

TEMA 11

Reguladores de tensión

11.1.- Introducción

Todos los circuitos electrónicos requieren una o más fuentes de tensión estable de continua. Las fuentes de alimentación sencillas construidas con un transformador, un rectificador y un filtro (fuentes de alimentación no reguladas) no proporcionan una calidad suficiente porque sus tensiones de salida cambian con la corriente que circula por la carga y con la tensión de la línea, y además presentan una cantidad significativa de rizado a la frecuencia de la red. Por ello, no son generalmente adecuadas para la mayoría de las aplicaciones.

En la figura 11.1 se presenta el diagrama de bloques típico de una fuente de alimentación regulada. La entrada es un transformador conectado a la red eléctrica (220V, 50Hz) con objeto de reducir su amplitud. Un rectificador de diodos rectifica la señal la cual es filtrada (generalmente a través de un condensador) para producir una señal de salida DC no regulada. El regulador de tensión proporciona una salida mucho más regulada y estable para alimentar a una carga.

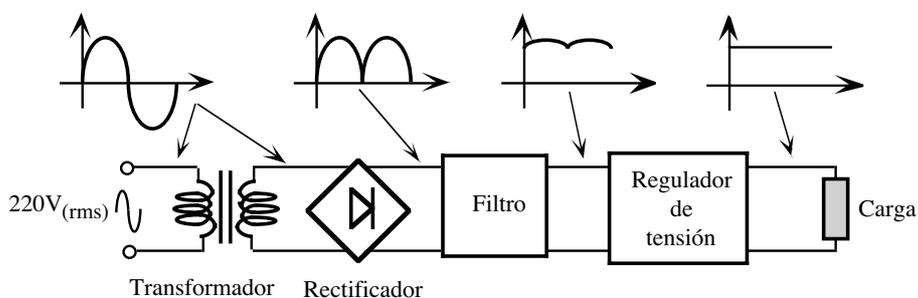


Figura 11.1. Diagrama de bloques de una fuente de alimentación regulada.

La función de un regulador de tensión es proporcionar una tensión estable y bien especificada para alimentar otros circuitos a partir de una fuente de alimentación de entrada de poca calidad; después del amplificador operacional, el regulador de tensión es probablemente el circuito integrado más extensamente usado. Además, deben ser capaces de proporcionar corrientes de salida desde unas cuantas decenas de miliamperios, en el caso de reguladores pequeños, hasta varios amperios, para reguladores grandes. Los reguladores de tensión se clasifican en:

- Reguladores en serie o lineales.* Controlan la tensión de salida ajustando continuamente la caída de tensión en un transistor de potencia conectado en serie entre la entrada no regulada y la carga. Puesto que el transistor debe conducir corriente continuamente, opera en su región activa o lineal. Aunque son más sencillos de utilizar que los reguladores de conmutación, tienden a ser muy

ineficientes debido a la potencia consumida por el elemento en serie. Su eficiencia es alrededor del 20% y solamente resultan eficaces para baja potencia ($< 5 \text{ W}$).

- b) *Reguladores de conmutación*. Utilizan un transistor de potencia como conmutador de alta frecuencia, de tal manera que la energía se transfiere desde la entrada a la carga en paquetes discretos. Los pulsos de intensidad se convierten después a una corriente continua mediante un filtro inductivo y capacitivo. Puesto que, cuando opera como conmutador, el transistor consume menos potencia que en su región lineal, estos reguladores son más eficientes (hasta el 80%) que los lineales; además, son más pequeños y ligeros. Estos reguladores se pueden diseñar para operar directamente sobre la tensión de la red rectificadas y filtradas, eliminando la necesidad de utilizar transformadores voluminosos. El precio que se paga por estas ventajas es una mayor complejidad del circuito y un mayor ruido de rizado. Los reguladores de conmutación se utilizan especialmente en sistemas digitales, donde a menudo es mucho más importante una alta eficiencia y un peso bajo que un rizado de salida pequeño.

La tendencia actual en el diseño de fuentes de alimentación de varias salidas es utilizar reguladores de conmutación para aprovechar sus ventajas y utilizar después reguladores en serie para conseguir tensiones más limpias y mejor reguladas.

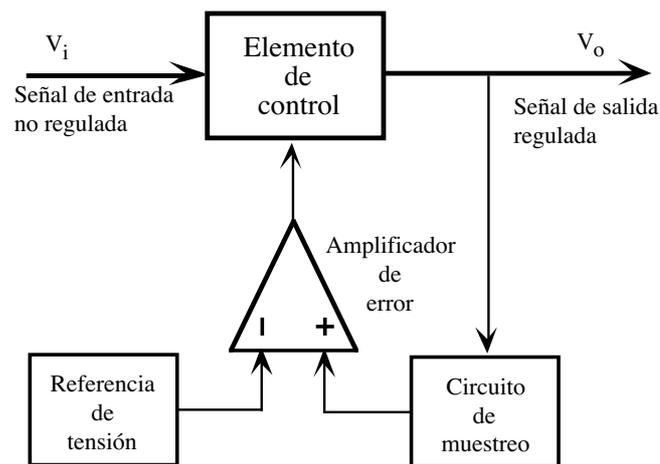


Figura 11.2. Diagrama de bloques de un regulador de tensión lineal.

11.2.- Reguladores de tensión con componentes discretos

Un regulador de tensión está constituido por una serie de bloques funcionales que permiten estabilizar la tensión de salida. La figura 11.2 muestra el diagrama de bloques de este circuito formado por: referencia de tensión, circuito de muestreo, amplificador de error y elemento de control. Una variación de la tensión de salida (V_o) es detectada por el amplificador de error al comparar la referencia de tensión y el circuito de muestreo. Este amplificador opera sobre el elemento control en serie para restaurar la V_o .

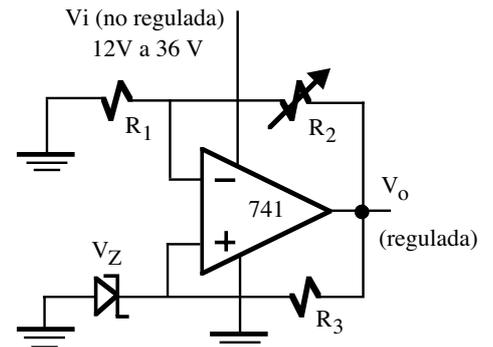
11.2.1.- Referencias de tensión

Una referencia de tensión constituye una parte fundamental de los reguladores de tensión al proporcionar

una tensión de continua, muy precisa y estable con la temperatura y con el tiempo. Requerimientos típicos de estabilidad térmica son del orden de 100 ppm/°C o mejor. Para minimizar los errores debidos al autocalentamiento, las referencias de tensión proporcionan una corriente de salida moderada, típicamente en el rango de unos pocos mA. Las técnicas de compensación aplicadas a las referencias semiconductoras permiten conseguir coeficientes de temperatura de 1 ppm/°C o menores. Estas técnicas se utilizan también en el diseño de transductores de temperatura.

Las referencias de tensión están basados en diodos Zener y transistores bipolares o de salto de banda ("bandgap").

Un diodo Zener es el dispositivo más barato y simple para obtener una tensión de referencia más o menos estable. Sin embargo, hay que adaptarse a los valores de tensiones Zener presentes en el mercado (5.6 V, 6.2V, 6.8 V,...), presenta fuerte deriva térmica y el ruido, especialmente ruido de avalancha, es muy elevado. Las limitaciones del diodo Zener pueden ser resueltas en parte con la ayuda de un OA resultando un circuito con características de autorregulación. En la figura 11.2, la configuración no-inversora del OA 741 permite ajustar la tensión de salida variando R₂.



$$V_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_Z$$

Figura 11.2. Referencia de tensión autoregulada.

Basado en esta estructura, el circuito monolítico REF102 (figura 11.3.a) de Burr-Brown es un ejemplo típico de un referencia de tensión de 10 V compensado térmicamente que utiliza un diodo Zener de V_Z=8.2V. La corriente máxima de salida es de 10 mA. La tensión de salida viene definida por la siguiente ecuación:

$$V_o = \left(1 + \frac{R_3}{R_1 + R_2}\right) V_Z = \left(1 + \frac{8k\Omega}{14k\Omega + 22k\Omega}\right) 8.2V = 10V \tag{11.1}$$

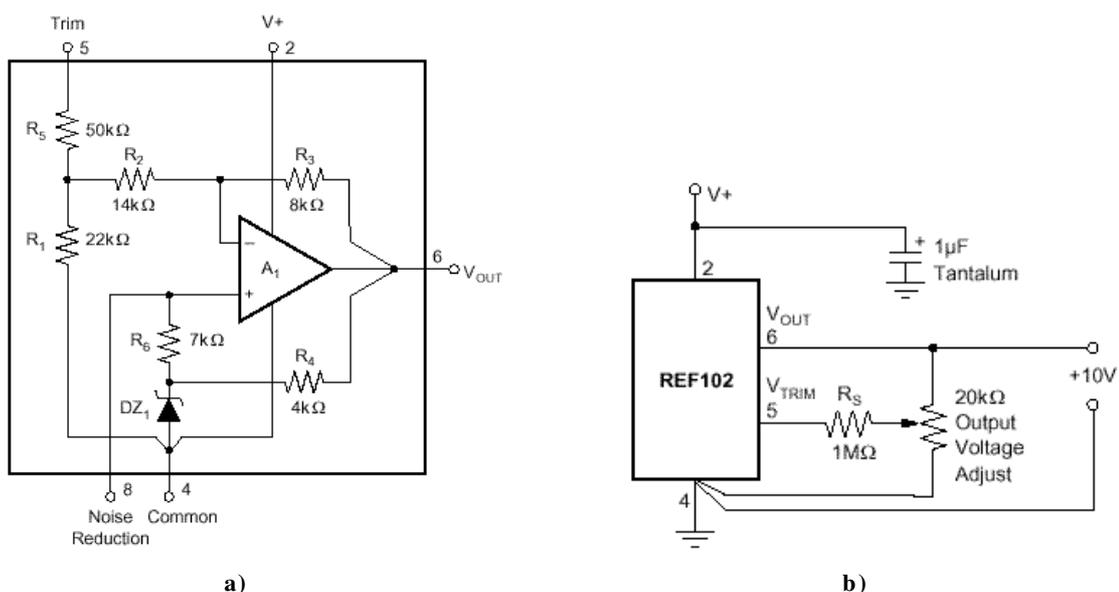


Figura 11.3. a) Referencia de tensión REF102 de 10 V (Burr-Brown). b) Aplicación típica.

Una aplicación típica de este circuito se presenta en la figura 11.3.b. Una vez ajustado la tensión de salida a 10 V a través de la resistencia $R_S=1M\Omega$ conectado al terminal 5 (V_{TRIM}) y el potenciómetro de 20k Ω , su compensación térmica asegura una variación máxima de 0.7mV en la tensión de salida para una variación de 0° a 70° de temperatura. Otros ejemplos de circuitos referencia de tensión monolíticos compensados térmicamente son el LM329 (National Semiconductor), el LM3999 de 6.95 V (National Semiconductor) y el LTZ100 (Linear Technology).

Los referencia de tensión basados en diodos Zener tienen valores a partir de 6 a 7 V que requieren en los referencias de tensión monolíticos tensiones de alimentación de al menos 10 V. Esto puede ser un inconveniente en sistemas alimentados con tensiones más bajas, tales como 5V. Este problema se soluciona utilizando las referencias de tensión "bandgap". Las referencias de tensión "bandgap" operan compensando el coeficiente de temperatura negativo de una tensión base-emisor, V_{BE} , con el coeficiente de temperatura positivo de la tensión térmica V_T . Analog Devices desarrolló una configuración "bandgap" constituida por dos transistores de diferente área muy estable con la temperatura, que utiliza dos transistores de áreas de emisor distintas. En la figura 11.4 se presenta el esquema de este circuito. Q_1 tiene un área de emisor n veces mayor que la de Q_2 de forma que $I_{S1}=nI_{S2}$. La tensión de salida V_{REF} es

$$V_{REF} = V_{BE2} + 2V_T \frac{R_2}{R_1} \ln(n) \tag{11.2}$$

En la figura 11.5 se presenta el diagrama circuital de un referencia de tensión LM385 (National Semiconductor) de 2.5V para aplicaciones de micropotencia que utiliza la configuración "band-gap". La corriente de polarización varía de 20 μ A a 20mA y su resistencia dinámica es de 0.4 Ω . Otros referencias de tensión son el AD580/581/584 de Analog Devices, el MC1403/04 de Motorola y REF-01/-02/-05/-10 de Precision Monolithics.

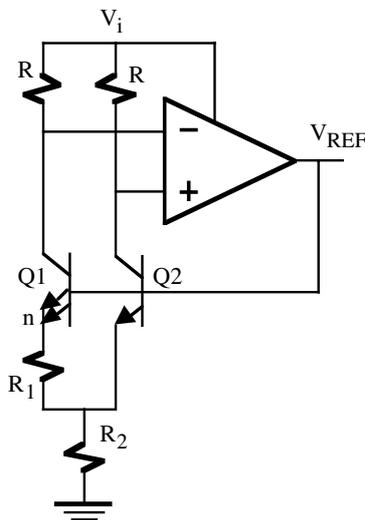


Figura 11.4. Referencia de tensión basado en una configuración "bandgap".

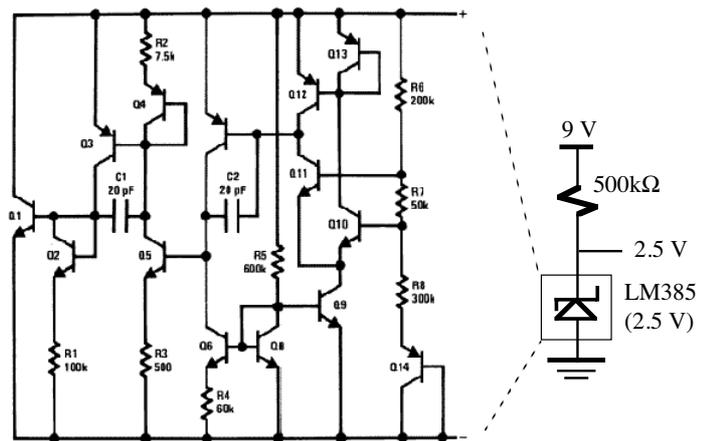


Figura 11.5. Diagrama del referencia de tensión "bandgap" LM385 de 2.5 V y una aplicación típica.

11.2.2.- Regulación de tensión en serie

El circuito de la figura 11.6.a es un sencillo regulador de tensión construido mediante un transistor bipolar,

como elemento de control, y un referencia de tensión que proporciona la tensión de referencia y controla a ese transistor. El funcionamiento de este circuito es el siguiente: si la tensión de salida (V_o) decrece, aumenta la tensión V_{BE} del transistor e incrementa su corriente lo que permite restaurar la tensión de salida. Por el contrario, si V_o aumenta, la disminución en la tensión V_{BE} hace disminuir a su vez la corriente del transistor cuyo efecto es intentar reducir la tensión de salida hasta restaurar V_o al valor deseado.

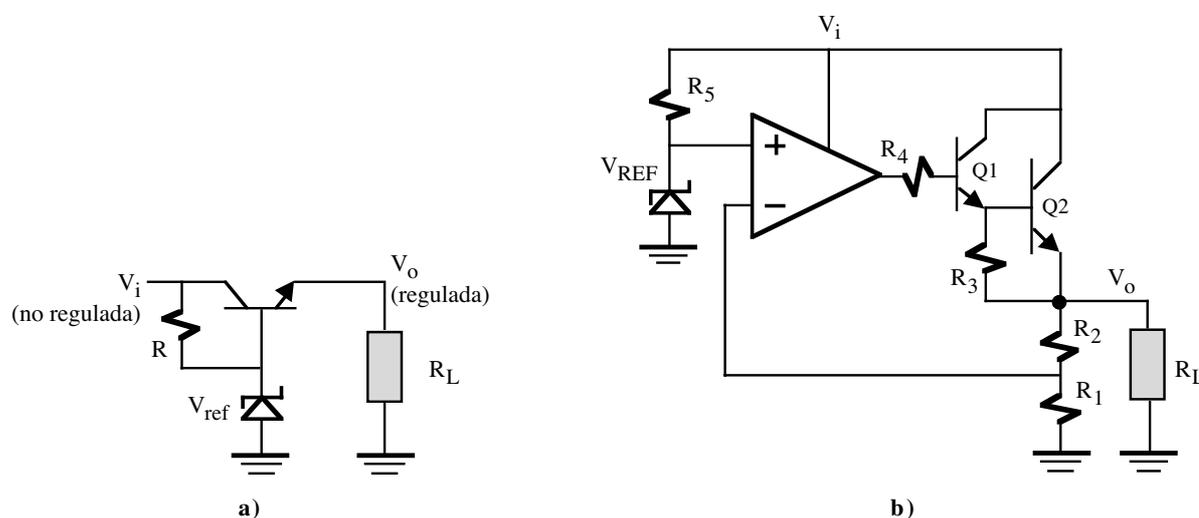


Figura 11.6. a) Regulador de tensión simple en serie. b) Regulador de tensión en serie basado en un OA.

Una versión mejorada de este regulador y que se adapta al diagrama de bloques de la figura 11.2 se presenta en la figura 11.6.b. Está constituido por un referencia de tensión y un OA que controla al Darlington (Q_1 y Q_2) de potencia de salida. Los transistores de potencia tienen una $V_{BE(on)} \approx 1V$ y el valor de h_{FE} es generalmente mucho menor que los transistores BJT de baja potencia (a veces tan baja como 10). Por esta razón, el elemento de regulación en serie se implementa generalmente con un par Darlington que ofrece una ganancia en intensidad alta, típicamente de 1000 o más. En este circuito, el OA actúa como amplificador de error comparando la tensión de referencia (V_{REF}) obtenida a partir de un referencia de tensión con la obtenida a través de la red de realimentación formada por un R_1 y R_2 . Como en un OA ideal, $V_n = V_p$, la tensión de salida de este circuito es

$$V_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) V_{REF} \quad (11.3)$$

11.2.3.- Circuitos de protección

Los reguladores están equipados con un circuito de protección cuyo propósito es limitar la corriente del elemento en serie (o incluso anularla). Los circuitos de protección se diseñan para estar inactivos bajo condiciones de operación normal y activarse tan pronto como se intente exceder el correspondiente límite de seguridad. El propósito del circuito de protección contra sobrecarga es evitar que la corriente que circula por el transistor en serie exceda un nivel de seguridad predeterminado, como sucedería, por ejemplo, en el caso de cortocircuitar la salida.

La primera técnica, en su forma más simple, se implementa con otro transistor (Q_2) y una resistencia (R_{SC}) según se indica en la figura 11.7.a. La función de R_{SC} es chequear el valor de I_{E1} y desarrollar una caída de

tensión de valor suficiente para hacer que el transistor de vigilancia Q_2 conduzca cuando I_{E1} alcance un nivel predeterminado de seguridad, $I_{E1(max)}=I_{SC}$ (figura 11.7.b). Esto se consigue imponiendo la condición

$$I_o(max) = I_{SC} = \frac{V_{BE}}{R_{SC}} \tag{11.4}$$

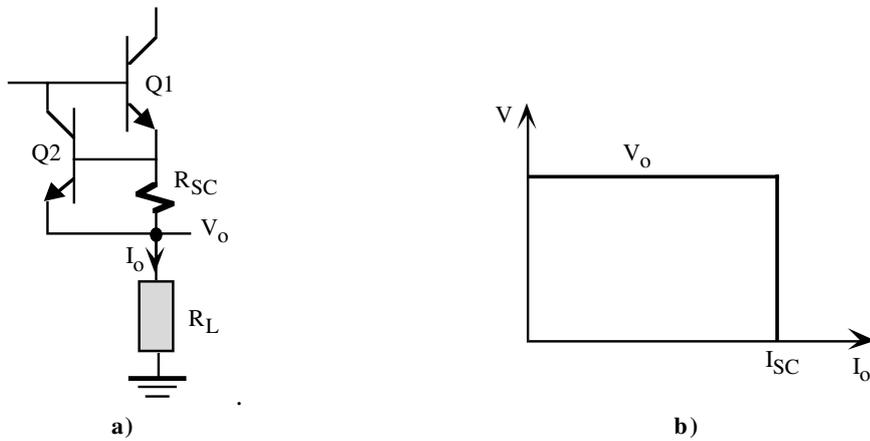


Figura 11.7. a) Circuito de protección simple y b) su curva de limitación de corriente.

Incluso con este circuito de limitación de corriente, el transistor en serie se puede calentar excesivamente bajo condiciones de cortocircuito de larga duración. Por ello, se utiliza también la segunda técnica de protección contra sobrecarga, denominada limitación de corriente foldback basado en el circuito descrito en la figura 11.8.a. La idea de la limitación foldback es reducir la corriente y la tensión de la carga cuando ocurren las condiciones de sobrecarga. En la figura 11.8.b se muestra la característica V_o-I_o típica de una fuente de alimentación con limitación *foldback*. Una vez que se alcanza la corriente de carga máxima (I_{FB}), el voltaje de salida disminuye y la corriente de la carga se reduce. Esto reduce la disipación de potencia del regulador y del resto de los componentes de la fuente de alimentación.

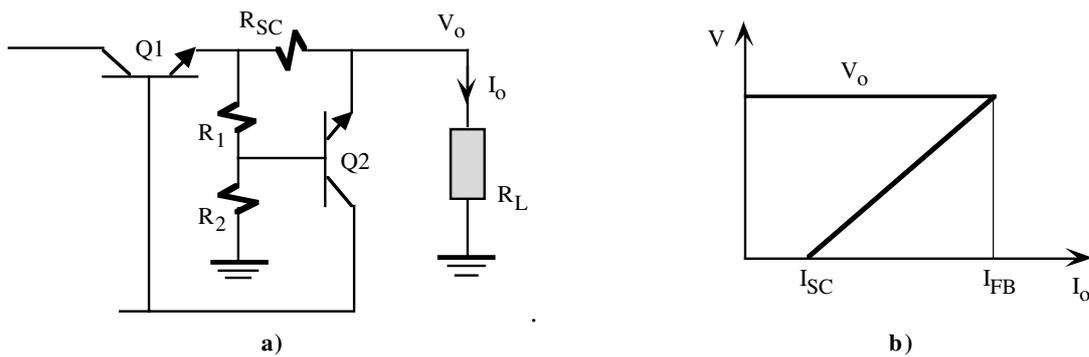


Figura 11.8. a) Circuito de protección de corriente “foldback” y b) su curva de limitación de corriente.

Bajo condiciones normales de carga, R_1 , R_2 y Q_2 no tienen efecto en la operación del circuito. Bajo condiciones de sobrecarga, la caída de tensión en R_{SC} hará que Q_2 conduzca, robando corriente de base a Q_1 y produciendo una disminución en la tensión de salida. La disminución de V_o reduce aún más la caída de tensión en R_1 , haciendo que Q_2 se sature y reduciendo aún más la corriente y la tensión de la carga. Las intensidades I_{FB} e I_{SC} están dadas por las siguientes ecuaciones

$$I_{FB} = V_o \frac{R_1}{R_2 R_{SC}} + V_{BE} \frac{R_1 + R_2}{R_2 R_{SC}}$$

$$I_{SC} = \frac{V_{BE}}{R_{SC}} \left(\frac{R_1 + R_2}{R_2} \right) \quad (11.5)$$

La corriente de cortocircuito no debe ser muy pequeña; una buena elección es $I_{SC} \approx I_{FB}/3$. Las fuentes con limitación foldback se usan generalmente en aplicaciones de alta corriente.

11.3.- Reguladores de tensión monolíticos

Los reguladores de tensión monolíticos comprenden a una gran variedad de CIs. Contienen una referencia de tensión, un amplificador-comparador de error, dispositivos de control y circuitería de protección, todo ello en un simple circuito monolítico. Proporcionan una tensión de salida fija positiva (reguladores de tensión positivos), fija negativa (reguladores de tensión negativos) o ajustable a través de potenciómetros.

11.3.1.- Reguladores de tensión fija tri-terminal

Los reguladores de tensión típicos de tres terminales tienen un terminal para la entrada no regulada (IN), la salida regulada (OUT) y tierra (COMMON) y están ajustados para proporcionar una tensión de salida constante tal como +5V o +15 o -15V. Dentro de esta categoría se encuentra la serie $\mu A78XX$ (positivos) o $\mu A79XX$ (negativos) de Fairchild. Los dos últimos dígitos indicados por XX indican la tensión de salida y pueden ser 05, 06, 08, 12, 15, 18 y 24 V. Las versiones de baja potencia son accesibles en encapsulados de plástico y las de mayor potencia en encapsulados tipo TO-03 y TO-220 metálicos con corrientes de salida superiores a 1 A. Otros ejemplos de reguladores son el LM340 y LM320 de National Semiconductor, serie MC79XX de Motorola y el LT1003 de Linear Technology, éste último proporciona 5V y 5A de salida.

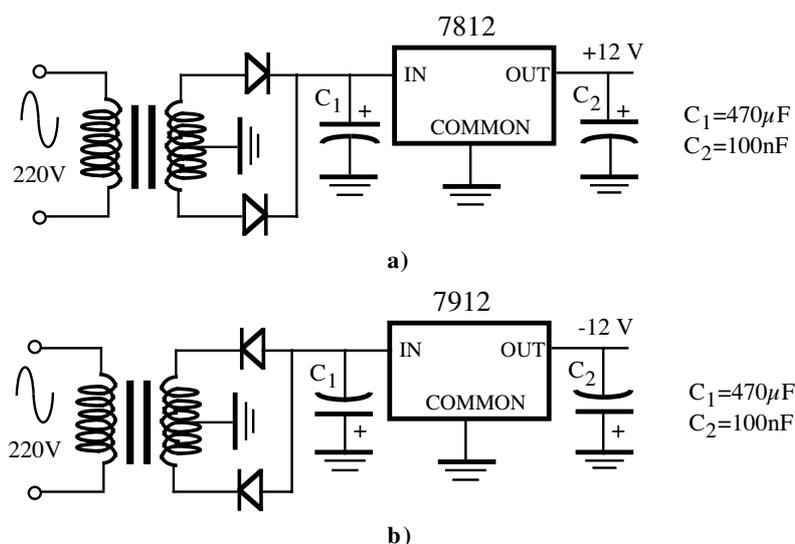


Figura 11.9. Fuente de alimentación basado en el regulador de tensión a) positivo $\mu A7812$ y b) negativo $\mu A7912$.

Las figuras 11.9.a y 11.9.b describen dos ejemplos de utilización del regulador de tensión fija $\mu A7812$ y $\mu A7912$ para obtener tensiones de salida reguladas de +12 V y -12 V, respectivamente. Los condensadores C_1 y C_2 mejoran la respuesta transitoria del regulador. Cuando el regulador se encuentra a cierta distancia del

rectificador, C_1 se desdobra en dos, uno conectado a la salida de los diodos y otro conectado a la entrada del regulador (valor de 0.1 a $1\mu\text{F}$) para evitar oscilaciones no deseadas.

11.3.2.- Reguladores de tensión ajustable tri-terminal

Los reguladores ajustables de tres terminales permiten ajustar la tensión de salida a partir de resistencias externas conectadas al terminal denominado ADJUSTMENT o ADJ. Uno de los más populares productos de este tipo es el LM317 (positivo) y LM337 (negativo) de National Semiconductor capaces de proporcionar hasta 1.5 A de corriente de salida. Otros ejemplos de reguladores de tensión ajustables tri-terminal son: LM338 de National Semiconductor cuya corriente de salida alcanza los 5 A, LT1038 de Linear Technology y LM396 de 10 A de National Semiconductor.

En la figura 11.10 se presenta una aplicación típica del LM317. El LM317 posee internamente una referencia de tensión tipo “bangap” que proporciona una $V_{REF}=1.25\text{ V}$ (typ) entre los terminales OUT y ADJ y está polarizado por una fuente de corriente estable de $I_{ADJ}=65\mu\text{A}$ (typ). Analizando este circuito fácilmente se comprueba que

$$V_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)V_{REF} + I_{ADJ}R_2 \tag{11.6}$$

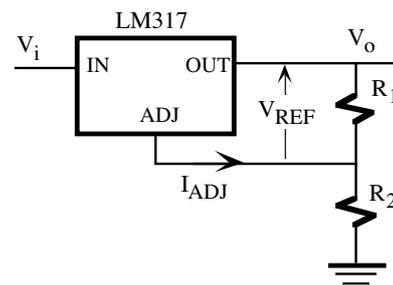


Figura 11.10. Aplicación del LM317.

Una buena aproximación es considerar que la corriente I_{ADJ} ($65\mu\text{A}$) es muy inferior a las corrientes (mA) que circulan por las resistencias R_1 y R_2 . Luego, la ecuación 11.6 se transforma en

$$V_o \cong \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)V_{REF} \tag{11.7}$$

Variando R_2 , V_o puede ser ajustado a cualquier valor dentro del rango $1.25\text{V} \leq V_o \leq 30\text{V}$.

Los reguladores de tensión duales (*dual tracking regulators*) proporcionan doble tensión de salida idóneas para alimentar OAs, convertidores, etc. Las dos tensiones de salida son de igual magnitud y polaridad opuesta que mantiene su simetría para diferentes requerimientos de carga. Un ejemplo es el popular RC4195 de Raytheon (RC4194 es la versión ajustable) con una tensión de salida de $\pm 15\text{ V}$.

11.3.3.- Especificaciones de los reguladores de tensión

A continuación se describen algunas especificaciones de los reguladores de tensión que aparecen en las hojas de características:

- *Regulación de línea (line regulation)*. La regulación de línea es una medida de la capacidad del circuito para mantener la tensión de salida bajo condiciones de variación de la entrada. En el caso de reguladores de tensión, la entrada se obtiene generalmente a partir de la señal de la red y tiene un rizado significativo. Si la tensión de entrada de baja calidad es V_i y la tensión de salida estabilizada es V_o , la regulación de línea (Reg_{line}) se define como:

$$\text{Reg}_{\text{line}} = \frac{\Delta V_o}{\Delta V_i} \quad (\text{mV/V}) \quad \text{o} \quad \text{Reg}_{\text{line}} = \frac{\Delta V_o}{V_o} \quad (\%/V) \quad (11.8)$$

• *Regulación de carga (load regulation)*. La regulación de carga es una medida de la capacidad del circuito para mantener la tensión de salida aunque cambie la corriente I_L absorbida por la carga. Si el circuito fuera una fuente de tensión ideal, su salida debería ser independiente de I_L . Por tanto, la regulación de la carga está directamente relacionada con la resistencia de salida equivalente del circuito. La regulación de carga (Reg_{load}) se define como:

$$\text{Reg}_{\text{load}} = \frac{V_{\text{NL}} - V_{\text{FL}}}{\Delta I_L} \quad (\text{mV/mA} \quad \text{mV/A}) \quad \text{o} \quad \text{Reg}_{\text{load}} = \frac{\frac{V_{\text{NL}} - V_{\text{FL}}}{V_{\text{NL}}}}{\Delta I_L} \quad (\%/ \text{mA} \quad \%/A) \quad (11.9)$$

donde V_{NL} es la tensión de salida sin carga y V_{FL} es la tensión de salida a máxima carga.

• *Tensión de referencia (reference voltage)*. Tensión de referencia del regulador utilizada para ajustar la tensión de salida.

• *Corriente de ajuste (adjustment pin current)*. Corriente de salida por el terminal ADJUSTMENT.

• *Corriente de salida mínima (minimum output current)*. Corriente mínima de salida por el terminal OUT. Esta corriente debe ser asegurada para el correcto funcionamiento del regulador de tensión.

• *Corriente de salida máxima (current limit)*. Máxima corriente de salida que puede proporcionar el regulador antes que se active el circuito de protección.

• *Tensión "Dropout" (dropout voltage)*. El voltaje de "dropout" es la mínima diferencia de tensión entre la entrada y la salida dentro de la cual el circuito es todavía capaz de regular la salida dentro de las especificaciones. Así, por ejemplo, para $I_L=1A$, el $\mu A7805$ tiene un voltaje de "dropout" de 2V (typ), 2.5V (max). Esto significa que para una salida garantizada de 5V, V_i debe ser mayor que 7.5V. Los siguientes reguladores tienen un "dropout" de 0.6V: L487 y L4700 (SGS), LM2931 y LM2935 (National Semiconductor) y LT1020 (Linear Technology).

• *Tensión máxima diferencial entrada-salida (Input-Output Voltage Differential)*. Los reguladores de tensión tienen limitado el máximo de tensiones de entrada y salida con que pueden operar. Por ejemplo, el LM117 tiene una tensión diferencial entrada-salida (*Input-Output Voltage Differential*) máxima $V_i - V_o = 40V$. Esto significa que si $V_o = 1.25V$, la tensión de entrada V_i no debe superar los 41.25V.

11.4.- Reguladores de conmutación y convertidores DC-DC

En los reguladores de conmutación, el elemento regulador es un transistor que está constantemente conmutando entre corte y saturación. En estas regiones de operación, el transistor disipa muy poca potencia (típicamente menos de 1mW en corte y menos de 1W en saturación). Debido a este modo de operación, los

reguladores de conmutación son bastante eficientes (a menudo alcanzan el 80% de eficiencia), especialmente cuando las diferencias entre la entrada y la salida son altas.

Además, los reguladores de conmutación pueden generar tensiones de salida mayores que la entrada no regulada y tensiones de salida de polaridad opuesta a la entrada. Otra ventaja que tienen las fuentes de alimentación conmutadas (*switchers*) es que se pueden conectar directamente a la tensión de la línea rectificada y filtrada, sin que sea necesario un transformador de potencia de alterna, dando lugar a las fuentes conmutadas conectadas a la línea (*line-powered switching supplies*). El resultado es una fuente de continua pequeña, ligera y además funcionan a menor temperatura debido a su mayor eficiencia. Por estas razones, las fuentes conmutadas se utilizan casi universalmente en computadores y en instrumentos portátiles.

Los principales problemas que tienen las fuentes conmutadas son el ruido de conmutación presente en la salida y el costo. En los reguladores de conmutación (figura 11.11), un transistor que funciona como conmutador aplica periódicamente toda la tensión no regulada a una autoinducción durante intervalos cortos. La corriente de la autoinducción crece durante cada pulso, almacenando una energía ($1/2LI^2$) que se transfiere a un filtro capacitivo a la salida. Igual que en los reguladores lineales, se compara la salida con una tensión de referencia, pero en los reguladores de conmutación la salida se controla cambiando la anchura de pulso del oscilador en vez de controlando linealmente la tensión de base.

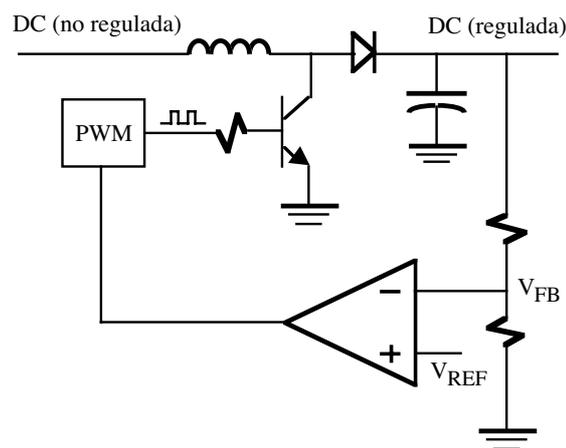


Figura 11.11. Regulador de tensión conmutada.

El corazón del regulador de conmutación es un oscilador PWM (modulación por anchura de pulsos) en donde la anchura de pulso es controlada por tensión. La salida del PWM conmuta un transistor entre corte y saturación, con un ciclo útil (*duty cycle*) que se controla con la diferencia entre la tensión de realimentación V_{FB} y V_{REF} . Básicamente, si $V_{FB} > V_{REF}$, el ciclo útil del PWM disminuye hasta que $V_{FB} = V_{REF}$; por el contrario, si $V_{FB} < V_{REF}$, el ciclo útil del PWM aumenta. Por tanto, el voltaje de salida es proporcional al ciclo útil del PWM. Frecuencias típicas para el PWM están en el rango de 1kHz a 200kHz. Debido a las altas frecuencias que se utilizan, los componentes del filtro pueden ser relativamente pequeños y aún así consiguen una excelente reducción del rizado. La mayoría de los reguladores de conmutación modernos emplean FETs VMOS y DMOS de potencia como elemento de conmutación para conseguir una mayor velocidad de operación.

Hay dos configuraciones básicas para los reguladores de conmutación:

- 1) *Step-down* o "bucking" (*tensión de salida menor que la entrada*). Un ejemplo típico es el MAX638 de

Maxim que permite obtener una tensión de salida fija de +5V o una tensión positiva ajustable mediante un divisor de tensión externo. Tiene oscilador que funciona a la frecuencia (constante) de 65kHz y el amplificador de error controla, de acuerdo con la tensión de salida, la aplicación o no de la salida del oscilador al MOS de control. Con este circuito se consigue un 85% de eficiencia, independiente de la tensión de entrada.

2) *Step-up* o "boosting" (tensión de salida mayor que la entrada); reguladores de inversión. La única ventaja de los reguladores *step-down* respecto a los lineales es su alta eficiencia. Sin embargo, los reguladores *step-up* sí que ofrecen una ventaja adicional cuando se necesita una tensión de salida mayor que la entrada no regulada. Los reguladores de conmutación de baja potencia pueden generar las tensiones de alimentación de $\pm 15V$ de una amplificador operacional a partir de la batería de +12V de un coche, lo que resultaría imposible con reguladores lineales. Ejemplos típicos es el regulador *step-up* MAX633 y el inversor MAX637 de Maxim.

Hay otro tipo de convertidores DC-DC que se denominan convertidores de tensión "flying capacitor" o "charge-pump". La idea en que se basan es usar conmutadores MOS para cargar un condensador a partir de la entrada de continua y después cambiar los conmutadores para conectar el condensador ahora cargado en serie con otro (*step-up*) o con polaridad cambiada a la salida (inversor). La ventaja de los convertidores de tensión *flying-capacitor* es que no utilizan autoinducciones, pero tienen como inconvenientes su baja potencia, pobre regulación y tensión limitada. Un ejemplo de convertidor de tensión *flying-capacitor* es el MAX680 (figura 11.12) de Maxim, que genera una salida doble de $\pm 10V$ y hasta 10mA a partir de +5V de entrada. El LT1026 es un convertidos similar pero utiliza condensadores de $1\mu F$ y la resistencia de salida es de 100Ω .

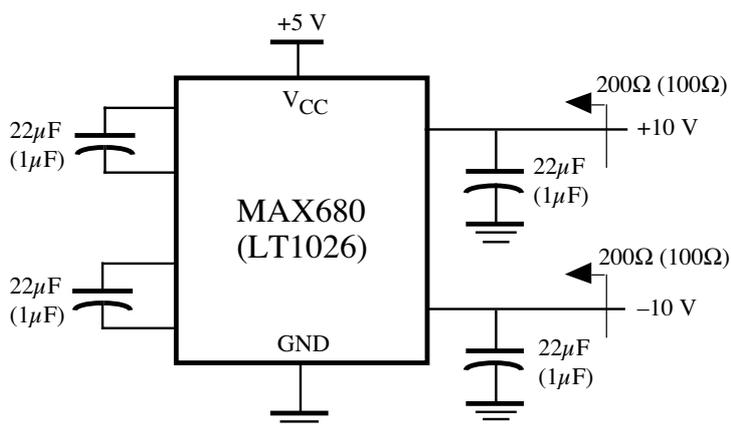


Figura 11.12. Convertidores de tensión "flying capacitor".

Elección del tipo de fuente de alimentación

- Para sistemas digitales, en los que generalmente se necesitan +5V y alta corriente (10A o más), se aconseja utilizar *line-powered switching supplies*.
- Para circuitos analógicos con señales de bajo nivel (amplificadores de pequeña señal, señales menores de $100\mu V$, ...), en general, lo mejor es utilizar reguladores lineales, puesto que los de conmutación son muy ruidosos.
- Para cualquier aplicación de alta potencia, lo mejor es utilizar *line-powered switching supplies*, puesto que son más pequeñas, más ligeras y más eficientes.
- Para aplicaciones de alto voltaje y baja potencia (tubos fotomultiplicadores, intensificadores de imágenes), lo más adecuado es utilizar un convertidor *step-up* de baja potencia.

Problemas

P11.1 El circuito de la figura P11.1 es un referencia de tensión basado en un diodo Zener. Tiene además un circuito de *start-up* formado por R_4 y $D1$ que permite inicializar el sistema al estado deseado. Para el circuito, se pide:

- a) Explicar la finalidad de R_3 .
- b) Calcular el valor de la tensión de salida V_o .
- c) Si el 741 proporciona una corriente máxima de salida de 25mA, determinar el valor mínimo de R_L .

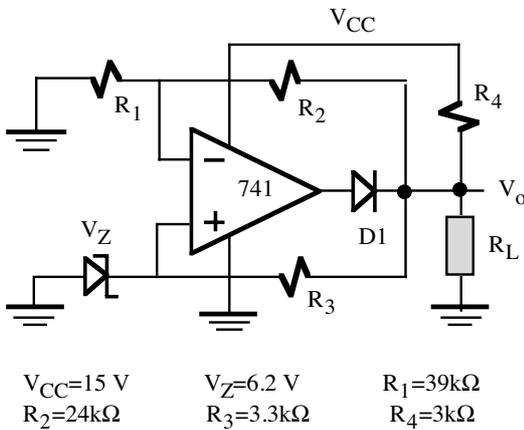


Figura P11.1

P11.2 Determinar las tensiones de salida V_{o1} y V_{o2} de los circuitos de las figuras P11.2.a y P11.2.b que utilizan el referencia de tensión de Burr-Brown REF102.

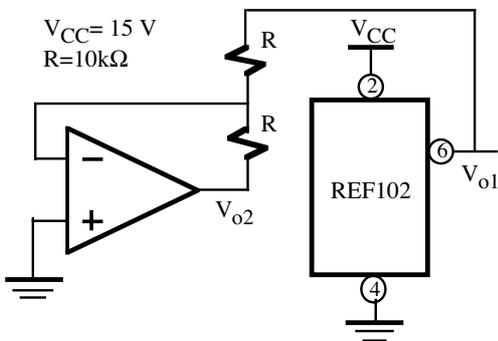


Figura P11.2.a

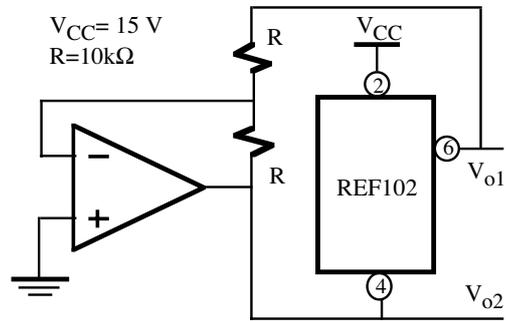


Figura P11.2.b

P11.3 En el referencia de tensión basado en la configuración “bandgap” de la figura 11.5 el OA está trabajando en la zona lineal. Demostrar que la tensión de referencia V_{REF} verifica la ecuación 11.2.

P11.4 Para el regulador de tensión de la figura 11.6.b, se pide:

- a) Determinar el valor de V_o .
- b) Si la carga es una resistencia $R_L=10\Omega$, calcular la tensión y corriente de salida del OA.
- c) Se ha observado que si se añade a V_i una señal sinusoidal de $0.5V\text{senwt}$ aparece a la salida una señal de valor 100mV senwt . Determinar el parámetro de regulación de línea.

Datos: $h_{FE}=70$, $V_{BE}=0.7\text{ V}$, $R_1=R_2=10\text{ k}\Omega$, $R_3=3\text{ k}\Omega$, $R_4=510\Omega$, $R_5=33\text{ k}\Omega$, $V_i=10\text{ V}$, V_{REF} se obtiene a partir del LM385.

P11.5 Diseñar un circuito de protección de corriente “foldback” para un regulador de tensión de $V_o=5\text{ V}$ que tenga la $I_{FB}=1\text{ A}$ y la $I_{SC}=300\text{ mA}$.

P11.6 La figura P11.6 muestra el esquema de una fuente de alimentación doble basada en regulador de tensión positivo $\mu A7805$ y negativo $\mu A7905$. Determinar la tensión de salida V_{o1} y V_{o2} . Calcular la amplitud mínima

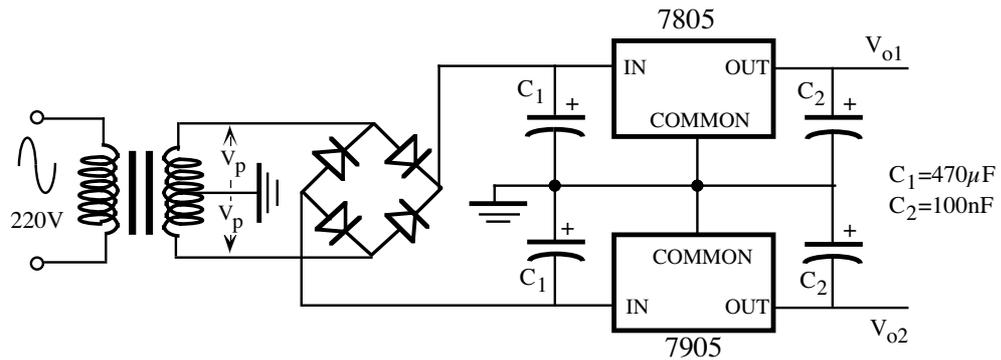


Figura P11.6

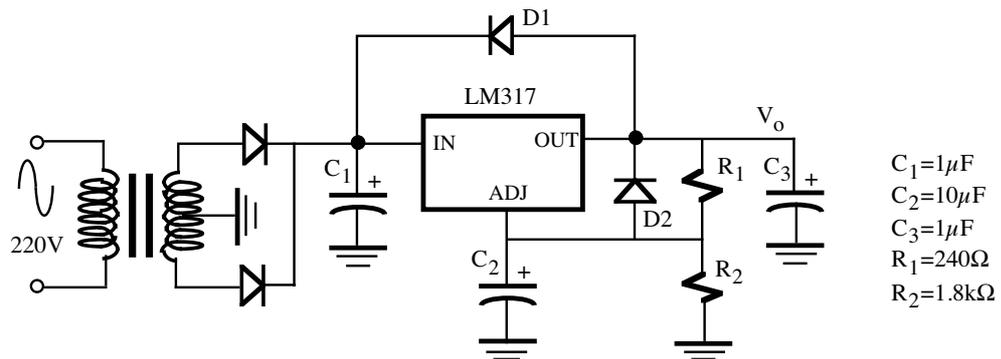


Figura P11.7

de salida del transformador (V_p) si ambos reguladores tienen un *dropout* de 2 V.

Dato: $V_d=0.7$ V.

- P11.7** En la figura P11.7 se presenta un circuito práctico que utiliza el regulador de tensión LM317 para proporcionar una tensión de salida V_o . Los condensadores C_1 , C_2 y C_3 eliminan la presencia de rizado y los diodos D1 y D2 son de protección del regulador y que en condiciones normales están a corte. Determinar la tensión de salida de este circuito.

- P11.8** Demostrar que el regulador de tensión de la figura P11.8 se está comportando como una fuente de intensidad de valor I_o .

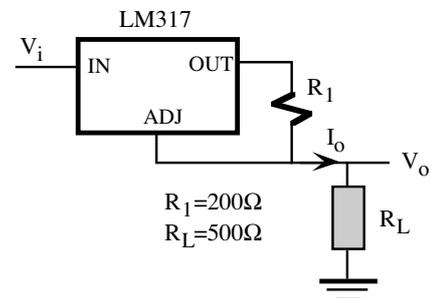


Figura P11.8

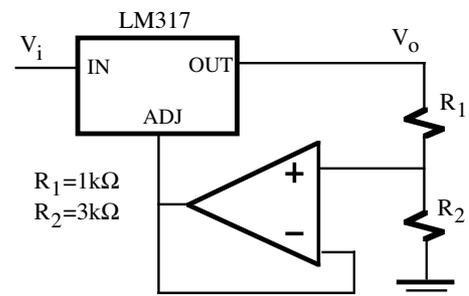


Figura P11.9

- P11.9** Calcular el valor de V_o del circuito de la figura P11.9. Determinar el valor máximo de las resistencias para asegurar la corriente mínima

de salida exigida por el LM317.

P11.10 El regulador de tensión LM317 del circuito de la figura P11.10 tiene un transistor de potencia adicional para incrementar la intensidad de carga I_L . Obtener la expresión de I_L en función de la intensidad de entrada I_O de este regulador. Si el LM317 es capaz de proporcionar una intensidad de salida máxima de 0.5 A, determinar el valor de la $I_{L(max)}$.

Nota: Despreciar la I_{ADJ} frente al resto de las intensidades.

Dato: $h_{FE}=30$.

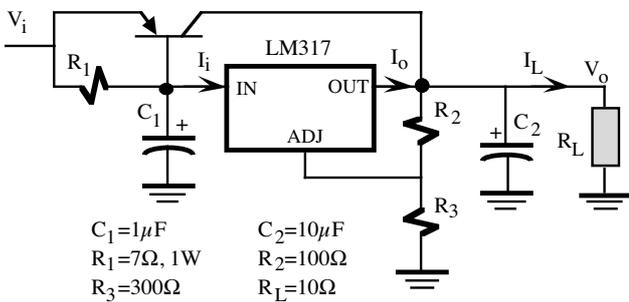


Figura P11.10

P11.11 En la figura P11.11 se muestra el circuito electrónico de control de un ventilador cuya velocidad de giro sea dependiente de la temperatura. El control de la temperatura se realiza mediante el termistor R_T con un valor de resistencia que se puede expresar mediante la siguiente ecuación:

$$R_T = T \cdot 500\Omega/^\circ C + 2k\Omega \quad (T \text{ en } ^\circ C)$$

La velocidad de giro del ventilador es variable con la tensión (V_C) en sus terminales, de forma que su velocidad angular expresada en rpm (revoluciones por minuto o número de vueltas por minuto) viene dada por la siguiente ecuación

$$W_c = V_C \cdot 20 \text{rpm/V}$$

siendo $V_{C(min)} = 5V$ la tensión mínima necesaria para que comience a girar.

Para este circuito, se pide:

- Calcular la W_c del ventilador cuando la temperatura $T=25^\circ C$.
- Temperatura mínima para que el ventilador comience a girar.
- Determinar la W_c máxima de giro.

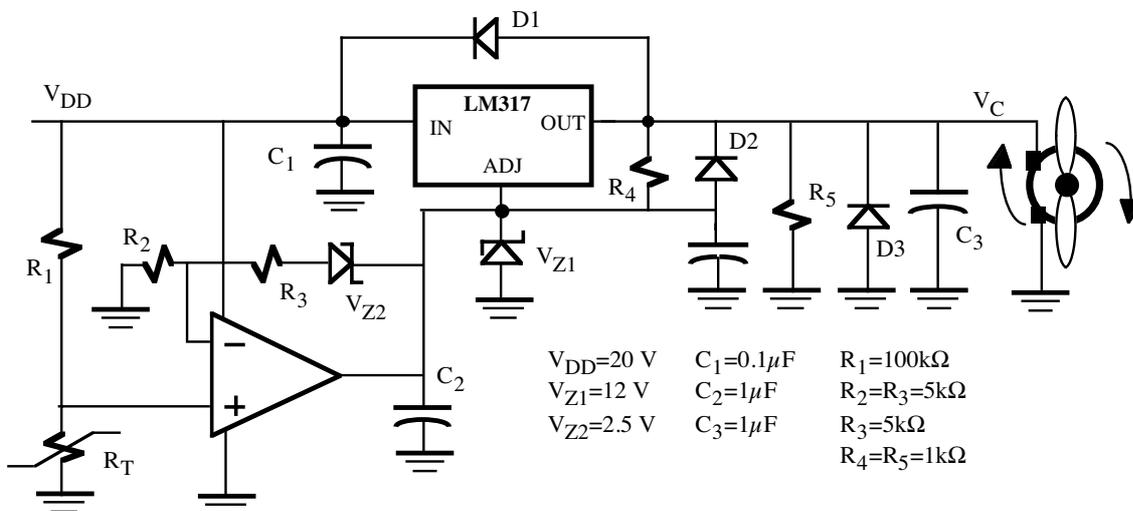


Figura P11.11