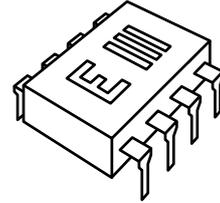




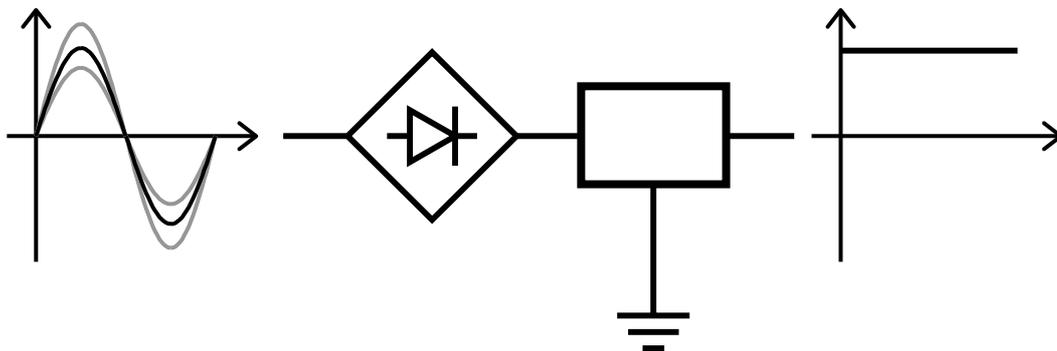
Universidad Nacional de Rosario
Facultad de Ciencias Exactas, Ingeniería y Agrimensura
Escuela de Ingeniería Electrónica
Departamento de Electrónica



ELECTRÓNICA III

FUENTES REGULADAS

Federico Miyara



AÑO 2009

B06.01

Código interno de publicación: B06.01
Primera edición: 2009
Publicado en Internet
Rosario, Argentina
Año 2009
<http://www.fceia.unr.edu.ar/enica3/fuentes-t.pdf>

FUENTES REGULADAS

1. Introducción

En la actualidad, la energía distribuida por la red eléctrica se genera, transmite y suministra exclusivamente en forma de corriente alterna, dado que es más simple y eficiente. Sin embargo, la mayoría de los sistemas electrónicos requiere una alimentación de corriente continua que además sea capaz de mantener la tensión (o la corriente) relativamente constante, independientemente de las fluctuaciones que pudieren producirse en la tensión de la línea de alimentación o en la carga.

Un rectificador con filtro permite obtener corriente continua a partir de una alimentación alterna pero, como veremos, la tensión de salida depende mucho de la tensión de alimentación y de la carga. Además, al aumentar el consumo la calidad de la tensión de salida empeora, ya que su ripple aumenta.

Estas falencias pueden subsanarse con una *fente regulada*, es decir, un dispositivo que toma energía eléctrica de un generador o fuente primaria y la suministra a una carga en forma estabilizada frente a variaciones de diversos parámetros, típicamente, la tensión de alimentación, la corriente de carga y la temperatura.

2. Clasificación y definiciones

2.1. Clasificación de las fuentes reguladas

Las fuentes reguladas, también denominadas *reguladores*, pueden clasificarse según la variable de salida que estabilizan. Tenemos así, fuentes reguladas de *tensión* y de *corriente*. Las de tensión entregan una tensión constante a la carga con independencia de la corriente que ésta demande. Las de corriente, por el contrario, adaptan la tensión aplicada a la carga según sea necesario para entregar una corriente constante. Aunque no tan comunes, existen también fuentes reguladas de *potencia*, que entregan una potencia constante a la carga adaptando para ello la tensión que entregan a la carga. Son de utilidad, por ejemplo, en algunos sistemas térmicos. No se tratarán en este texto.

Otra clasificación es según si el funcionamiento es *lineal* o *no lineal*. En las fuentes reguladas *lineales* los dispositivos de potencia operan en su zona lineal. En las *no lineales*, en cambio, éstos funcionan en corte y saturación, de allí el nombre de *fuentes conmutadas* con que generalmente se las conoce. Las fuentes lineales tienen peor rendimiento pero alcanzan valores más estables. Las fuentes no lineales, al utilizar transistores en corte y saturación, lo cual implica baja disipación, presentan mejor rendimiento, pero en cambio tienen mayores variaciones a la salida. Pueden, incluso, generar y emitir altas frecuencias espurias. En algunos casos se utiliza un prerregulador conmutado seguido por un regulador lineal, lo cual permite aprovechar el alto rendimiento del primero y la estabilidad de los parámetros de salida del segundo. En lo que sigue consideraremos únicamente fuentes lineales.

Una tercera clasificación es atendiendo la topología circuital. Se distinguen los reguladores *serie* y *paralelo*, según que el elemento de potencia esté en serie o en paralelo con la carga. Los reguladores serie tienen en general mayor rendimiento y se los prefiere, pero para algunas aplicaciones son más indicados los reguladores en paralelo.

2.2. Parámetros y especificaciones del regulador de tensión

Las prestaciones de una fuente regulada y, por lo tanto, la adecuación a un determinado uso, se pueden evaluar a través de algunos parámetros. Es conveniente clasificar los parámetros en los que corresponden a un dispositivo específico y los que corresponden a toda una población.¹ Los parámetros correspondientes a un dispositivo específico se pueden medir (con las incertidumbres propias de toda medición), obteniéndose valores que variarán de dispositivo en dispositivo. Los parámetros poblacionales constituyen límites que cumplen todos los dispositivos de la población o bien medidas estadísticas, como la media.

2.2.1. Parámetros básicos

Tensión nominal de salida: Es el valor de tensión asociado a un modelo de fuente. No necesariamente coincide con el valor de tensión realmente obtenido en una dada condición, ni siquiera en la condición normalizada, aunque debería ser próximo a aquél. Es el parámetro fundamental de selección de la fuente para un uso dado.

Rango de tensión de salida: Para un modelo de regulador de tensión ajustable, es el rango de valores alcanzables de tensión nominal de salida.

Tensión de salida: Para un determinado dispositivo, es el valor de tensión de salida en una condición específica de operación (por ejemplo, una determinada temperatura, tensión de entrada y corriente de carga). Cuando se describe una población de dispositivos, se pueden suministrar los valores mínimo, típico y máximo. En algunos casos los valores mínimo y máximo se dan en forma de tolerancia porcentual con respecto al valor nominal. El valor típico es, normalmente, el valor medio de la población y, aunque es próximo al valor nominal, no necesariamente coincide con éste.

Rango de tensión de entrada: Valores mínimo y máximo de tensión de entrada para los que se cumplen las especificaciones. Normalmente es bastante amplio.

Rango de tensión diferencial entrada-salida: Valores mínimo y máximo de la diferencia de potencial entre la entrada y la salida para que se cumplan las especificaciones.

Rango de corriente de carga: Valores mínimo y máximo de corriente de carga para los cuales se cumplen las especificaciones. El valor mínimo corresponde normalmente a la corriente necesaria para mantener los transistores en su zona lineal. A veces se especifican por separado los valores mínimo y máximo de la corriente de carga.

2.2.2. Parámetros de estabilidad

La tensión de salida o de carga, v_L , es una función de la tensión de alimentación v_G , la corriente de carga i_L y la temperatura T :

¹ Población en el sentido estadístico, es decir, el conjunto de todas las fuentes real o potencialmente construidas bajo un mismo diseño.

$$v_L = f(v_G, i_L, T) . \tag{1}$$

Para pequeñas desviaciones de un punto de trabajo V_G, I_L, T_o , esta función puede aproximarse linealmente:

$$v_L \cong V_L + \frac{\partial v_L}{\partial v_G} \Delta v_G + \frac{\partial v_L}{\partial i_L} \Delta i_L + \frac{\partial v_L}{\partial T} \Delta T \tag{2}$$

Las derivadas parciales $S_V = \partial v_L / \partial v_G$, $S_I = \partial v_L / \partial i_L$, $S_T = \partial v_L / \partial T$ se denominan *factores de estabilidad de línea, de carga y de temperatura*, respectivamente.² El factor $\partial v_L / \partial i_L$ puede interpretarse como la resistencia de salida cambiada de signo, $-R_o$.

Debido a que estos factores dependen, en general, del punto de operación, en lugar de ellos se suelen especificar parámetros globales que describen la variación máxima esperable dentro de determinado rango de operación. Tenemos, así, los parámetros siguientes.

Regulación de línea: Para un determinado dispositivo, la máxima variación de la tensión de salida ante variaciones de la tensión de entrada dentro de un rango especificado, manteniendo constante la corriente de carga y la temperatura. Puede especificarse en forma absoluta (en V o mV), relativa al valor nominal de salida (en %) o relativa al valor nominal y a la tensión de entrada (en %/V). Esta última versión es, de hecho, una forma de expresar la cota superior del factor de estabilidad de línea para el dispositivo. Cuando se describe una población de dispositivos, se suministran los valores mínimo, típico y máximo. Ejemplos:

Parámetro	Condiciones	Mín	Típ	Máx	Unidad
Regulación de línea	$T = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ $I_L = 10 \text{ mA}$ $7 \text{ V} < V_G < 25 \text{ V}$	2	4	10	mV

Parámetro	Condiciones	Mín	Típ	Máx	Unidad
Regulación de línea	$T = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ $I_L = 10 \text{ mA}$ $7 \text{ V} < V_G < 25 \text{ V}$	0,02	0,04	0,1	%

Parámetro	Condiciones	Mín	Típ	Máx	Unidad
Regulación de línea	$T = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ $I_L = 10 \text{ mA}$ $7 \text{ V} < V_G < 25 \text{ V}$	0,002	0,004	0,01	%/V

NOTA 1: Una variación de tensión a corriente constante implica una variación de la potencia, $\Delta P = I \Delta V$, lo cual a su vez implica una posible variación de la temperatura. Para evitarlo se utilizan técnicas de pulsos consistentes en la aplicación del cambio durante un tiempo breve (del orden de 20 ms) de modo de garantizar que, por inercia térmica, la temperatura no varíe apreciablemente.

² También se denominan *coeficientes de regulación de la tensión de salida con respecto a la tensión de entrada, la corriente de carga y la temperatura*, respectivamente.

NOTA 2: Cuando la regulación de línea se expresa en mV, podría estimarse el factor de estabilidad dividiendo por la variación total de la tensión de entrada. Así, en el ejemplo precedente, podría obtenerse $S_V \cong 10 \text{ mV} / (25 \text{ V} - 7 \text{ V}) = 0,56 \text{ mV/V}$. Sin embargo, este valor es sólo un promedio y no hay ninguna garantía de que la variación sea lineal. Podría ocurrir que para determinados puntos de operación el factor de estabilidad sea mayor, por lo cual debe obrarse con precaución. Podría tomarse un coeficiente de seguridad de 1,5.

NOTA 3: Aunque para un dispositivo este parámetro debe medirse a temperatura constante y a corriente constante, a veces se da una cota para todo el rango de temperatura y/o de corriente de carga. Sin embargo, no debe confundirse este valor con la variación total incluidos los efectos de la temperatura y de la corriente de carga. Significa la variación máxima debida a la tensión de entrada para *cualquier* temperatura (y/o cualquier corriente de carga) fija en el rango de operación admisible. Naturalmente, este valor es potencialmente mayor que el que corresponde a una temperatura y una corriente de carga especificadas.

Regulación de carga: Para un determinado dispositivo, la máxima variación de la tensión de salida ante variaciones de la corriente de carga dentro de un rango especificado, manteniendo constante la tensión de entrada y la temperatura. Puede especificarse en forma absoluta (en V o mV) o relativa (en %). Cuando se describe una población de dispositivos, se suministran los valores mínimo, típico y máximo. Por ejemplo:

Parámetro	Condiciones	Mín	Típ	Máx	Unidad
Regulación de carga	$T = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ $V_G = 15 \text{ V}$ $5 \text{ mA} < I_L < 1 \text{ A}$	2	4	10	mV

Parámetro	Condiciones	Mín	Típ	Máx	Unidad
Regulación de carga	$T = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ $V_G = 15 \text{ V}$ $5 \text{ mA} < I_L < 1 \text{ A}$	0,02	0,04	0,1	%

NOTA 1: En forma análoga al caso de la regulación de línea, se utilizan aquí técnicas de pulsos breves de corriente para medir la regulación de carga.

NOTA 2: Se puede aproximar el factor de estabilidad de carga dividiendo la regulación de carga en mV por la variación total de corriente: $S_I \cong 10 \text{ mV} / 0,995 \text{ A} = 10 \text{ mV/A}$. El valor obtenido es un promedio que podría subestimar el verdadero valor para determinadas condiciones de carga.

NOTA 3: También aquí suelen darse cotas para temperaturas y/o tensiones de entrada dentro del rango admisible de funcionamiento, sin que representen la variación total sino sólo la debida a variaciones de la corriente de carga.

NOTA 4: La versión relativa (porcentual) se utiliza en general en los reguladores de tensión de salida ajustable

Regulación térmica: Es la variación porcentual de la tensión de salida ante un incremento de 1 W de potencia durante un tiempo establecido (en general pequeño, por ejemplo 10 ms). Se expresa en %/W.

Estabilidad térmica: Es la máxima variación porcentual de la tensión de salida con respecto a la tensión que se tiene a temperatura ambiente (25 °C) cuando la temperatura varía en todo el rango operativo.

2.2.3. Parámetros de seguridad

Tensión de entrada máxima absoluta: Máximo valor de la tensión de entrada bajo cualquier condición más allá del cual el regulador puede dañarse o destruirse. Aunque puede coincidir con el valor máximo del rango de entrada, en algunos casos es mayor que éste. No obstante, posiblemente algunas especificaciones dejen de cumplirse.

Tensión diferencial máxima absoluta: Máximo valor de la diferencia de potencial entre la entrada y la salida más allá del cual el regulador puede dañarse o destruirse.

Límite de corriente: Para un determinado dispositivo, es la máxima corriente que el mismo entregará a la carga bajo condiciones específicas (por ejemplo, temperatura o rango de temperaturas, tensión diferencial entrada-salida). Este parámetro corresponde a los reguladores que poseen protección contra sobrecorriente y/o sobretensión. Normalmente excede el rango de corriente de carga, por lo cual dejan de cumplirse las especificaciones. Particularmente la fuente pasa a comportarse como una fuente de corriente por lo cual la tensión de salida deja de estar regulada.

NOTA: En los reguladores con protección térmica el límite de corriente depende fuertemente de la tensión diferencial entrada-salida.

Corriente máxima de carga: Para un regulador sin protección por sobrecorriente, es la máxima corriente que se le puede exigir sin riesgo de dañar o destruir el regulador.

Límite de potencia: Para un determinado dispositivo, es la máxima potencia que el mismo disipará bajo condiciones específicas (por ejemplo temperatura ambiente, tensión diferencial, etc.). Este parámetro corresponde a reguladores que poseen protección térmica o de área de operación segura

Potencia máxima: Máxima potencia que es posible hacer disipar al dispositivo sin que el mismo se deteriore o destruya. Se aplica a reguladores sin una protección térmica intrínseca.

Rango de temperatura: Límites inferior y superior de temperatura. Se suelen especificar dos rangos: el *operativo*, para el cual valen las especificaciones que correspondan (las que se dan para el rango completo), y el de *almacenamiento*, dentro del cual el dispositivo no corre riesgo de degradación o destrucción pero en el cual no es posible garantizar el funcionamiento correcto.

Resistencia térmica: Diferencia térmica entre el semiconductor (descrito como *juntura*) y un punto exterior especificado (en general la superficie de la cápsula o el ambiente) dividida por la potencia disipada. La resistencia térmica juntura-ambiente sólo es útil cuando se trabaja sin disipador. Para trabajar con un disipador se requiere conocer la resistencia térmica juntura-cápsula.

2.2.4. Parámetros de variación periódica y aleatoria

La ecuación (1) puede ampliarse para incluir variaciones periódicas y aleatorias de la tensión de salida, efectos que se superponen a las variaciones por condiciones operativas:

$$v_L = f(v_G, i_L, T) + v_p + v_a + v_d. \quad (3)$$

La componente periódica v_p corresponde al ripple (rizado) y en general se debe al filtrado insuficiente del proceso de rectificación, aunque en las fuentes conmutadas puede deberse también a residuos de la propia conmutación. La tensión aleatoria v_a proviene de las fuentes de ruido internas de los componentes de la fuente. La tensión v_d corresponde a derivas a largo plazo.

Factor de rechazo a ripple: Es el cociente entre los valores eficaces de la tensión de ripple a la entrada y a la salida a partir de una frecuencia especificada, expresado logarítmicamente en dB. Normalmente la frecuencia se especifica como el doble de la frecuencia de la línea de distribución de energía eléctrica (100 Hz ó 120 Hz), correspondiendo a una rectificación de onda completa

NOTA: El rechazo a ripple puede mejorarse con un capacitor de by-pass ubicado entre dos puntos especificados, por lo que la especificación debe indicar si se usa o no dicho capacitor y, en tal caso, su valor.

Estabilidad a largo plazo: Máxima variación de la tensión de salida luego de un tiempo especificado de funcionamiento continuo (en general, 1000 h) a una temperatura especificada (en general, 125 °C). Puede expresarse en forma absoluta (en V o mV) o relativa a la tensión nominal de salida (en %).

NOTA: En algunos casos se la especifica en %/kh o mV/kh. Sin embargo, esta forma de expresarla es incorrecta dado que el efecto no es proporcional al tiempo sino que es, más bien, una variación aleatoria muy lenta. El ensayo se realiza durante un tiempo prolongado ya que al aumentar la muestra aumenta la probabilidad de encontrar variaciones mayores.

Tensión de ruido a la salida: Valor eficaz del ruido a la salida en una banda de frecuencias especificada, con una carga constante y en ausencia de ripple. Puede expresarse en forma absoluta (en V o mV) o relativa a la tensión nominal de salida (en %).

NOTA: En algunos casos (ver, por ejemplo, el regulador LM 123) se suministra una gráfica con la densidad espectral de la tensión de ruido (expresada como su raíz cuadrada), lo cual permite obtener el ruido en otras bandas diferentes de la especificada.

2.2.5. Parámetros transitorios

Tiempo de calentamiento: Tiempo requerido después del encendido (energización) para alcanzar todas las especificaciones.

Tiempo de recuperación: Tiempo requerido después de un cambio brusco de corriente de carga para que la salida retorne definitivamente a su valor original con una dada tolerancia (que podrá expresarse en mV o en %).

NOTA 1: La tolerancia debe ser mayor que el cambio esperable debido a la regulación de carga, de lo contrario el tiempo de recuperación sería infinito.

NOTA 2: El tiempo de crecimiento o decrecimiento del cambio de corriente debe ser más corto que el valor esperable del tiempo de recuperación.

2.3. Parámetros y especificaciones del regulador de corriente

Para los reguladores de corriente se aplican consideraciones similares a las de los reguladores de tensión. Sólo describiremos algunos parámetros específicos para los reguladores de corriente, ya que muchos otros parámetros (por ejemplo la tensión de entrada) son similares a los ya vistos.

2.3.1. Parámetros básicos

Corriente nominal de salida: Es el valor de corriente asociado a un modelo de fuente. No necesariamente coincide con el valor de corriente realmente obtenido en una determinada condición, aunque debería ser próximo a aquél. Es el parámetro fundamental de selección de una fuente de corriente para una dada aplicación.

Rango de corriente de salida: Para un regulador de corriente ajustable, es el rango de valores alcanzables de corriente nominal de salida.

Corriente de salida: Para un determinado dispositivo, es el valor de corriente de salida en una condición específica de operación (por ejemplo, una determinada temperatura, tensión de entrada y tensión en la carga). Para una población de dispositivos se pueden dar los valores mínimo, típico y máximo. En algunos casos los valores mínimo y máximo se dan en forma de tolerancia porcentual con respecto al valor nominal. El valor típico es, normalmente, el valor medio de la población y, aunque es próximo al valor nominal, no necesariamente coincide con éste.

Compliance o rango de tensiones en la carga: Valores mínimo y máximo de tensión en la carga para los cuales se cumplen las especificaciones. El valor mínimo corresponde normalmente a la condición de cortocircuito. El valor máximo suele estar condicionado por la tensión de entrada. A veces se especifican por separado los valores mínimo y máximo.

2.3.2. Parámetros de estabilidad

La corriente de salida o de carga, i_L , es una función de la tensión de alimentación v_G , la tensión en la carga v_L y la temperatura T :

$$i_L = f(v_G, v_L, T). \quad (4)$$

Para pequeñas desviaciones de un punto de trabajo V_G, V_L, T_o , esta función puede aproximarse linealmente:

$$i_L \cong I_L + \frac{\partial i_L}{\partial v_G} \Delta v_G + \frac{\partial i_L}{\partial v_L} \Delta v_L + \frac{\partial i_L}{\partial T} \Delta T \quad (5)$$

Las derivadas parciales $\partial i_L / \partial v_G$, $\partial i_L / \partial v_L$, $\partial i_L / \partial T$ se denominan *factores de estabilidad de línea, de carga y de temperatura*, respectivamente.³ El factor $\partial i_L / \partial v_L$ puede interpretarse como la conductancia de salida cambiada de signo, $-G_o$.

Igual que en el caso de los reguladores de tensión, estos factores suelen depender del punto de operación. En lugar de ellos se pueden especificar parámetros globales que describen la variación máxima esperable dentro de determinado rango de operación. Por ejemplo, se pueden dar las cotas del factor de estabilidad de línea para todo el rango admisible de temperatura. Ello *no significa* que además de la tensión de entrada se haga variar la temperatura, sino que se mide el factor de estabilidad de línea para varias temperaturas fijas y luego se determinan los valores extremos.

Dado que los reguladores de corriente son menos frecuentes que los de tensión, no entraremos en más detalles.

3. Limitaciones del rectificador como regulador de tensión

Antes de estudiar diversos esquemas de reguladores, investigaremos brevemente las limitaciones que exhiben los rectificadores en su funcionalidad como reguladores de tensión. Consideremos un rectificador de onda completa con filtro capacitivo y una carga resistiva variable. En la figura 1 se muestra la forma de onda de la senoidal rectificanda y de la salida con diversas resistencias.

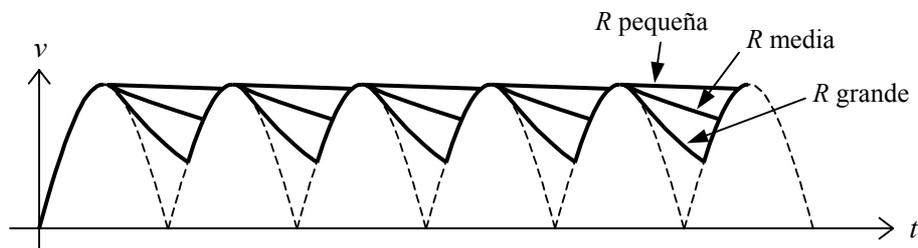


Figura 1. Forma de onda de la salida de un rectificador de onda completa con filtro capacitivo para diversas resistencias de carga

Para bajas corrientes de carga, se puede aproximar el valor medio de la tensión por

³ También se denominan *coeficientes de regulación de la corriente de salida con respecto a la tensión de entrada, la tensión en la carga y la temperatura*, respectivamente.

$$V_{med} \cong V_p \left(1 - \frac{T}{4RC} \right),$$

donde V_p es la tensión de pico, T es el periodo, C el capacitor del filtro y R la resistencia de carga. Podemos expresar esta última en términos de la corriente media como

$$R = \frac{V_{med}}{I_{med}}.$$

Sustituyendo en la anterior podemos despejar V_{med} en función de I_{med} , resultando

$$V_{med} \cong \frac{V_p + \sqrt{V_p^2 - 4 \frac{I_{med}}{C} T V_p}}{2} \tag{6}$$

A su vez, podemos aproximar, dado que suponemos I_{med} pequeña, por

$$V_{med} \cong V_p - I_{med} \frac{T}{C}. \tag{7}$$

Con similares razonamientos se obtiene la siguiente aproximación del factor de ripple para pequeñas corrientes de carga:

$$FR \cong \frac{1}{\sqrt{3}} \frac{1}{\frac{4 V_p}{I_{med}} - 2} \tag{8}$$

No es posible obtener relaciones explícitas para todos los valores posibles de I_{med} , pero se puede aproximar numéricamente, obteniéndose las gráficas de la figura 2 para el valor medio, el valor eficaz del ripple y el factor de ripple.

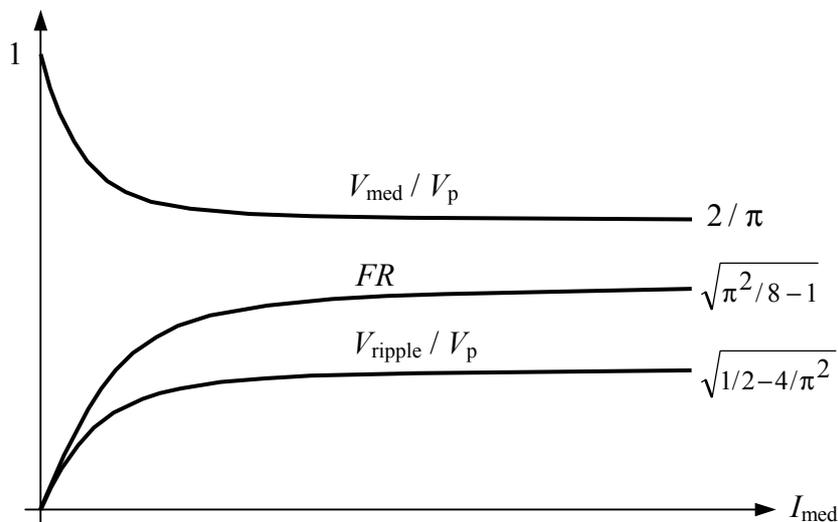


Figura 2. Dependencia de la tensión media de salida, del ripple y del factor de ripple de un rectificador de onda completa con filtro en función de la corriente de carga. La tensión eficaz del ripple y el valor medio se normalizaron con respecto a la tensión de pico.

Vemos que el rectificador de onda completa dista de comportarse como un regulador de tensión ya que no sólo su tensión media depende directamente de la alimentación sino que además depende de la corriente de carga. Sólo para consumos muy bajos el factor de ripple llega a ser aceptablemente bajo.

No obstante, los rectificadores con filtro son muy utilizados como fuentes de alimentación de reguladores con mejores prestaciones, ya que permiten una aceptable conversión de la corriente alterna proveniente de un transformador en corriente continua. Las variaciones de la tensión media, así como el factor de ripple, serán muy atenuados por el regulador de tensión.

4. Reguladores de tensión

Como se vio, existen dos tipos de reguladores lineales de tensión: reguladores serie y paralelo. Los reguladores serie se caracterizan por tener el dispositivo de potencia (en general un transistor) en serie con la carga, mientras que en los reguladores paralelo dicho dispositivo está en paralelo con la carga.

4.1. Reguladores de tensión serie

En la figura 3 se muestra esquemáticamente la estructura de un regulador serie. El elemento de potencia, también llamado *elemento de paso*, normalmente es un transistor o un par Darlington. La referencia es una fuente de tensión, preferentemente estabilizada en temperatura, y el bloque de control está formado por una red de sensado, un comparador y un excitador para el elemento de potencia. Esencialmente se trata de un sistema realimentado cuya entrada es la tensión de referencia.

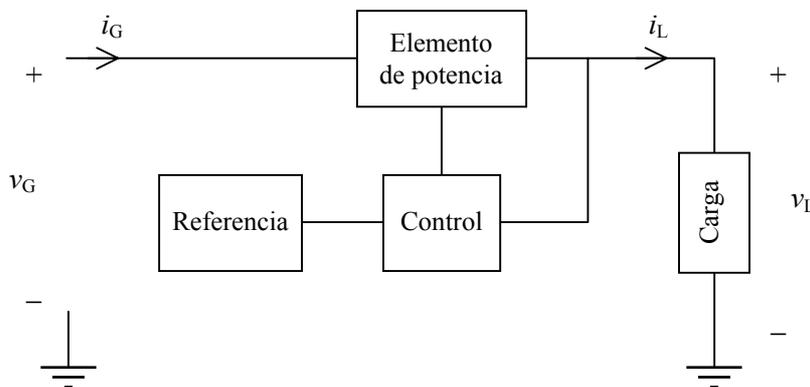


Figura 3. Diagrama de bloques de un regulador serie de tensión.

4.1.1. Rendimiento de un regulador serie

Teniendo en cuenta que la corriente absorbida por la fuente de referencia y por el bloque de control es mucho menor que la corriente de carga, resulta

$$i_G \cong i_L, \tag{9}$$

de donde podemos aproximar el rendimiento del regulador serie por

$$\eta_{\text{serie}} = \frac{P_L}{P_G} = \frac{i_L v_L}{i_G v_G} \cong \frac{v_L}{v_G} \tag{10}$$

De esta ecuación se desprende que los mayores rendimientos se lograrán cuando v_L sea cercano a v_G . Sin embargo, en general existen dos impedimentos para ello. El primero es que el elemento de paso requiere cierta tensión mínima para funcionar linealmente. El segundo, que la tensión de entrada varía por tolerancia y derivas, por lo cual el rendimiento empeora cuando ésta aumenta. Veremos luego criterios de selección de la tensión de entrada que permiten optimizar el rendimiento.

4.1.2. Reguladores serie discretos

En la figura 4 se muestra la forma más simple de un regulador de tensión en serie con dispositivos discretos. En él T es el elemento de paso, V_z la tensión de referencia y R_b es el elemento de control. En este caso el sensado y la comparación también están a cargo del transistor de paso. El circuito puede pensarse como un seguidor por emisor aplicado a la tensión de un zener.

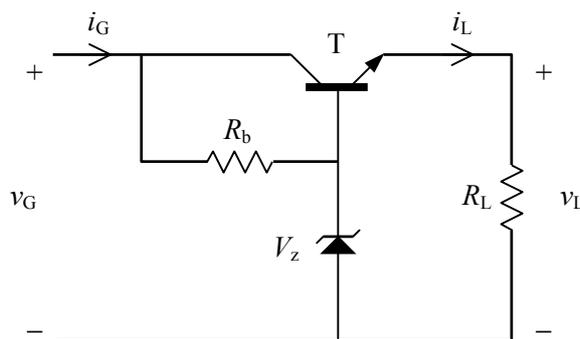


Figura 4. Un regulador serie sencillo.

La tensión de salida puede calcularse como

$$v_L = V_z - v_{BE} \tag{11}$$

Despreciando la potencia en el circuito de base, la potencia disipada en el transistor es

$$P_T = (v_G - v_L) i_L \tag{12}$$

cuyo valor máximo resulta

$$P_{T, \text{máx}} = (v_{G, \text{máx}} - v_{L, \text{mín}}) i_{L, \text{máx}} \tag{13}$$

Para un regulador de tensión constante (no ajustable) la tensión de carga mínima puede en general considerarse igual a la tensión nominal de salida,

$$v_{L, \text{mín}} = V_L.$$

NOTA: Este circuito no posee protección ninguna por lo cual ante un cortocircuito a la salida la corriente puede crecer considerablemente.

La resistencia R_b debe ser capaz de proveer, como mínimo, la corriente de base del transistor a plena carga, es decir, $i_{L, \text{máx}}/(h_{FE} + 1)$, más la mínima corriente requerida por el zener para regular. Ello debe suceder incluso cuando la tensión de entrada es mínima, de donde

$$R_b < \frac{v_{G, \text{mín}} - V_z}{\frac{i_{L, \text{máx}}}{h_{FE, \text{mín}} + 1} + i_{z, \text{mín}}}. \quad (14)$$

Se ha supuesto, asimismo, el mínimo valor de h_{FE} , ya que es el caso en que R_b debe suministrar mayor corriente. Debido a que para un transistor de potencia h_{FE} no es muy elevado,⁴ la resistencia R_b resulta relativamente baja. Cuando la tensión de entrada aumenta, la corriente por R_b aumentará. Si la corriente de carga no cambia, tampoco lo hará la corriente de base, por lo cual la corriente extra circulará por el zener. De hecho, la corriente por el zener está dada por

$$i_z = \frac{v_G - V_z}{R_b} - \frac{i_L}{h_{FE} + 1}. \quad (15)$$

El peor caso se da cuando la tensión de entrada es máxima y la corriente de carga, nula o despreciable:

$$i_{z, \text{máx}} = \frac{v_{G, \text{máx}} - V_z}{R_b}. \quad (16)$$

Teniendo en cuenta la desigualdad (14), se obtiene la cota

$$i_{z, \text{máx}} \geq \frac{v_{G, \text{máx}} - V_z}{v_{G, \text{mín}} - V_z} \left(\frac{i_{L, \text{máx}}}{h_{FE, \text{mín}} + 1} + i_{z, \text{mín}} \right). \quad (17)$$

Esta corriente puede ser considerable, obligando a sobredimensionar el diodo zener tanto en corriente como en potencia.⁵

Además de lo anterior, el circuito analizado presenta otros inconvenientes. El primero es que la tensión de salida no puede elegirse arbitrariamente, sino que queda condicionada por los valores de tensión de zener disponibles comercialmente. El segundo es que la regulación de carga es poco satisfactoria, ya que al variar la corriente de carga varía la tensión base-emisor, que afecta directamente a la tensión de salida. Un tercer problema es que el zener posee un coeficiente de temperatura no nulo excepto para tensiones cercanas a 5 V (ver figura 5), por lo cual sólo para una tensión específica se lograría una aceptable estabilidad térmica. Por último, la regulación de línea también es pobre, dado que las variaciones de tensión de entrada provocan variaciones en la co-

⁴ Los valores típicos son del orden de 20.

⁵ Si bien existen diodos zener de potencia, los mismos son más costosos que un transistor de similar disipación

rriente por el zener, como se desprende de la ecuación (15), y éstas se traducen en variaciones de v_z .

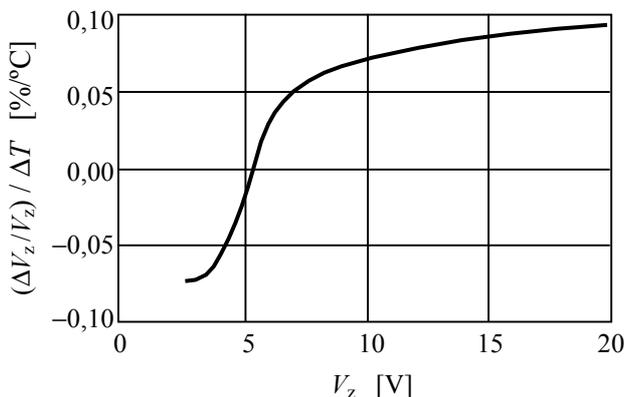


Figura 5. Coeficiente de temperatura de un diodo zener en función de la tensión de ruptura. El valor de V_z se mide a 5 mA (Millman y Halikias, 1978).

Un segundo circuito de regulador serie es el que se ilustra en la figura 6. En él se ha agregado un segundo transistor y se ha desplazado el zener hacia el circuito de base de éste.

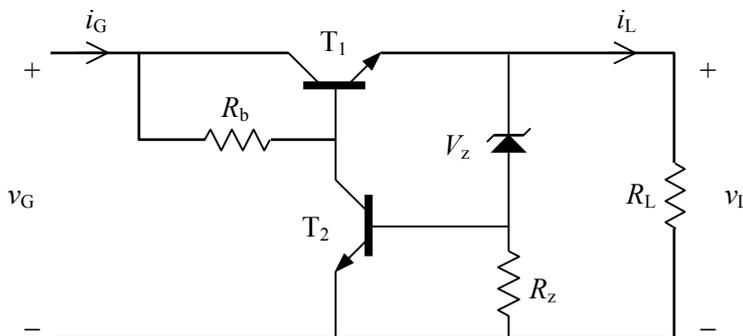


Figura 6. Un regulador serie con una etapa adicional de ganancia.

En este caso, la tensión de salida está dada por

$$v_L = V_z + v_{BE2} \tag{18}$$

Esto supone algunas ventajas con respecto al circuito anterior. En efecto, la tensión de salida ya no depende directamente de la tensión base-emisor de un transistor de potencia sino de la de un transistor más pequeño, evitando las grandes variaciones que se observan en los transistores de potencia. Por otra parte, el zener está sometido a menores variaciones de corriente, ya que ahora debe manejar una corriente h_{FE2} veces menor que antes. También es ventajoso que el zener esté polarizado desde la salida estabilizada, evitando así las grandes variaciones de las condiciones de polarización. La resistencia R_z se ha colocado para garantizar la corriente mínima por el zener, ya que a máxima corriente de carga la corriente por la base de T_2 puede llegar a ser muy baja.

Aunque el circuito no permite todavía una gran flexibilidad en lo concerniente a tensiones de salida, al menos permite aprovechar una suerte de compensación térmica entre los coeficientes de temperatura del zener y del transistor, que se da a tensiones mayores de 5 V.

En la figura 7 se muestra una nueva variante que permite valores arbitrarios de la tensión de salida.

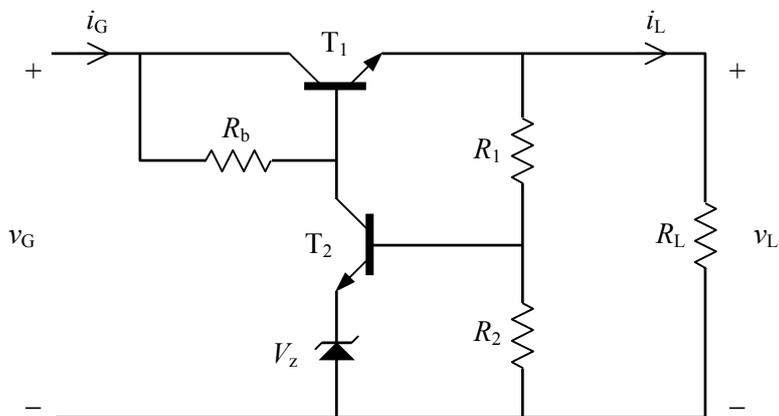


Figura 7. Un regulador serie con posibilidad de obtener valores arbitrarios de la tensión de salida.

Despreciando la corriente por la base de T₂, la tensión de salida vale, ahora,

$$v_L \cong (V_z + v_{BE2}) \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right). \tag{19}$$

Vemos que variando R₁ y/o R₂ es posible obtener cualquier tensión de salida siempre que sea mayor que V_z + v_{BE2}. Más aún, podría seleccionarse V_z para una precisa compensación térmica con la juntura BE de T₂. En algunos casos se puede colocar un preset entre R₁ y R₂, conectando la base al punto medio para un ajuste fino de la tensión de salida.

Este circuito repite algunas de las desventajas del primero que se analizó, debido a las corrientes considerables por el zener, por lo cual puede sustituirse por el circuito de la figura 8.

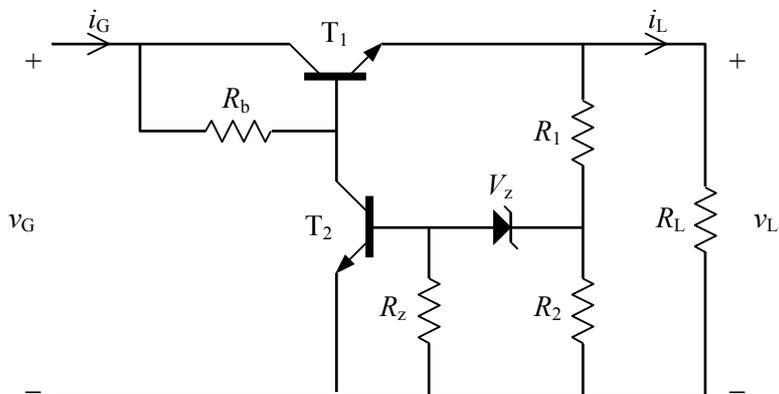


Figura 8. Un regulador serie con posibilidad de obtener valores arbitrarios de la tensión de salida y el zener en el circuito de base de T₂.

La tensión de salida se obtiene con la misma ecuación (19). Una pequeña desventaja es que la red de muestreo formada por R_1 y R_2 requiere una corriente importante para permitir la adecuada polarización del zener.

En el circuito de la figura 7 se aprecia que el transistor T_2 cumple rudimentariamente la función de amplificador diferencial realimentado. Puede sustituirse con ventaja por un amplificador operacional, como se muestra en la figura 10.

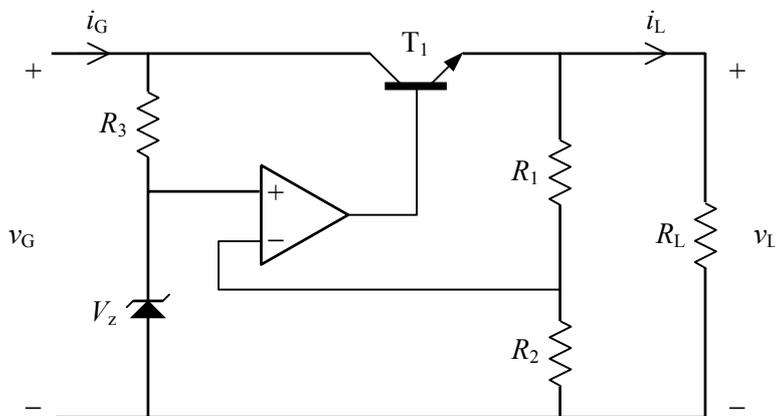


Figura 10. Un regulador serie con un amplificador operacional.

La tensión de salida es, en este caso,

$$v_L = V_z \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right). \tag{20}$$

Observemos que desapareció la dependencia de tensiones base-emisor, por lo cual toda la responsabilidad por el valor de la tensión de salida recae en el zener. En lugar de un zener convencional es posible utilizar una fuente de referencia integrada tal como el LM 113 o el LM 329, que si bien externamente se parecen a un zener, internamente contienen elementos para su estabilización térmica. De hecho, el circuito de la figura 10 es la base del regulador integrado LM 723.

4.1.3. Factores de estabilidad de un regulador serie

El cálculo de los factores de estabilidad puede efectuarse en forma simplificada, considerando sólo efectos de primer orden, o en forma exacta, resolviendo el circuito mediante técnicas de análisis de redes. Ejemplificaremos ambas técnicas sobre el circuito de la figura 7.

4.1.3.1 Factor de estabilidad de línea: cálculo simplificado

En este caso la corriente de carga se mantiene constante (es decir, se sustituye la resistencia de carga R_L por una fuente de corriente) y se hace variar la tensión de entrada v_G . El método simplificado supone que la tensión de salida se mantiene prácticamente constante. Por ser i_L constante, también lo es la corriente de base del transistor T_1 y, consecuentemente, la tensión base-emisor. Dado que $v_B = v_L + v_{BE}$, la tensión en la base

también es constante, por lo cual un incremento Δv_G de la tensión de entrada aparece íntegramente en R_b . Tenemos, por lo tanto, un incremento de corriente en dicha resistencia dado por

$$\Delta i_{R_b} \cong \frac{\Delta v_G}{R_b}. \quad (21)$$

Como la corriente de base de T_1 es constante, dicho incremento de corriente circulará exclusivamente por el colector de T_2 y, teniendo en cuenta la similitud entre las corrientes de colector y de emisor, también circulará por el zener:

$$\Delta i_z \cong \frac{\Delta v_G}{R_b}. \quad (22)$$

Este incremento de corriente trae aparejada una variación de la tensión de zener a causa de la resistencia dinámica r_z , dada por

$$\Delta v_z \cong \frac{\Delta v_G}{R_b} r_z. \quad (23)$$

También se produce un incremento en la tensión base-emisor de T_2 ,

$$\Delta v_{BE_2} \cong \frac{\Delta v_G}{R_b} \frac{1}{h_{fe_2}} h_{ie_2}, \quad (24)$$

por lo cual la tensión en la base de T_2 experimenta un incremento total

$$\Delta v_{B_2} = \Delta v_z + \Delta v_{BE_2} \cong \frac{\Delta v_G}{R_b} \left(r_z + \frac{h_{ie_2}}{h_{fe_2}} \right). \quad (25)$$

El incremento en la tensión de salida, Δv_L , puede obtenerse teniendo en cuenta que la tensión en la base de T_2 es la tensión de salida atenuada por el divisor de tensión R_1 - R_2 cargado por la resistencia vista en la base, es decir

$$v_{B_2} = v_L \frac{R_2 // (h_{ie_2} + (h_{fe_2} + 1)r_z)}{R_1 + R_2 // (h_{ie_2} + (h_{fe_2} + 1)r_z)}. \quad (26)$$

Sustituyendo y operando resulta el factor de estabilidad de línea:

$$S_V \cong \frac{1}{R_b} \left(r_z + \frac{h_{ie_2}}{h_{fe_2}} \right) \left(1 + \frac{R_1}{R_2 // (h_{ie_2} + (h_{fe_2} + 1)r_z)} \right). \quad (27)$$

Vemos que el factor de estabilidad mejora (se reduce) cuando R_b es grande, r_z , pequeño y h_{fe_2} , elevado.

En el cálculo anterior supusimos que la corriente de base de T_1 no variaba, pero en realidad varía. En efecto, al incrementarse la tensión colector-emisor de T_1 se incremen-

ta la corriente por la admitancia de salida h_{oe1} , por lo que la corriente por la fuente dependiente debe reducirse para mantener constante la corriente de salida:

$$\Delta v_G h_{oe1} + (h_{fe1} + 1)\Delta i_{B1} = 0,$$

de donde

$$\Delta i_{B1} = -\frac{h_{oe1}}{(h_{fe1} + 1)}\Delta v_G. \quad (28)$$

Resulta, así, que no sólo la corriente por R_b circulará sólo por el zener, de modo que la ecuación (22) se modifica así:

$$\Delta i_z \cong \Delta v_G \left(\frac{1}{R_b} + \frac{h_{oe1}}{(h_{fe1} + 1)} \right). \quad (29)$$

Si R_b es grande, este efecto debe ser tenido en cuenta. Resulta, finalmente,

$$S_V \cong \left(\frac{1}{R_b} + \frac{h_{oe1}}{(h_{fe1} + 1)} \right) \left(r_z + \frac{h_{ie2}}{h_{fe2}} \right) \left(1 + \frac{R_1}{R_2 // (h_{ie2} + (h_{fe2} + 1)r_z)} \right). \quad (30)$$

Un inconveniente de este circuito es que por lo general R_b no puede elegirse grande sin comprometer el rendimiento. Ello se debe a que un rendimiento alto exige una tensión de entrada lo más baja posible, pero al mismo tiempo se requiere una corriente considerable para surtir la base de T_1 . Lograr esto con una resistencia exige que su valor sea bajo.

Ejemplo 1: Supongamos una fuente con $R_b = 100 \Omega$, $R_1 = 3,9 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 6,2 \text{ k}\Omega$, $V_z = 5,6 \text{ V}$, $r_z = 5 \Omega$, $h_{ie2} = 100 \Omega$, $h_{fe2} = 60$, $h_{oe1} = 5 \text{ mS}$. Sustituyendo valores se obtiene

$$S_V \cong 0,57.$$

Este valor es bastante alto, lo cual significa que el regulador sólo reduce en alrededor de un 43 % las variaciones de la tensión de entrada.

Una posible solución es reemplazar la resistencia por una fuente de corriente. La resistencia equivalente será elevada aun cuando la fuente de corriente, con poca tensión, es capaz de entregar la corriente necesaria. En el circuito de la figura 11 se muestra un ejemplo. La corriente entregada por el colector de T_3 es, aproximadamente,

$$I_{C3} \cong \frac{V_{z2} - V_{BE3}}{R_3}, \quad (31)$$

mientras que su resistencia equivalente, después de algunos cálculos, se aproxima por

$$R_b \cong \frac{1}{h_{oe3}} + R_3 // h_{ie3} \left(1 + \frac{h_{fe3}}{h_{ie3} h_{oe3}} \right). \quad (32)$$

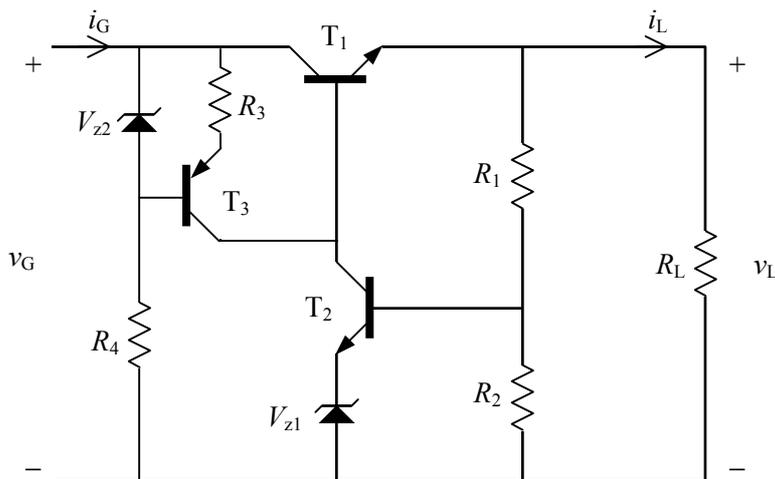


Figura 11. El regulador serie de la figura 7 mejorado con un prerregulador de corriente.

Ejemplo 2: Si $R_3 = 100 \Omega$, $h_{oe3} = 0,25 \text{ mS}$ (correspondiente a una corriente de colector de 50 mA y una tensión de Early de 200 V), $h_{fe3} = 100$, $h_{ie3} = 60 \Omega$, resulta, de la ecuación (32), una resistencia de salida $R_b = 254 \text{ k}\Omega$. En este caso, aplicando nuevamente la ecuación (30) resulta

$$S_V \cong 0,014,$$

que corresponde a una regulación mucho mejor.

4.1.3.2 Factor de estabilidad de línea: cálculo exacto

El cálculo exacto de los factores de estabilidad procede planteando las ecuaciones de potenciales de nudo del modelo en pequeña señal correspondiente al circuito de la figura 7, mostrado en la figura 12.

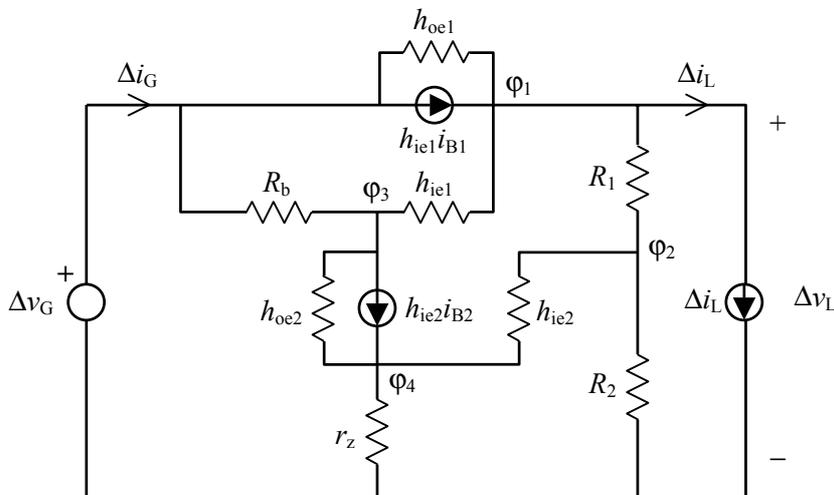


Figura 12. Modelo en pequeña señal del regulador de la figura 7 para el análisis por el método de potenciales de nudo.

Las ecuaciones de nudos son

$$\begin{aligned} \varphi_1 \left(h_{oe_1} + \frac{1}{h_{ie_1}} + \frac{1}{R_1} \right) - \varphi_2 \frac{1}{R_1} - \varphi_3 \frac{1}{h_{ie_1}} &= \Delta v_G h_{oe_1} + \frac{h_{fe_1}}{h_{ie_1}} (\varphi_3 - \varphi_1) - \Delta i_L \\ -\varphi_1 \frac{1}{R_1} + \varphi_2 \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{h_{ie_2}} \right) - \varphi_4 \frac{1}{h_{ie_2}} &= 0 \\ -\varphi_1 \frac{1}{h_{ie_1}} + \varphi_3 \left(\frac{1}{R_b} + h_{oe_2} + \frac{1}{h_{ie_1}} \right) - \varphi_4 h_{oe_2} &= -\frac{h_{fe_2}}{h_{ie_2}} (\varphi_2 - \varphi_4) + \Delta v_G \frac{1}{R_b} \\ -\varphi_2 \frac{1}{h_{ie_2}} - \varphi_3 h_{oe_2} + \varphi_4 \left(h_{oe_2} + \frac{1}{r_z} + \frac{1}{h_{ie_1}} \right) &= \frac{h_{fe_2}}{h_{ie_2}} (\varphi_2 - \varphi_4) \end{aligned}$$

Reordenando y agrupando, se tiene

$$\begin{aligned} \varphi_1 \left(h_{oe_1} + \frac{h_{fe_1} + 1}{h_{ie_1}} + \frac{1}{R_1} \right) - \varphi_2 \frac{1}{R_1} - \varphi_3 \frac{h_{fe_1} + 1}{h_{ie_1}} &= \Delta v_G h_{oe_1} - \Delta i_L \\ -\varphi_1 \frac{1}{R_1} + \varphi_2 \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{h_{ie_2}} \right) - \varphi_4 \frac{1}{h_{ie_2}} &= 0 \\ -\varphi_1 \frac{1}{h_{ie_1}} + \frac{h_{fe_2}}{h_{ie_2}} \varphi_2 + \varphi_3 \left(\frac{1}{R_b} + h_{oe_2} + \frac{1}{h_{ie_1}} \right) - \varphi_4 \left(\frac{h_{fe_2}}{h_{ie_2}} + h_{oe_2} \right) &= \Delta v_G \frac{1}{R_b} \\ -\varphi_2 \frac{1}{h_{ie_2}} - \varphi_3 h_{oe_2} + \varphi_4 \left(h_{oe_2} + \frac{1}{r_z} + \frac{1}{h_{ie_1}} \right) &= \frac{h_{fe_2}}{h_{ie_2}} (\varphi_2 - \varphi_4) \end{aligned} \tag{33}$$

Este sistema puede expresarse en la forma matricial

$$A \Phi = C,$$

donde A es la matriz de coeficientes, Φ el vector columna formado por los potenciales de nudos φ_k y C es el vector columna de los términos independientes. Multiplicando por la matriz inversa se obtiene el vector Φ :

$$\Phi = A^{-1}C, \tag{34}$$

Aunque es posible, no intentaremos obtener la solución explícita. La solución se implementa más fácilmente en forma numérica con software matricial tal como Octave, Scilab o Matlab. Si bien para mayor generalidad se consideró una fuente de corriente Δi_L , como carga, a los efectos del cálculo del factor de estabilidad de línea conviene tomar $\Delta i_L = 0$. La tensión de salida es $\Delta v_L = \Phi(1) = \varphi_1$, por lo cual

$$S_V = \frac{\Phi(1)}{\Delta v_G}. \quad (35)$$

Ejemplo 3: Supongamos la fuente del ejemplo 1 con $R_b = 100 \Omega$, $R_1 = 3,9 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 6,2 \text{ k}\Omega$, $V_z = 5,6 \text{ V}$, $r_z = 5 \Omega$, $h_{ie2} = 60 \Omega$, $h_{fe2} = 100$, $h_{ie1} = 14 \Omega$, $h_{fe1} = 20$, $h_{oe1} = 5 \text{ mS}$. Sustituyendo valores se obtiene

$$S_V = 0,36.$$

Este resultado difiere considerablemente del valor aproximado obtenido anteriormente. Si se cambia la resistencia R_b por la resistencia dinámica de la fuente de corriente como en el ejemplo 2 ($R_b = 254 \text{ k}\Omega$), el resultado es

$$S_V = 0,013,$$

valor más cercano al resultado aproximado.

4.1.3.3 Factor de estabilidad de carga: cálculo simplificado

En este caso se mantiene constante la tensión de entrada y se permite variar la corriente de carga i_L . Igual que en el caso anterior, el método simplificado supone que la tensión de salida prácticamente no varía. En este caso v_G también es constante, por lo que la corriente por h_{oe1} es aproximadamente constante. Las variaciones de corriente de salida circulan exclusivamente por la fuente dependiente, de allí que

$$\Delta i_{B1} \cong \frac{\Delta i_L}{h_{fe1} + 1}. \quad (36)$$

Esto implica un incremento en la tensión base-emisor de T_1

$$\Delta v_{BE1} \cong \frac{\Delta i_L}{h_{fe1} + 1} h_{ie1}. \quad (37)$$

Dado que v_L y v_G son constantes, el incremento Δv_{BE1} implica un *decremento* de la tensión en R_b . El incremento de la corriente por el zener será, entonces

$$\Delta i_z \cong -\frac{\Delta i_L}{h_{fe1} + 1} \left(\frac{h_{ie1}}{R_b} + 1 \right). \quad (38)$$

Esta corriente provoca un aumento en la tensión del zener y en la tensión base-emisor de T_2 , por lo cual la tensión de base de T_2 se incrementa en

$$\Delta v_{B2} \cong -\frac{\Delta i_L}{h_{fe1} + 1} \left(\frac{h_{ie1}}{R_b} + 1 \right) \left(r_z + \frac{h_{ie2}}{h_{fe2}} \right). \quad (39)$$

Aplicando la ecuación (26) y reordenando se obtiene

$$S_I \cong -\frac{\frac{h_{ie1}}{R_b} + 1}{h_{fe1} + 1} \left(r_z + \frac{h_{ie2}}{h_{fe2}} \right) \left(1 + \frac{R_1}{R_2 // (h_{ie2} + (h_{fe2} + 1)r_z)} \right). \quad (40)$$

El signo $-$ se debe a que un aumento de la corriente de carga provoca una disminución de la tensión de salida, Nuevamente vemos que es importante que la resistencia R_b sea elevada, pero también se aprecia la necesidad de que la ganancia de corriente de T_1 , h_{FE1} , sea alta. El factor de estabilidad de carga mejora cuando se reemplaza T_1 por un par Darlington.

Ejemplo 4: Con los datos del ejemplo 3 se obtiene

$$S_I \cong -3,03 \Omega.$$

Si se utiliza una fuente de corriente con una resistencia $R_b = 254 \text{ k}\Omega$ resulta

$$S_I \cong -2,66 \Omega.$$

Si en cambio se utiliza un Darlington de ganancia 1000 conservando $R_b = 100 \Omega$, resulta

$$S_I \cong -0,13 \Omega,$$

mientras que si se combinan ambas mejoras se obtiene

$$S_I \cong -0,06 \Omega.$$

4.1.3.4 Factor de estabilidad de carga: cálculo exacto

Para calcular el factor de estabilidad de carga en forma exacta, la única modificación que debe hacerse con respecto al caso del factor de estabilidad de línea es que ahora $\Delta v_G = 0$ y $\Delta i_L \neq 0$. Puede utilizarse el sistema de ecuaciones (33) y aplicarse la solución matricial (34). En este caso resulta

$$S_I = \frac{\Phi(1)}{\Delta i_L}. \quad (41)$$

Ejemplo 5: Con los datos del ejemplo 3 se obtiene

$$S_I = -1,92 \Omega,$$

valor un 37 % menor que para el cálculo aproximado. Si $R_b = 254 \text{ k}\Omega$, resulta

$$S_I = -2,62 \Omega,$$

valor más cercano al valor aproximado obtenido anteriormente.

NOTA: Cambiando el signo al factor de estabilidad de carga se obtiene la resistencia de salida del regulador.

4.1.3.5 Factores de estabilidad del regulador con amplificador operacional

Por estar en presencia de un amplificador operacional (figura 10), el método simplificado ofrece un resultado muy cercano al exacto. Para la estabilidad de línea suponemos una corriente de carga constante. Hay dos mecanismos que vinculan el incremento de v_G con el de v_L . El primero es la variación de corriente por el zener, que provoca una variación de su tensión de ruptura, dada por

$$\Delta v_Z = \Delta v_G \frac{r_Z}{R_3 + r_Z}. \quad (42)$$

El segundo mecanismo es la variación de tensión en la base de T_1 , que implica una variación en la tensión diferencial del amplificador. Aplicando la ecuación (28), que tiene en cuenta las variaciones de i_{B1} (aun manteniéndose constante i_L , debidas a la variación de corriente en la resistencia de salida), podemos obtener

$$\Delta v_{BE1} = -\frac{h_{oe1} h_{ie1}}{h_{fe1} + 1} \Delta v_G. \quad (43)$$

Esta variación, dividida por la ganancia del amplificador proporciona el incremento en la tensión diferencial, que debe restarse al incremento de la tensión de zener para obtener el incremento total de la tensión v^- .

$$\Delta v^- = \Delta v_G \left(\frac{r_Z}{R_3 + r_Z} + \frac{h_{oe1} h_{ie1}}{(h_{fe1} + 1) a_v} \right). \quad (44)$$

Finalmente, teniendo en cuenta que el divisor R_1 - R_2 no es cargado por el terminal inversor del amplificador

$$S_V \cong \left(\frac{r_Z}{R_3 + r_Z} + \frac{h_{oe1} h_{ie1}}{(h_{fe1} + 1) a_v} \right) \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right). \quad (44)$$

Normalmente a_v es suficientemente elevado (típicamente mayor de 20000) como para que pueda despreciarse el segundo término dentro del paréntesis:

$$S_V \cong \frac{r_Z}{R_3 + r_Z} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right). \quad (45)$$

En este caso, dado que R_3 no tiene otro requisito de corriente que la polarización del zener, en general se la puede elegir relativamente alta, obteniéndose con facilidad valores de S_V menores al 1 %.

En cuanto a la estabilidad de carga, un incremento de i_L sólo repercute en la corriente de base de T_1 , ocasionando un incremento Δv_{BE1} dado por

$$\Delta v_{BE1} = \frac{h_{ie1}}{h_{fe1} + 1} \Delta i_L. \quad (46)$$

Un razonamiento análogo al anterior lleva a

$$S_I = -\frac{h_{ie_1}}{(h_{fe_1} + 1) a_v} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right). \quad (47)$$

Este valor es sumamente bajo. Esencialmente ello se debe a que estamos en presencia de un circuito realimentado con sensado en paralelo y alta ganancia de lazo, por lo que la impedancia de salida se reduce por un factor muy grande.

Las expresiones (45) y (47) muestran la superioridad de este circuito con respecto a los anteriores, dado que la estabilidad de línea y de carga es muy buena.

4.1.3.6 Factor de estabilidad de temperatura

Aunque no abundaremos en detalles analíticos, que quedan como ejercicio, el factor de estabilidad de temperatura puede estimarse a partir de los coeficientes de temperatura de los elementos involucrados. Así, en el ejemplo de la figura 7, el coeficiente de temperatura del zener sumado al de la juntura base-emisor de T_2 son los parámetros más relevantes, ya que la estabilidad de temperatura depende directamente de ellos. Los coeficientes de temperatura de las resistencias R_1 y R_2 tienen poca incidencia dado que al ser de la misma tecnología las derivas porcentuales son iguales, manteniéndose constante el factor de atenuación. El coeficiente de temperatura de la tensión base-emisor de T_1 puede incidir indirectamente, al implicar una leve reducción de la corriente por R_b , pero en general tampoco incide notablemente. En la mayoría de los casos la estabilidad de temperatura de la tensión de referencia es el factor predominante, razón por la cual se suelen utilizar referencias integradas compensadas en temperatura.

4.1.4. Protecciones

Aunque en algunos casos las condiciones de alimentación y de carga de un regulador se mantienen dentro de lo previsto, muchos reguladores pueden estar sujetos a condiciones muy variables, algunas de las cuales caen fuera de los límites admisibles para alguna o algunas de las variables (en general corriente, potencia o temperatura).

La situación descrita puede poner en riesgo la funcionalidad o incluso la seguridad del regulador, lo cual lleva a la necesidad de dotar al circuito de una o más protecciones. La finalidad de las mismas es detener el funcionamiento o alterarlo de modo de evitar riesgos.

Las protecciones pueden clasificarse en protecciones de reposición manual o automática. Dentro de las primeras se encuentran, por ejemplo, los fusibles, es decir, dispositivos formados por un alambre relativamente delgado que, ante un incremento de la corriente por encima de cierto valor especificado, se funde, cortando el suministro eléctrico. Otro ejemplo son los dispositivos de control biestable, por ejemplo un relé, que interrumpe el suministro en forma no autodestructiva pero requiere intervención humana para retomar la operación.

Dentro de las protecciones automáticas tenemos las protecciones contra sobrecorriente, contra cortocircuito,⁶ contra sobretensión, de área segura y contra sobreten-

⁶ Una protección contra sobrecorriente no necesariamente protege contra cortocircuito, ya que podría limitarse la corriente pero, debido a la tensión que cae en el transistor de paso, resultar excesiva la potencia disipada.

sión. Las últimas son poco frecuentes, aunque un ejemplo son las protecciones valvulares de descarga gaseosa contra picos muy altos de tensión, por ejemplo, los derivados de la caída de un relámpago en proximidades de una instalación eléctrica.

4.1.4.1 Fusibles

Los fusibles se utilizan en la mayoría de los casos como protección extrema, incluso ante la eventual falla de otras protecciones. Es buena de práctica incluir fusibles en cualquier equipo que se conecte a la línea de distribución eléctrica o que pueda manejar corrientes importantes.

Los fusibles se especifican por medio de su corriente nominal, es decir la corriente que pueden conducir en forma permanente sin que se fundan, aunque es recomendable no exceder, en funcionamiento normal, el 75 % de la corriente nominal. Dicho margen de seguridad debe aumentarse en caso de que el fusible deba funcionar en un ambiente, gabinete, etc., a temperaturas elevadas.

Para corrientes transitorias de corta duración, el fusible tolerará picos ocasionales tales que no se alcance un valor $I^2 t_{\text{máx}}$, una medida de la energía necesaria para fundirlo en un tiempo menor o igual que 8 ms (o menor o igual que 1 ms para el caso de fusibles rápidos de película delgada). Por ejemplo, un fusible que tenga $I^2 t_{\text{máx}} = 0,25 \text{ A}^2\text{s}$ soportará un pico de $\sqrt{(0,25 \text{ A}^2\text{s})/(0,008 \text{ s})} = 5,59 \text{ A}$ durante 8 ms o bien uno de 11,2 A durante 2 ms. De todas maneras se recomienda no exponer al fusible a pulsos con $I^2 t$ mayor del 75 % de $I^2 t_{\text{máx}}$. Es más, ante pulsos cíclicos (suponiendo un intervalo entre pulsos tal que el fusible alcance a enfriarse), existe un máximo número admisible, N , de ciclos dentro de la vida útil del dispositivo en función del porcentaje P del $I^2 t_{\text{máx}}$ expresado en general en la forma empírica

$$N = N_0 \left(\frac{P}{P_0} \right)^\alpha \quad (48)$$

Por ejemplo, para fusibles Littelfuse, $N_0 = 1000$, $P_0 = 38 \%$, $\alpha = -8.85$. Así, el fusible anterior tolerará una cantidad

$$N = 1000 \left(\frac{0,08 \text{ A}^2\text{s} / 0,25 \text{ A}^2\text{s}}{0,38} \right)^{-8,85} = 4576$$

pulsos de $0,08 \text{ A}^2\text{s}$.

La resistencia eléctrica del fusible está en proporción inversa con su corriente nominal. Para fusibles de baja corriente pueden ser de algunos ohms, lo cual debe tenerse en cuenta en el diseño del circuito si la resistencia total es un parámetro crítico.

La tensión máxima admisible es un parámetro de utilidad en casos de altas tensiones, ya que el fusible podría fundirse y sin embargo no interrumpir la corriente debido a la formación de un arco voltaico.

4.1.4.2 Protección cross-over

La protección cross-over es una protección contra sobrecorriente. En el caso de fuentes de baja potencia podría incluso funcionar como protección contra cortocircuito.

Está formada, como se muestra en la figura 13, por un transistor cuya base-emisor se polariza a través de la caída en la resistencia de sentido de corriente R_s .

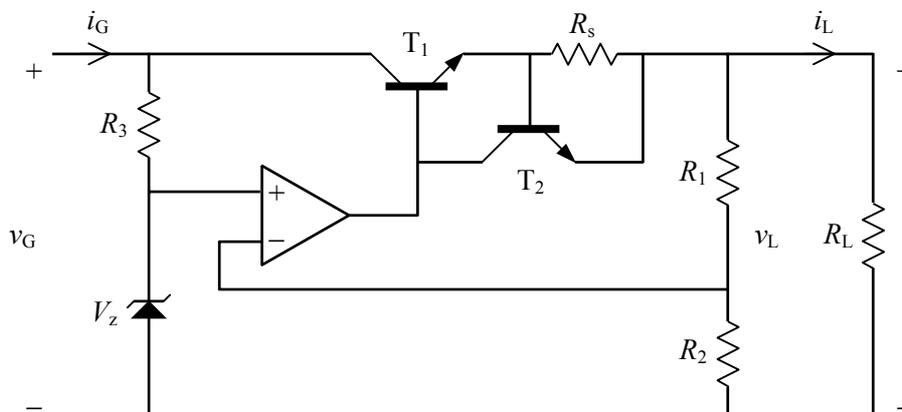


Figura 13. Protección cross-over para el regulador serie con un amplificador operacional.

Para bajas corrientes de carga, el transistor T_2 permanece cortado. Cuando la corriente de carga aumenta suficientemente, la caída en R_s alcanza el valor V_γ de conducción de T_2 y éste comienza a derivar corriente. Ello sucede cuando

$$i_L = \frac{V_\gamma}{R_s} \cdot R_2 \tag{49}$$

Mientras el amplificador operacional no alcance su propio límite de corriente, la corriente de carga podrá continuar aumentando ligeramente, lo cual polarizará aún más al transistor T_2 hasta que éste absorba toda la corriente del amplificador menos la que va hacia la base de T_1 .⁷ A partir de ese momento el amplificador se satura en corriente, por lo cual deja de funcionar linealmente. La realimentación se interrumpe y cualquier intento por aumentar la corriente de carga redundará en una disminución de la tensión de salida. El regulador pasa a operar como fuente de corriente. En la figura 14 se muestra la relación entre la tensión de salida y la corriente de carga

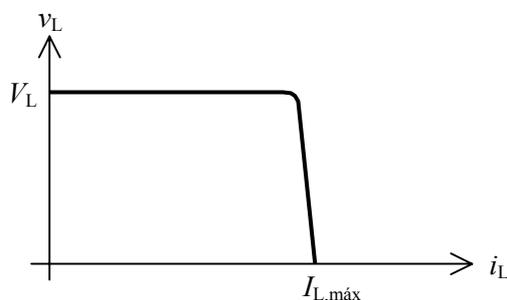


Figura 14. Tensión de salida en función de la corriente de carga para un regulador con protección cross-over .

⁷ Obsérvese que T_1 no llega a cortarse sino que sigue conduciendo, ya que de otro modo la caída en R_s se anularía, por lo que T_2 volvería a estar cortado.

Esta protección aumenta la tensión mínima necesaria para el funcionamiento del circuito, por lo que también reduce el rendimiento. Por otra parte, en la situación de cortocircuito ($V_L = 0$), la corriente es máxima. Dado que también es máxima la tensión que cae en el transistor T_1 , la potencia disipada es muy alta, obligando a sobredimensionar el transistor.

4.1.4.3 Protección fold-back

La protección fold-back (figura 15) es también una protección contra sobrecorriente, pero con la propiedad de reducir la corriente residual en situación de cortocircuito, por lo tanto es más apropiada como protección contra cortocircuito.

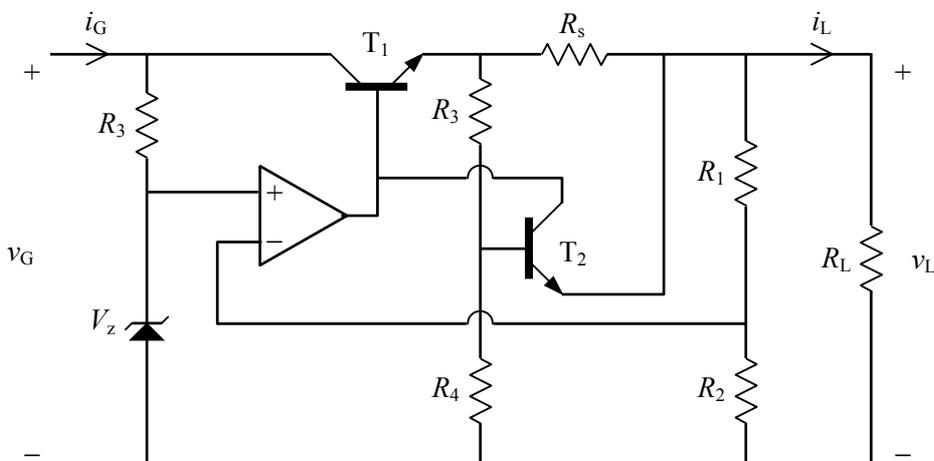


Figura 15. Protección fold-back para el regulador serie con un amplificador operacional.

Es similar a la protección cross-over, sólo que la base del transistor de protección T_2 está tomada de un divisor entre el emisor de T_1 y masa. La tensión v_{BE2} ahora no sólo depende de la corriente de carga sino también de la tensión de salida:

$$v_{BE2} = (v_L + i_L R_s) \frac{R_4}{R_3 + R_4} - v_L,$$

es decir,

$$v_{BE2} = i_L R_s \frac{R_4}{R_3 + R_4} - v_L \frac{R_3}{R_3 + R_4}. \tag{50}$$

Normalmente se elige $R_3 \ll R_4$. Cuando la protección todavía no ha actuado, v_L es alta (cercana a su valor nominal). A diferencia de la protección cross-over, la caída en R_s necesaria para que T_2 comience a conducir es *mayor* que V_γ , y lo es por dos razones: está ligeramente atenuada por $R_4/(R_3 + R_4)$ y está acompañada por un término negativo.

La corriente inicial del proceso de protección es

$$i_{L,m\acute{a}x} = \frac{V_{\gamma}}{R_s} \left(1 + \frac{R_3}{R_4} \right) + \frac{v_L}{R_s} \frac{R_3}{R_4}. \tag{51}$$

A partir de este momento, cualquier intento por aumentar la corriente de carga satura en corriente rápidamente al amplificador por lo cual la tensi3n de salida empieza a bajar. A medida que v_L disminuye, tambi3n lo hara la corriente de carga necesaria para mantener T_1 en conducci3n. Finalmente, en la situaci3n de cortocircuito se tiene:

$$i_{L,cc} = \frac{V_{\gamma}}{R_s} \left(1 + \frac{R_3}{R_4} \right). \tag{52}$$

En la figura 16 se muestra la relaci3n entre la tensi3n de salida y la corriente de carga.

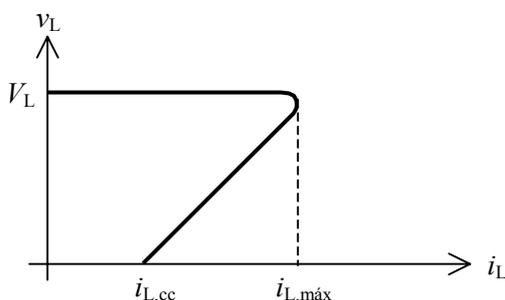


Figura 15. Tensi3n de salida en funci3n de la corriente de carga para un regulador con protecci3n fold-back .

Como se aprecia, esta protecci3n es superior frente a la cross-over en lo que a corriente de cortocircuito se refiere. Sin embargo, cuanto menor se pretenda que sea $i_{L,cc}$ con respecto a $i_{L,m\acute{a}x}$, tanto mayor debera ser la ca3da de tensi3n en R_s para que actúe por primera vez la protecci3n, lo cual se traduce en un peor rendimiento. Debera buscarse una soluci3n de compromiso entre el rendimiento cerca de la corriente máxima y la corriente residual en cortocircuito. En algunos casos puede convenir un análisis estadastico de la frecuencia con que se dara cada una de estas situaciones. Por ejemplo, si los cortocircuitos pueden ser frecuentes y la fuente funciona desatendida, tal vez convenga una menor $i_{L,cc}$. Si s3lo rara vez se dara un cortocircuito, entonces conviene una menor ca3da inicial en R_s .

Agradecimiento

El autor agradece al Prof. Ing. Alberto Galiano la información obtenida de la publicación citada en las referencias. Particularmente, la organización general del material está inspirada en aquel trabajo.

Referencias

- Galiano, Alberto. "Fuentes reguladas con salida de corriente continua". Publicación interna de la cátedra de Electrónica Lineal II. (ca. 1990)
- "National Power ICs Databook". National Semiconductor. Santa Clara, CA, USA, 1995.
- Millman, Jacob; Halkias, Christos. "Dispositivos y circuitos electrónicos". Ediciones Pirámide. Madrid, 1978.