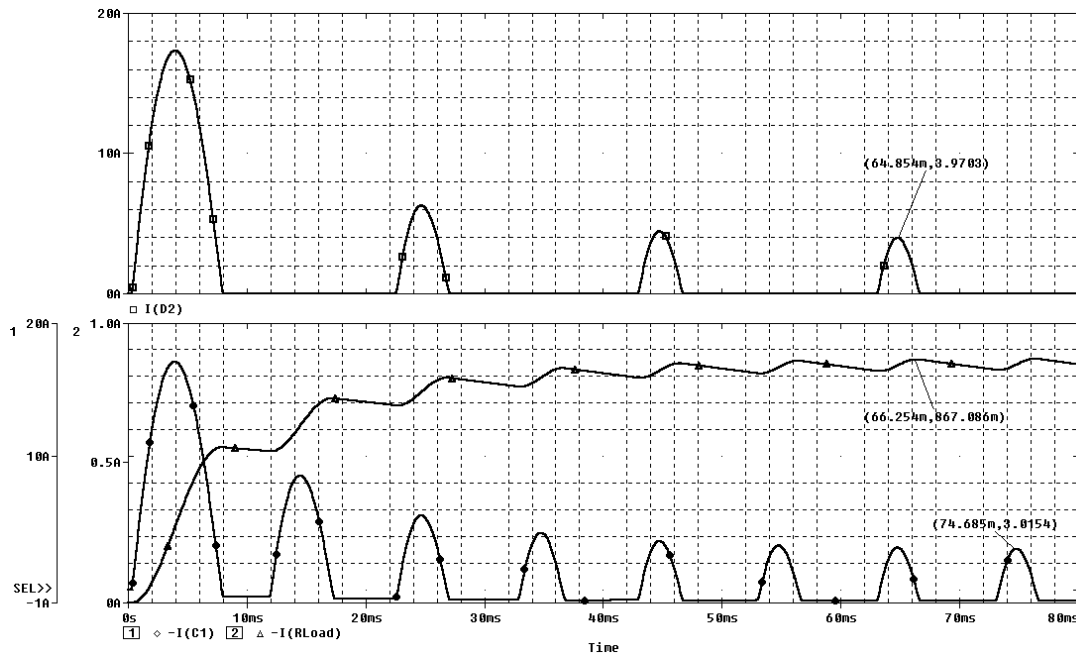


Figura 1.31: Corrientes en el diodo, condensador y carga con  $10000\mu F$  y  $R_{Limitadora}$ .  $I_{Out}=0.86A$

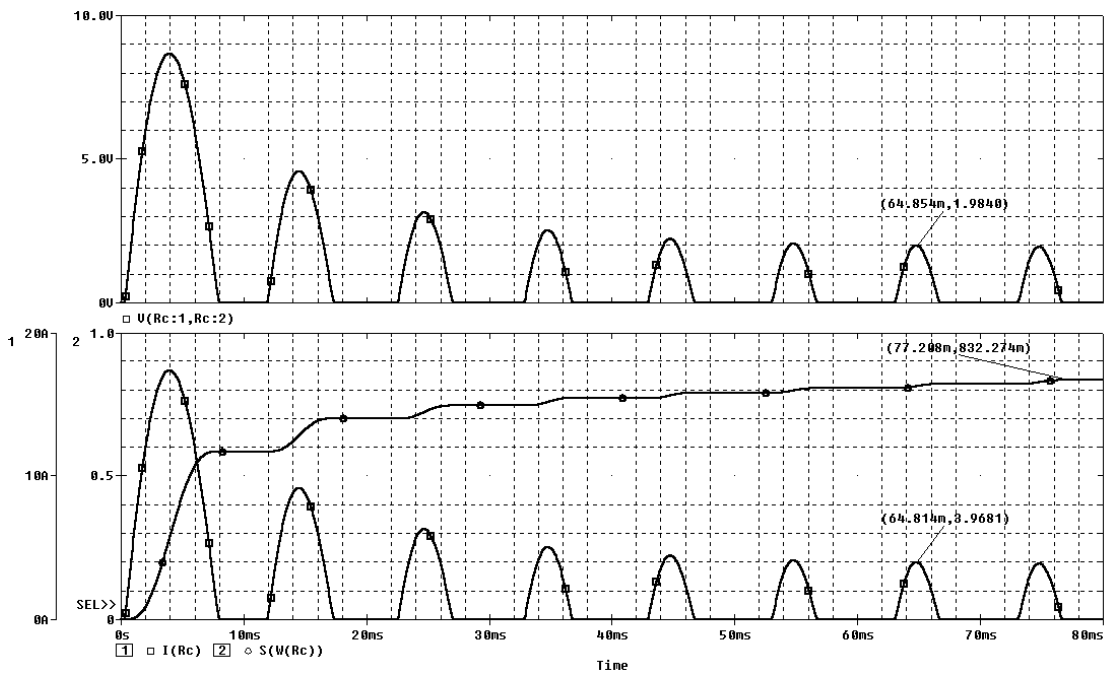


Figura 1.32: Caída de tensión en la  $R_{Limitadora}$  y potencia disipada en la misma.  $P_{R_{Lim}}=832mW$

Este método nos genera una pérdida de tensión en la salida y un elemento de disipación en el circuito. Para solventar este inconveniente, se podría cortocircuitar la resistencia limitadora transcurrido un tiempo. Con ello, ganaríamos en limitación de corriente por el condensador y eliminaríamos la disipación de este elemento resistivo. No obstante, sería cauteloso mantener una pequeña resistencia sustituyendo a la citada resistencia limitadora. De esta forma mantendríamos dentro de ciertos márgenes el valor de la  $I_{Ripple}$ . Esto se solucionaría muy fácilmente dividiendo el valor de la  $R_{Lim}$  en dos cantidades compensadas, una de las cuales se cortocircuitaría transcurrido el período transitorio de funcionamiento de la fuente.

Contempladas las características adicionales de funcionamiento de las fuentes reguladas lineales o FAL, podríamos estudiar el comportamiento de estos circuitos integrados en diferentes configuraciones.

### Fuente regulada de salida fija

El circuito correspondiente a una fuente de alimentación regulada de salida de tensión fija es simple. No dispone de elementos regulables y tampoco dispone de posibles variaciones en su funcionamiento. Ver figura 1.33.

Los datos mínimos necesarios para el cálculo son:

- Tensión de salida: 12V
- Corriente de salida: 1A
- Tensión de Rizado (salida): 10mV<sub>pp</sub>

Se desea realizar una fuente de alimentación regulada mediante c.i. lineales de tres terminales. Calcular todos los datos necesarios para un buen funcionamiento. (Tensiones y corrientes en todos los puntos, rendimiento, valores de los componentes, etc.)

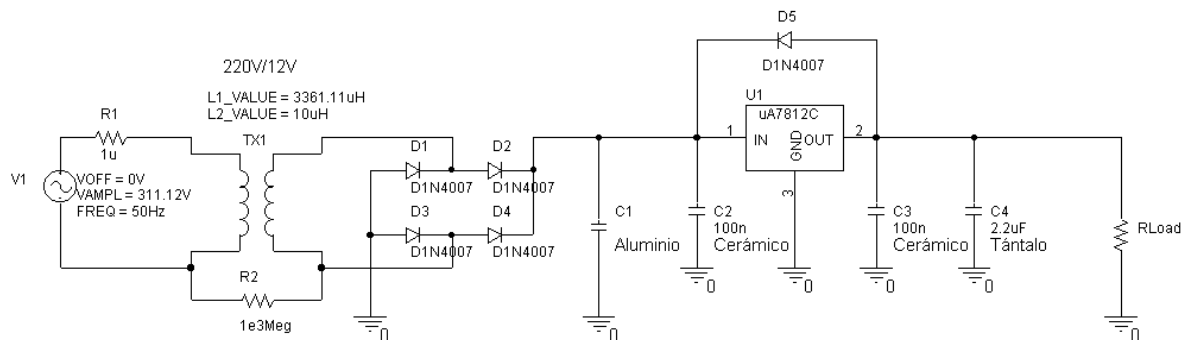


Figura 1.33: Fuente de alimentación regulada de salida fija.  $V_{out} = 12V$ .

-- 0 --

Si los datos que nos ofrecen de la fuente son los de la salida de la misma, es por este punto por donde debemos comenzar el cálculo de los componentes que la forman. Desde esta premisa, la carga a conectar a la misma tendrá un valor de

$$R_{Load} = \frac{V_{Out}}{I_{Out}} = \frac{12}{1} = 12\Omega$$

Una de los escasos defectos de la serie de reguladores de tres terminales es que no soportan muy bien la corriente inversa. En los datos del ejercicio no nos indican si la carga será inductiva, resistiva pura o capacitiva. Tratando de solventar cualquier eventualidad de este tipo, hemos colocado el diodo D5, que se encargará de derivar cualquier corriente inversa por parte de la carga a conectar.

Los condensadores  $C_2$ ,  $C_3$  y  $C_4$  los recomienda el fabricante para el buen funcionamiento del circuito en todas las circunstancias.  $C_2$  y  $C_3$  deben ser cerámicos por su mejor comportamiento en el filtrado a altas frecuencias,  $C_4$  es aconsejable que sea de tántalo, por tener menor ESR y mejor comportamiento en el filtrado a bajas frecuencias. Con todo ello, solucionamos cualquier problema de filtrado a alta o baja frecuencia del circuito. El condensador de tántalo  $C_4$ , recomienda el fabricante que esté lo más cerca posible de las patillas del circuito integrado, es más, indica el soldarle en las propias patillas del integrado.

Los datos que podemos obtener de la tabla de datos del fabricante del C.I. son:

- Dropt Out: 2V
- Quiescent current: 8mA
- Ripple Rejection: 62-70dB

Para el cálculo del condensador de filtrado principal,  $C_1$ , de Aluminio con dieléctrico de papel y aceite, y electrolítico por supuesto, operaremos de forma tradicional, con la salvedad de la tensión de rizado que nos ofrecen como dato ( $10\text{mV}_{pp}$ ) deberemos multiplicarla por la atenuación que nos ofrece el uA7812, 62dB por cautela. Con todo nos queda

$$RR=62\text{dB}=20\text{Log}\frac{V_{IN}}{V_{OUT}} \quad \Rightarrow \quad V_{in}=V_{out}\cdot 10^{\frac{62}{20}}=0.01\cdot 10^{1259}=12.58\text{V}\equiv V_{pp}$$

Este valor de 12.58V sería el máximo valor de la tensión de rizado que podríamos colocar a la entrada del circuito integrado para obtener a la salida los exigidos  $10\text{mV}_{pp}$ . A todas luces es un valor muy elevado.

Si decidiésemos mantener este valor tendríamos dos problemas importantes. El primero que deberíamos utilizar un transformador de tanta tensión que el rendimiento de la fuente sería irrisorio y el segundo, que estaríamos relativamente cerca del máximo valor de entrada de tensión al c.i. Otro problema añadido sería el tamaño y peso del transformador para conseguir estas exigencias. Por todo ello, deberemos reducir el valor de la tensión de rizado en el transformador. Un valor adecuado podrían ser  $2\text{-}3\text{V}_{pp}$ . Hacer notar aquí que, estaríamos cumpliendo sobradamente las exigencias de la tensión de rizado en la carga.

Aplicando el teorema de conservación de la carga, teniendo en cuenta la corriente por la carga más la corriente de mantenimiento o *quiescent* del integrado, nos queda

$$C=\frac{I\cdot t}{\Delta V_{pp}}=\frac{1.008\cdot 0.01}{2}=5.04\cdot 10^{-3}\text{F}=5040\mu\text{F}$$

Para el puente de diodos podríamos colocar, aunque algo ajustados, diodos rectificadores del tipo 1N4007 o bien del tipo BY255 para más seguridad. La caída en los mismos la podríamos suponer de 1.1V por cada diodo, que es la caída especificada por el fabricante.

Pasando ahora al cálculo del transformador que necesitaríamos, nos queda



$$V_{Sec.} = \frac{V_{Out} + V_{Drop-Out} + (2 \cdot V_{Diodo}) + V_{Rizado}}{\sqrt{2}} = \frac{12 + 2 + 2.2 + 2}{1.4142} = 12.86V_{Eficaces}$$

Otro apartado a considerar es la variación de la tensión de red. Dependiendo de la localización de la fuente podríamos aumentar el valor calculado en un factor de 1.1 para compensar la variación del  $\pm 10\%$  de la red. Esta circunstancia la dejaremos a criterio del diseñador. El rendimiento que obtendremos en estas circunstancias será

$$\eta_{\%} = \frac{V_{Out}}{V_{In}} * 100 = \frac{12}{14} * 100 = 85.7\%$$

Este dato, aunque matemáticamente correcto no es del todo real. Debido a que, la mayoría de las veces no encontraremos el transformador tan ajustado como el calculado. Aquí tampoco hemos supuesto la posible caída del 10% de la línea. Tampoco hemos tenido en cuenta un pequeño margen de seguridad ante hechos no contemplados como la variación de temperatura externa, para el cálculo del disipador que seguro necesitará el c.i. También un margen de seguridad por tolerancias en los componentes, etc. Si desconfiamos de la exactitud de los cálculos o no creemos que se deba ser tan riguroso, podemos calcular en el simulador los datos que nos ofrecerá para el circuito mostrado en la figura 1.33

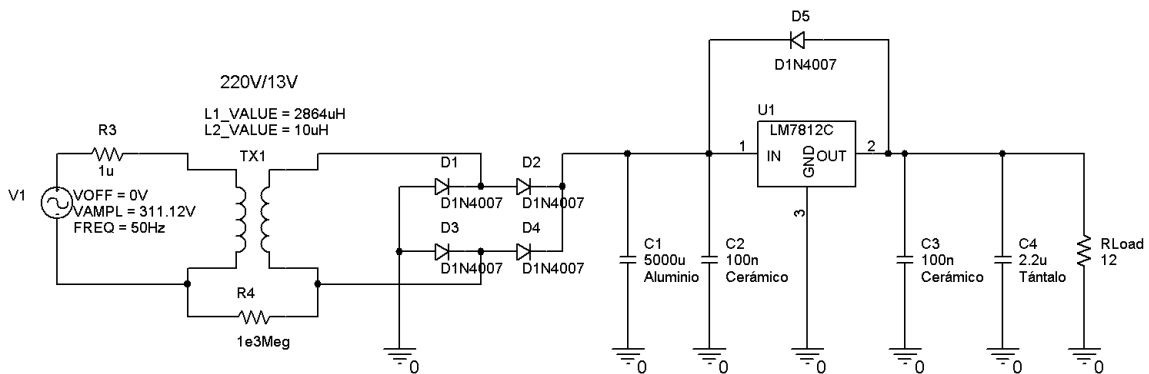


Figura 1.34: Circuito completo y funcionando correctamente según estimación del simulador.  $V_{Sec.} = 13V$

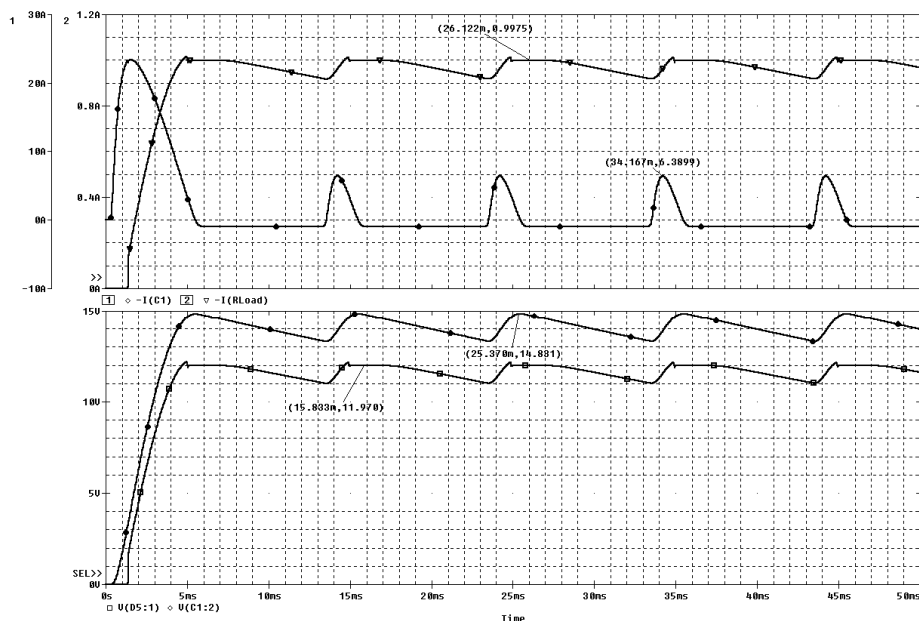


Figura 1.35: Corrientes y tensiones en el condensador y carga

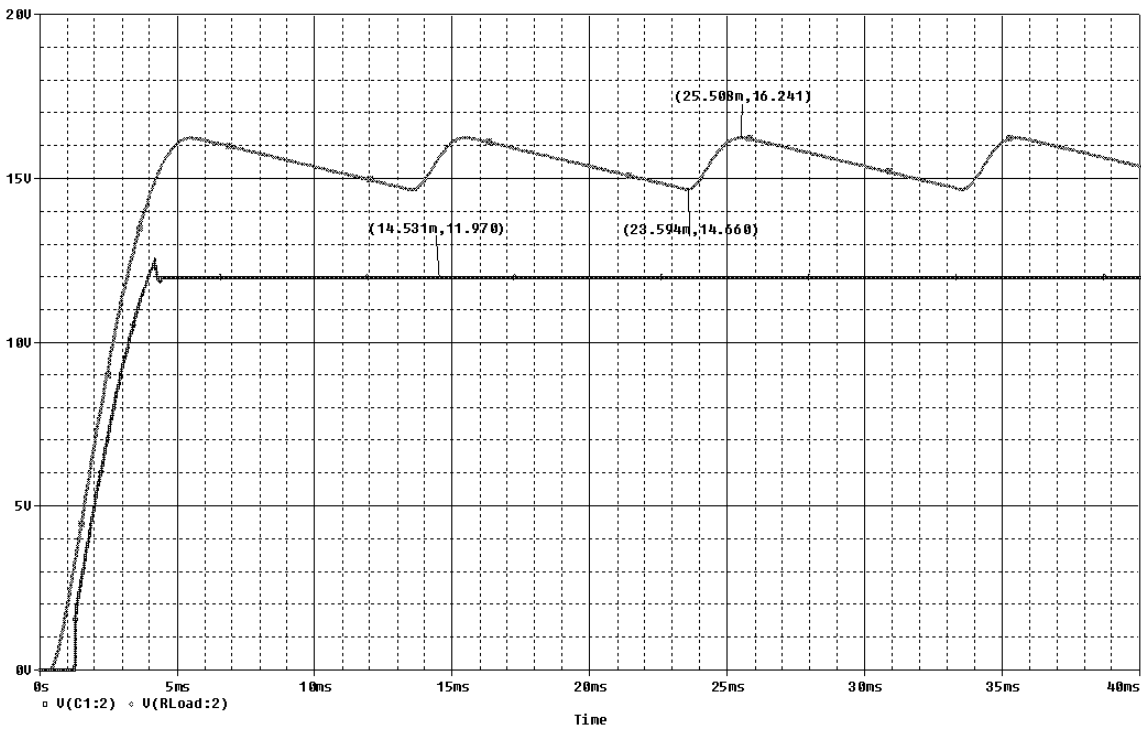


Figura 1.36: Tensiones de salida en el condensador y carga. Rizado en  $C_1 = 1.58V_{PP}$

Con este dato de 11.97V en la tensión de salida podemos considerar adecuado el transformador de la fuente. Obsérvese que hemos subido de 12.86V a 13V para poder obtener estas gráficas. Si estos datos fuesen más diferentes, recuérdese que 13V no es un valor estándar de tensión de salida de un transformador, deberíamos calcular de nuevo algunos datos como el rendimiento obtenido en estas circunstancias, etc.

Debido a estos márgenes de seguridad, en la mayoría de los casos nunca vamos a obtener rendimientos de las fuentes reguladas lineales de más del 60-65%.

### Fuente regulada de salida variable

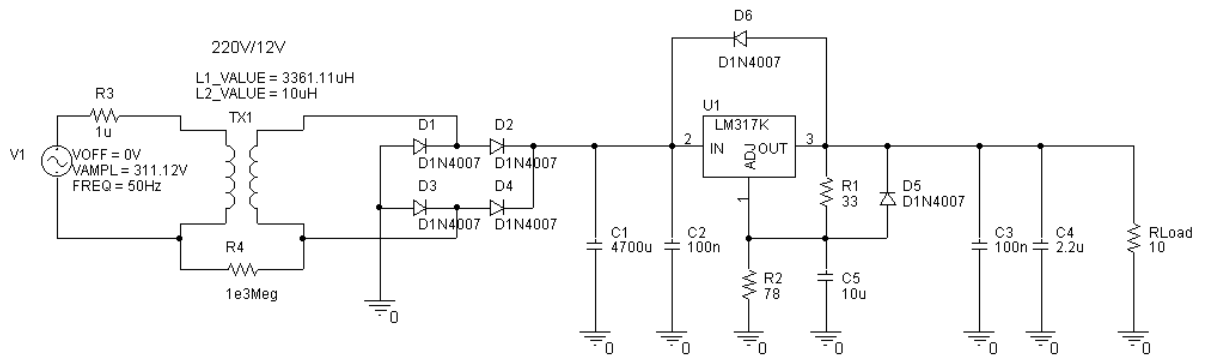
$$R_1 = \frac{V_{xx}}{5 \cdot I_q}$$

$$R_2 = \frac{V_{Out} - V_{xx}}{6 \cdot I_q}$$

La tensión de salida viene definida por

$$V_{Out} = V_{xx} + R_2 (I_q + I_{R1}) = V_{xx} + R_2 \left( I_q + \frac{V_{xx}}{R_1} \right)$$

$$V_{Out} = V_{xx} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + R_2 I_q$$



El fabricante aconseja que el valor de  $R_1$  no sea inferior a  $120\Omega$ .

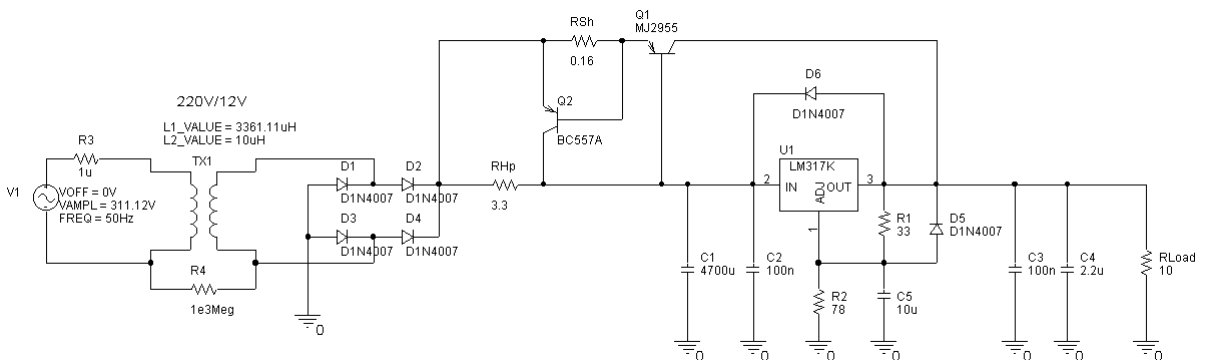
### Fuente regulada de salida fija reforzada

Reglas de diseño:

$$R_{Hp} = \frac{0.9}{I_{Reg}}$$

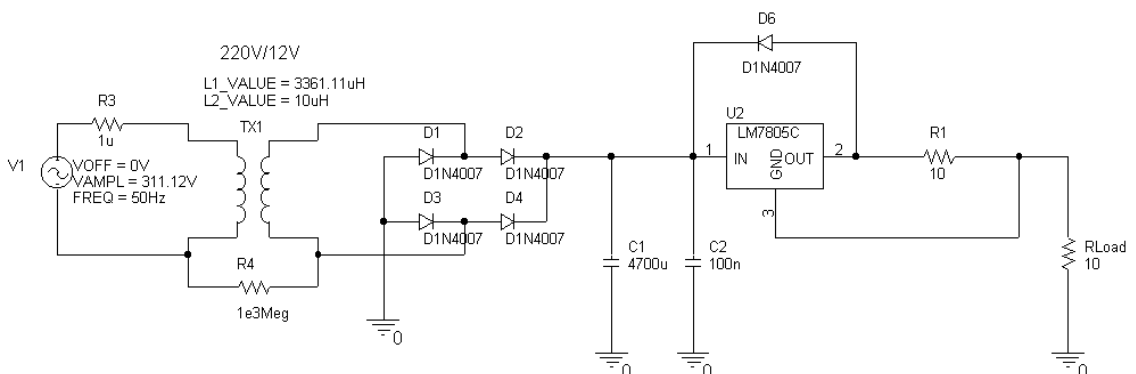
$$I_{Reg} = \frac{I_{Out}}{\beta}$$

$$R_{Sh} = \frac{0.8}{I_{Out}}$$

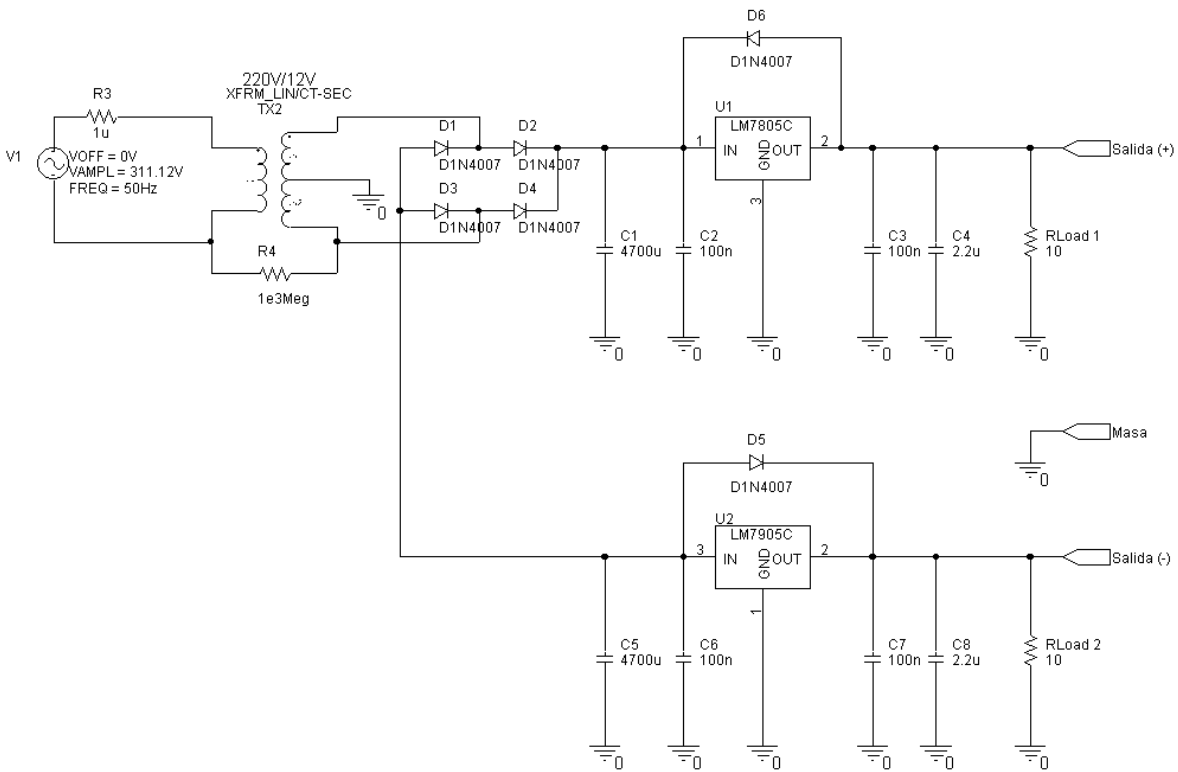


### Fuente de corriente constante

$$I_{Out} = \frac{V_{XX}}{R_I} + I_q$$

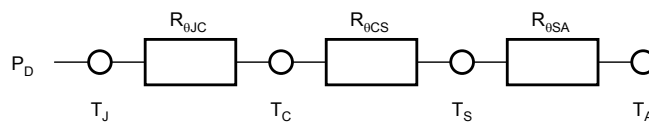


### Fuente regulada simétrica

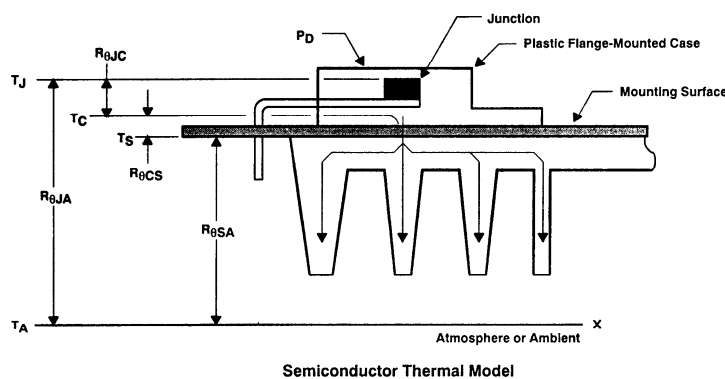


### 6. INTRODUCCIÓN AL CÁLCULO DE DISIPADORES

Una forma de interpretar el modelo de disipación térmica es el de una red de resistencias en serie como se muestra en la siguiente figura. La analogía se hace mediante la comparación entre el circuito térmico y el eléctrico. Es decir, ampliando la Ley de Ohm para los circuitos térmicos, la temperatura es análoga a la tensión y la resistencia térmica a la resistencia eléctrica.



#### Convección natural



$$T_J = T_A + P_D (R_{\theta JC} + R_{\theta CS} + R_{\theta SA})$$

Con disipador

$$T_J = T_A + P_D (R_{\theta JA})$$

Sin disipador

$T_J$  = Temperatura de la unión en °C

$T_A$  = Temperatura del ambiente en °C

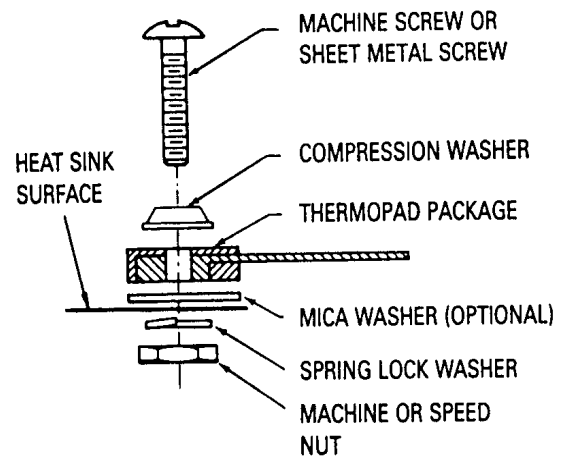
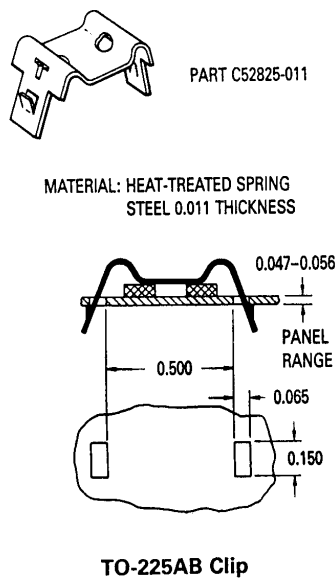
$P_D$  = Potencia disipada por el dispositivo semiconductor en W

$R_{\theta JC}$  = Resistencia térmica "Junction-Case" en °C/W

$R_{\theta CS}$  = Resistencia térmica "Case heat-Sink" en °C/W

$R_{\theta SA}$  = Resistencia térmica "heat Sink-Ambient" en °C/W

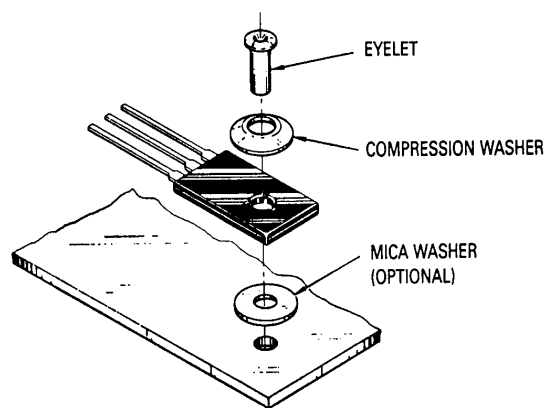
$R_{\theta JA}$  = Resistencia térmica "Junction-Ambient" en °C/W



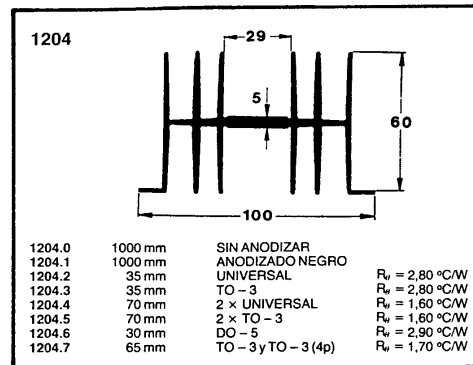
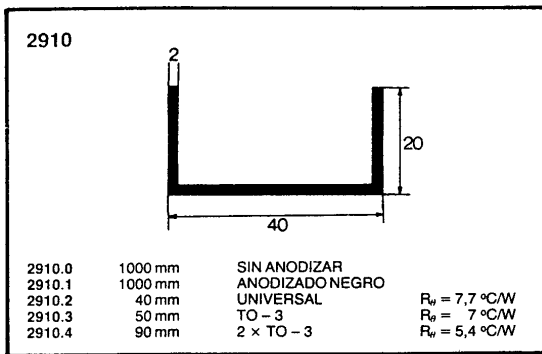
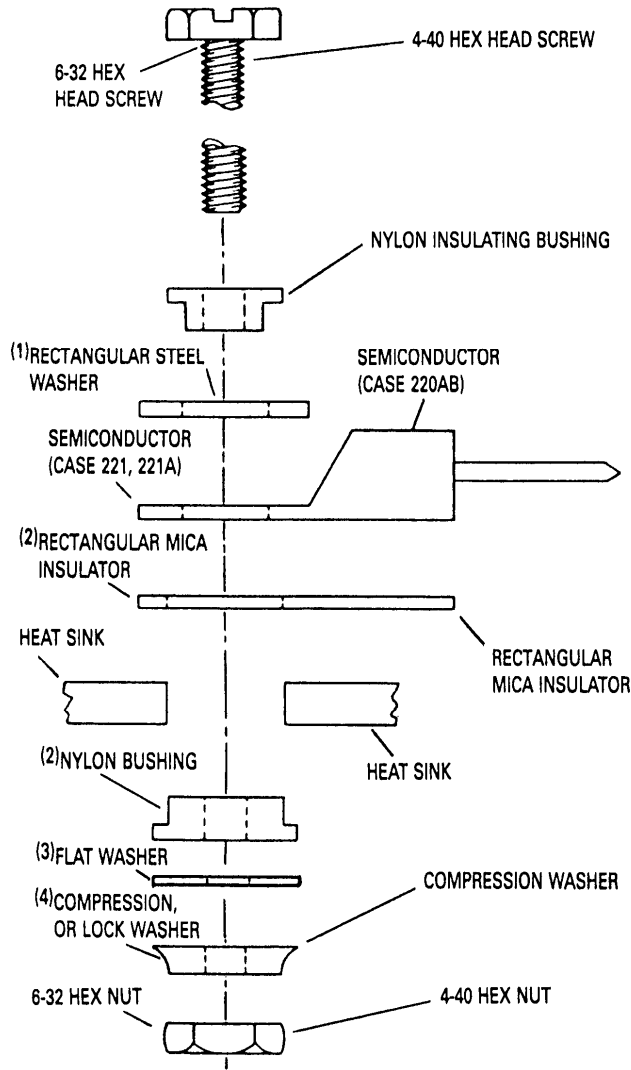
**Machine Screw Mounting**

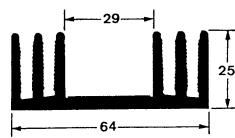
Encapsulado	Metal-Metal	Metal-Metal con silicona	Arandela de mica y Silicona
TO-3	0.52°C/W	0.14°C/W	0.36°C/W
TO-220	1.1°C/W	1°C/W	1.7°C/W

Tabla 1.8:  $R_{\theta CS}$  para diferentes encapsulados y condiciones de montaje

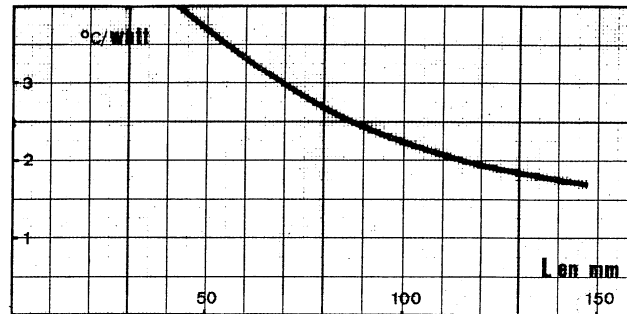


**Eyelet Mounting**





TIPO	LONGITUD
M1/0	1.000 mm.
M1/50	50 mm.
M1/70	70 mm.
M1/100	100 mm.
M1/120	120 mm.



### Convección forzada

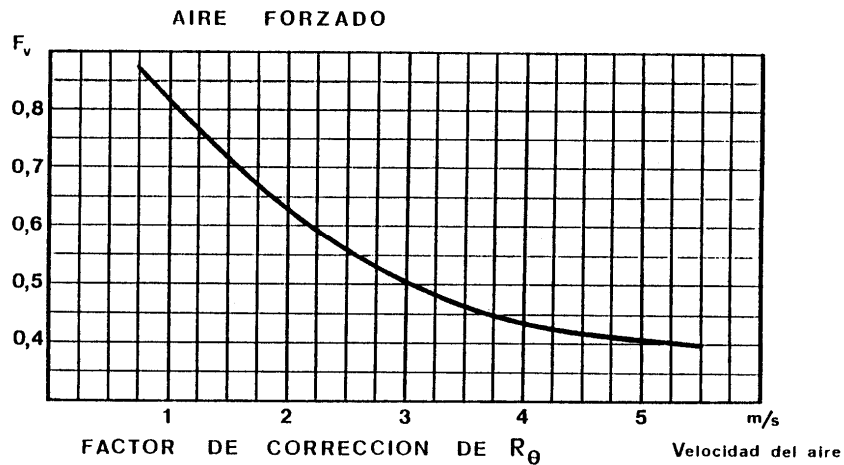
Si necesitamos forzar una circulación de aire para mejorar las características de disipación de nuestro disipador, deberemos utilizar la siguiente ecuación

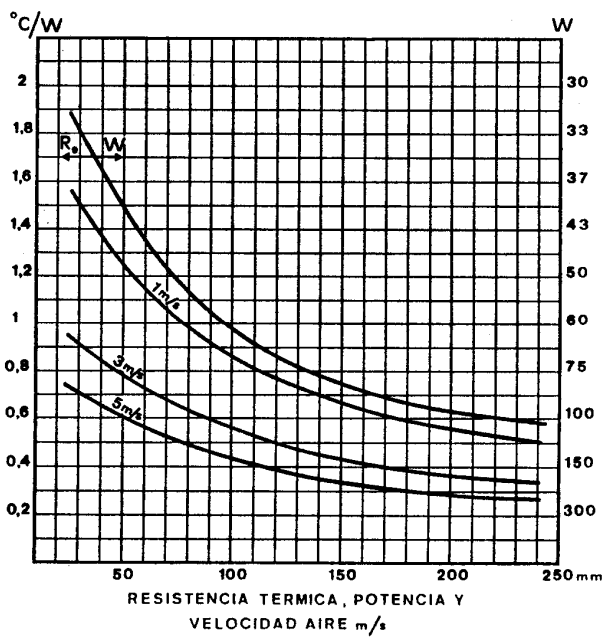
$$R'_\theta = R_\theta \cdot F_v \cdot F_f$$

$R'_\theta$  = Capacidad de disipación al añadir convección forzada

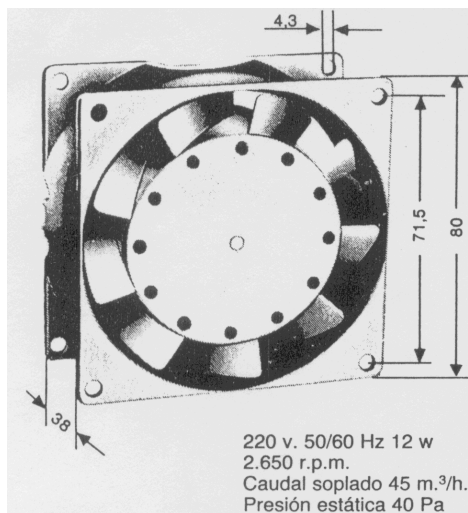
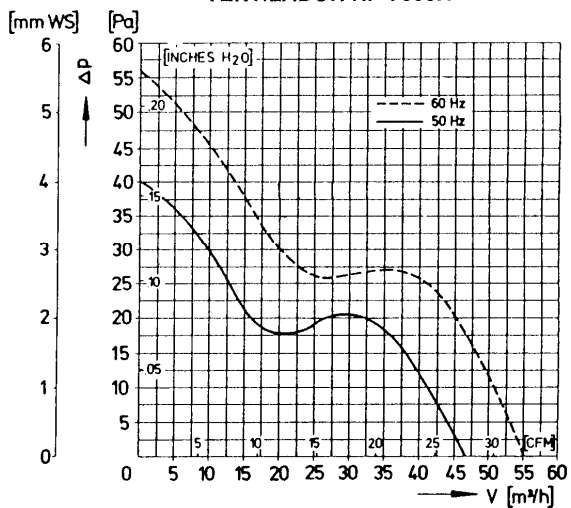
$F_v$  = Factor de velocidad

$F_f$  = Factor de forma (Dependiente del tipo de disipador)

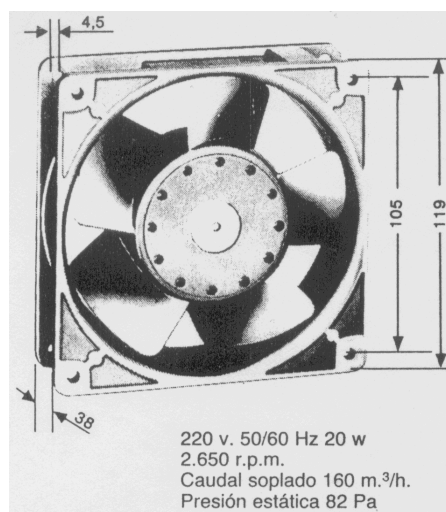
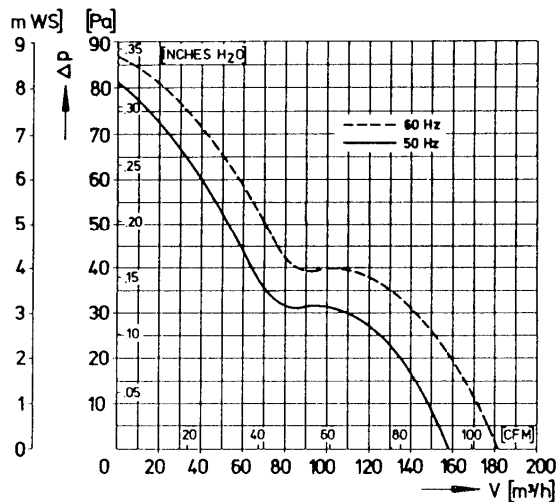




VENTILADOR N.º 7005.1



VENTILADOR N.º 7005.0





## 7. BIBLIOGRAFÍA

1. J. Millman, A. Grabel, *Microelectrónica*, Ed. Hispano Europea, 1993, ISBN: 84-255-0885-1.
2. N.R. Malik, *Circuitos Electrónicos. Análisis, simulación y diseño*, Ed. Prentice Hall, 1998, ISBN: 84-89660-03-4.
3. M.H. Rashid, *Circuitos Microelectrónicos. Análisis y Diseño*, Ed. International Thomson Editores, 2000, ISBN: 968-7529-79-2
4. A.R. Hambley, *Electrónica*, Ed. Prentice Hall, 2000, ISBN: 84-205-2999-0.
5. G. Iglesias, *Teoría y práctica de la electrónica: más de 350 problemas resueltos*, Ed. CEAC, 1996.
6. A. Zorzano Martínez, *Problemas de electrónica analógica*, Servicio de publicaciones de la Universidad de La Rioja, 1999, ISBN 84-88713-96-7.