



Unidad temática 1: Tema 2

FUENTES DE CORRIENTE CONTINUA REGULADAS

Profesor: Ing. Aníbal Laquidara.

J.T.P.: Ing. Isidoro Pablo Perez.

Ay. Diplomado: Ing. Carlos Díaz.

Ay. Diplomado: Ing. Alejandro Giordana

Ay. Alumno: Sr. Nicolás Ibáñez.

URL: <http://www.ing.unlp.edu.ar/electrotecnia/electronicos2/>

FUENTES DE CORRIENTE CONTINUA REGULADAS

INTRODUCCIÓN

En general, los dispositivos electrónicos requieren que se les suministre tensión continua para su funcionamiento. Los equipos de bajo consumo utilizan pilas o baterías, con la ventaja de ser portátiles y la desventaja de tener un tiempo de operación limitado. Pero usualmente se procede a obtener la tensión continua a partir de la tensión alterna de la red comercial de energía (220 VRMS).

Esta tensión puede ser modificada utilizando configuraciones circuitales que permiten obtener diferentes valores de tensión continua y con mayor grado de estabilidad.

Comenzaremos el estudio de este tema planteando los conceptos básicos y analizando reguladores simples, para luego avanzar hacia configuraciones más complejas y completas.

FUENTES DE TENSIÓN REGULADAS

Una fuente de alimentación regulada ideal es aquella que entrega una tensión continua constante V_0 , independientemente de la corriente I_0 que circula por la carga, de la temperatura y de cualquier variación de la tensión de entrada a la misma.

Podemos considerar que la tensión de entrada de la fuente regulada es provista por una fuente no regulada constituida por un transformador, un rectificador y un filtro. Este tipo de fuente posee mala regulación y cualquier variación de, por ejemplo la tensión de entrada, producirá variación de la tensión de salida, por lo que debe agregársele un dispositivo o circuito regulador. De modo que el diagrama en bloques de una fuente regulada puede ser el siguiente:



Figura 1: Diagrama en bloques de una fuente regulada

Por otra parte, el esquema general de un regulador de tensión puede ser representado con un modelo de cuadripolo:

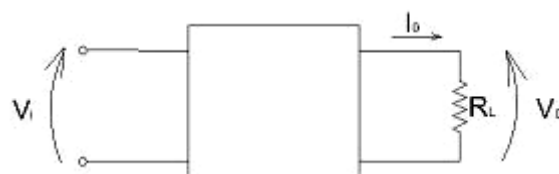


Figura 2: Modelo cuadripolo de fuente regulada

La tensión de salida (V_0) será función de la tensión de entrada (V_i), de la corriente que demande la carga (I_0), y de la temperatura (T):

$$V_0 = f(V_i; I_0; T)$$

De manera que la variación de la tensión de salida puede expresarse como:

$$\Rightarrow dV_0 = \left. \frac{\partial V_0}{\partial V_i} \right|_{\substack{\Delta I_0=0 \\ \Delta T=0}} dV_i + \left. \frac{\partial V_0}{\partial I_0} \right|_{\substack{\Delta V_i=0 \\ \Delta T=0}} dI_0 + \left. \frac{\partial V_0}{\partial T} \right|_{\substack{\Delta V_i=0 \\ \Delta I_0=0}} dT$$

donde:

$$\left. \frac{\partial V_0}{\partial V_i} \right|_{\substack{\Delta I_0=0 \\ \Delta T=0}} = F \quad \text{es el Factor de regulación}$$

$$\left. \frac{\partial V_0}{\partial I_0} \right|_{\substack{\Delta V_i=0 \\ \Delta T=0}} = R_0 \quad \text{es la Resistencia de salida}$$

$$\left. \frac{\partial V_0}{\partial T} \right|_{\substack{\Delta V_i=0 \\ \Delta I_0=0}} = K_T \quad \text{es el Coeficiente térmico}$$

Considerando pequeños incrementos de V_i , I_0 y T :

$$\Rightarrow \Delta V_0 = F \cdot \Delta V_i + R_0 \cdot \Delta I_0 + K_T \cdot \Delta T$$

Si bien cada incremento individual afecta a las otras variables, como son efectos de segundo orden, podemos despreciarlos sin cometer errores importantes.

Fuentes reguladas – Parámetros

Estos factores pueden ser empleados para comparar diferentes configuraciones de fuentes, son parámetros de caracterización de fuentes reguladas, que permiten evaluar la capacidad de un circuito para mantener su tensión nominal bajo condiciones externas variables:

- Factor de regulación o Regulación de línea, F_0
- Resistencia de salida o Regulación de carga, R_0
- Coeficiente térmico o Coeficiente de variación con la temperatura, K_T
- Estabilidad a largo plazo

Factor de regulación: F_0

El Factor de regulación es una medida de la capacidad del circuito para mantener la tensión de salida nominal cuando varía la de entrada. Habitualmente la tensión de alimentación es una tensión de continua no regulada o, a lo sumo, una tensión con un nivel de regulación más bajo que el que se espera del elemento que se está caracterizando.

Si denominamos V_i a la tensión de alimentación (no regulada) y V_o a la tensión de salida estabilizada, se define el factor de regulación como:

$$F_0 = \frac{\Delta V_0}{\Delta V_i} \quad \left[\frac{mV}{V} \right]$$

Una definición alternativa es:

$$F_0 = \frac{\Delta E_0}{\Delta E_i} \quad \left[\frac{mV}{V} \right]$$

Resistencia de salida: R_0

La resistencia de salida o regulación de carga es una medida de la capacidad del circuito para mantener la tensión de salida aunque cambie la corriente I_0 consumida por la carga. Si el circuito fuera una fuente de tensión ideal, su salida sería independiente de I_0 . La regulación de carga está directamente relacionada con la resistencia de salida de la fuente.

La resistencia de salida se define del siguiente modo:

$$R_0 = \frac{\Delta V_0}{\Delta I_0} \quad \left[\frac{mV}{mA} \right] \quad \text{o} \quad \left[\frac{mV}{A} \right]$$

O como factor de regulación de carga:

$$R_0 = \frac{\Delta V_0 / V_0}{\Delta I_0} 100 \quad \left[\frac{\%}{mA} \right] \quad \text{o} \quad \left[\frac{\%}{A} \right]$$

Coefficiente térmico o Coeficiente de temperatura de la tensión de salida: K_T

El coeficiente térmico mide la capacidad del circuito para mantener la tensión nominal de salida respecto de cambios de la temperatura del dispositivo. Se expresa de las siguientes formas:

$$K_T = \frac{\Delta V_0}{\Delta T} \quad \left[\frac{mV}{^\circ C} \right] \quad \text{o} \quad \left[\frac{\mu V}{^\circ C} \right]$$

$$K_T = \frac{\Delta V_0 / V_0}{\Delta T} 100 \quad \left[\frac{\%}{^\circ C} \right]$$

$$K_T = \frac{\Delta V_0 / V_0}{\Delta T} 10^6 \quad \left[\frac{ppm}{^\circ C} \right]$$

Estabilidad a largo plazo

La estabilidad a largo plazo es una medida de la capacidad del dispositivo regulador de tensión para mantener la tensión de salida nominal durante tiempos largos. Aunque habitualmente se expresa en ppm/1000 horas, este parámetro no puede extrapolarse para tiempos muy largos, sino que en estos casos debe utilizarse algún parámetro de desviación absoluta independiente del tiempo.

En la Figura 3 se muestran 5 casos típicos de evolución de la desviación. En todos ellos, existe una desviación neta inicial en un sentido (en las primeras 200 horas), pero esa variación no se mantiene indefinidamente en ese mismo sentido.

Así, si en un dispositivo se especifica que su desviación a largo plazo es de 70 ppm/1000 h no es razonable que se pueda extrapolar que en un año el cambio sea de 613 ppm, sino que la práctica muestra que a muy largo plazo, la desviación se sature al valor correspondiente a 2000h, y lo razonable es suponer que la desviación en un año es menor de sólo 140 ppm.

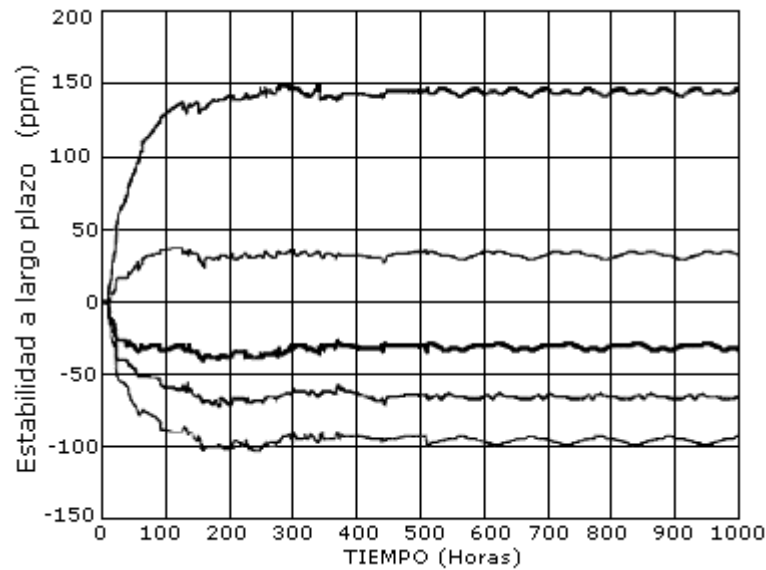


Figura 3

Ejemplo de evaluación de fuente regulada:

Una referencia de tensión comercial de 10 V de tensión nominal, como el REF01 de Burr-Brown, tiene un factor de regulación de 0.001%/V, un factor de regulación de carga de 0.002 %/mA, un coeficiente de temperatura de 1.0 ppm/°C.

Evaluar la variación absoluta de la tensión de salida bajo las siguientes condiciones:

a) La tensión de alimentación pueda cambiar entre 15 y 35 Voltios:

$$F_0 = \frac{\Delta V_0 / V_0}{\Delta V_i} 100 = 0,001 \% / V \Rightarrow \Delta V_0 = V_0 \frac{F_0}{100} \Delta V_i = 2 \text{ mV}$$

b) La resistencia de la carga puede variar entre 500 Ω y 2.500 Ω:

$$\Delta I_0 \approx \frac{10}{500} - \frac{10}{2500} = 16 \text{ mA}$$

$$R_0 = \frac{\Delta V_0 / V_0}{\Delta I_0} 100 = 0,002 \% / \text{mA} \Rightarrow \Delta V_0 = V_0 \cdot \frac{R_0}{100} \cdot \Delta I_0 = 10 \cdot \frac{0,002}{100} \cdot 16 = 3,2 \text{ mV}$$

c) El dispositivo debe operar en un entorno de temperaturas que varía entre 0°C y 50°C:

$$K_T = \frac{\Delta V_0 / V_0}{\Delta T} 10^6 = 1,0 \text{ ppm} / ^\circ \text{C} \Rightarrow \Delta V_0 = V_0 \cdot K_T \cdot \Delta T = 10 \cdot \frac{1}{10^6} \cdot 50 = 0,5 \text{ mV}$$

La variación absoluta máxima será:

$$\Delta V = 2 \text{ mV} + 3,2 \text{ mV} + 0,5 \text{ mV} = 5,7 \text{ mV}$$

CLASIFICACIÓN DE FUENTES REGULADAS

- Dependiendo del modo de operación del elemento de control, los reguladores se pueden clasificar en:
 - Continuos: generalmente se utilizan para bajas potencias; y su nombre se debe a que en el elemento de paso, o regulador, la circulación de corriente no se interrumpe.
 - De conmutación: Poseen un elemento que opera como llave, por lo que en el elemento de paso, o regulador, la corriente se interrumpe aún cuando en la carga, la circulación de corriente es constante.
- Dependiendo de como está colocado el elemento de paso, los reguladores pueden ser:
 - Reguladores derivación: el elemento de control está en paralelo con la carga.
 - Reguladores serie: el elemento de control está en serie con la carga.

Reguladores derivación

El esquema general es el de la figura 4:

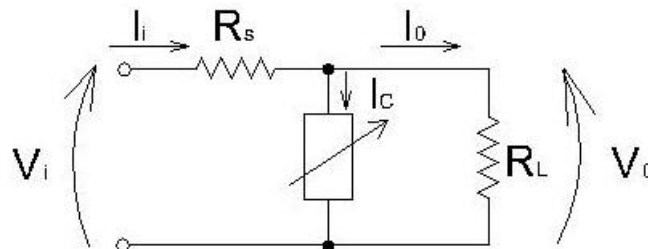


Figura 4

El elemento de control, en paralelo con la carga, puede ser un dispositivo simple o un circuito más elaborado.

Esta configuración presenta el inconveniente de la alta disipación de potencia en el elemento de control, en el que la potencia máxima está dada por:

$$P_{\text{máx}} = V_{0 \text{ máx}} (I_{i \text{ máx}} - I_{0 \text{ mín}}) = V_{0 \text{ máx}} \cdot I_{c \text{ máx}}$$

Los reguladores de tensión derivación son convenientes para tensiones reducidas y corrientes poco variables, o para aquellos casos en los que el valor de tensión de entrada V_i está próximo al valor de la tensión de salida regulada V_o .

Un dato importante a tener en cuenta para el diseño es la corriente mínima de operación del elemento de control ($I_{c \text{ mín}}$), que asegure su funcionamiento permanente.

Reguladores serie

El esquema general de un regulador serie es el de la figura 5.

El elemento de control en serie actúa ajustando su caída de tensión interna V_c , de modo que la tensión de salida V_o se mantenga constante para las variaciones de la tensión de entrada y de la corriente de carga.

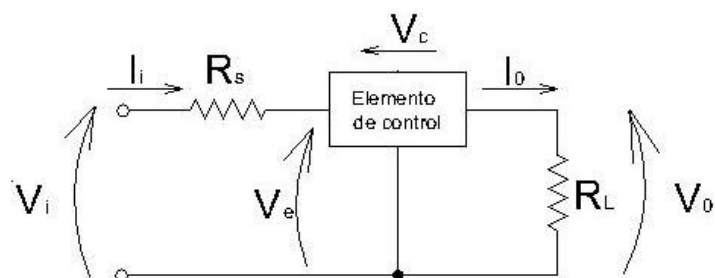


Figura 5

El elemento de control, o de paso, generalmente es un transistor. La máxima potencia disipada en el elemento de paso está dada por:

$$P_{D \text{ máx}} = (V_{i \text{ máx}} - V_{0 \text{ mín}}) \cdot I_{0 \text{ máx}}$$

REFERENCIAS DE TENSIÓN

Existen fuentes que consiguen la estabilidad de tensión en la salida utilizando directamente las características alineales de un dispositivo electrónico como el diodo Zener, sin un lazo de realimentación. Por lo general, se emplean “fuentes de tensión de referencia integradas”, de muy baja corriente de salida, que tienen un importante papel en las fuentes reguladas.

Una referencia de tensión proporciona una tensión continua estable a corto y largo plazo, que se utiliza como referencia estándar de otros muchos circuitos, como reguladores de tensión, convertidores A/D, D/A, tensión/frecuencia y frecuencia/tensión, multímetros, sensores, amplificadores logarítmicos, y otros muchos circuitos de instrumentación que tienen como finalidad medir magnitudes físicas de sistemas reales.

Los principales requerimientos de una referencia de tensión son la precisión y la estabilidad. La precisión define las diferencias de su salida con respecto al valor nominal, se suele medir como una cota del error absoluto o con el tanto por ciento de error relativo. La estabilidad define la influencia que sobre el valor de salida tienen los cambios de parámetros del entorno, temperatura, tensión de alimentación, carga, etc. Se suele medir en variación absoluta o relativa de la tensión de salida por unidad de variación de la magnitud externa cuya influencia se describe.

Para evitar errores debidos al auto-calentamiento o a interferencias externas intensas, las referencias de voltajes se diseñan con una baja capacidad de proporcionar corriente de salida (habitualmente en el rango de algunos mA).

Los reguladores de tensión son circuitos capaces de proporcionar tensiones y corrientes muy estables aún con resistencias de carga muy bajas. Habitualmente están basados en elementos de referencia de tensión que proporcionan precisión y estabilidad, junto con otros elementos de amplificación de potencia que los habilitan para transferirla a las cargas.

Aunque las características intrínsecas de la tecnología semiconductor es poco apropiada para diseñar elementos con valores absolutos en su salida, existen un conjunto de configuraciones diseñadas de forma inteligente y habitualmente basadas en técnicas de compensación, que proporcionan tensiones y corrientes con valores bien definidos y prácticamente insensibles a los cambios de la temperatura y de otros factores de influencia ambiental.

Entre otros, podemos destacar dos tipos de circuitos de referencia de tensión:

- a) Circuitos de referencias de tensión basados en diodos Zener
- b) Circuitos de referencia de tensión basados en el salto de banda “Band Gap”

a) Referencias de tensión basadas en diodos Zener

Diodo Zener es un nombre genérico que representa aquellos tipos de diodos bipolares que presentan una abrupta ruptura en su región de polarización inversa. Recordemos que si a un diodo de silicio se le aplica una tensión directa (en el sentido de conducción), circulará por él una corriente exponencial y producirá una caída de tensión entre bornes del diodo que resultará prácticamente constante. Cuando la tensión que se aplica es inversa, la corriente inversa se mantiene en valores extremadamente bajos hasta la ruptura. En ese punto, la corriente crece drásticamente para pequeños incrementos de tensión inversa. A partir de la tensión de ruptura, el diodo resulta útil como fuente de tensión de referencia, ya que la tensión entre sus bornes permanece relativamente

constante para un amplio rango de corrientes, con una resistencia dinámica r_Z muy baja (típicamente del orden de las decenas de ohmios).

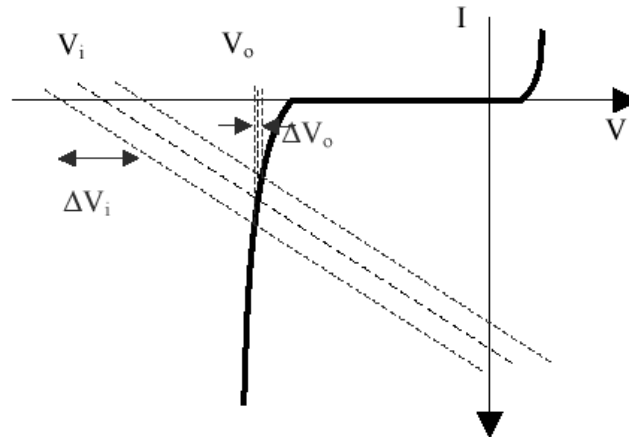


Figura 6

Dos fenómenos físicos son los responsables de la ruptura del diodo: el efecto avalancha y el efecto zener. El efecto avalancha ocurre en los diodos cuya tensión de ruptura excede aproximadamente los 5 V. Por debajo de esos 5 V, el efecto zener es el que determina las características de ruptura. Que predomine uno u otro es función del diseño del dispositivo, especialmente en el dopaje.

A su vez, el coeficiente de temperatura de las referencias de tensión depende del efecto responsable de la ruptura. La ruptura por avalancha tiene un coeficiente de temperatura positivo, debido a que el camino libre medio disminuye con la temperatura. La ruptura zener, en cambio, tiene un coeficiente de temperatura negativo, ya que el ancho de la zona prohibida disminuye con la temperatura. Estos dos efectos tienden a cancelarse en diodos con tensiones de referencia en el rango de los 6 V.

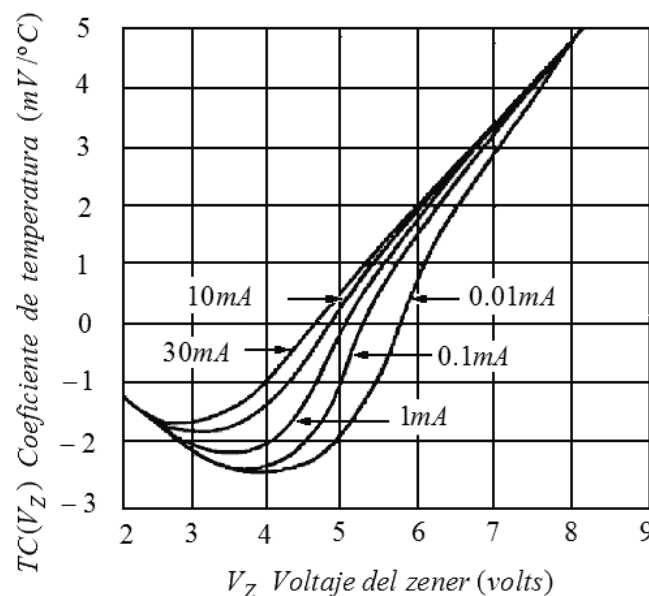


Figura 7

Sin embargo, la cancelación total ocurre sobre un rango muy estrecho de corriente. Normalmente en la práctica, no se hace distinción del efecto que tiene preponderancia en el diodo de tensión de referencia y se los designa a todos como diodo zener.

La deriva térmica de un circuito de referencia de tensión basado en diodo Zener, depende fundamentalmente de las características del diodo. Los fabricantes suelen proporcionar unas curvas que muestran la dependencia del coeficiente de variación de la tensión de zener con la temperatura. Utilizando estas curvas se puede ajustar el K_t al valor que requieren las especificaciones.

Por lo tanto, un circuito de referencia de tensión basado en un diodo Zener consiste en un Zener polarizado para que opere en su zona de ruptura. La polarización se realiza utilizando la fuente no regulada V_i y la resistencia R_s .

En la figura 8 se muestra la curva característica típica de un diodo Zener y su modelo equivalente cuando conduce en la región de ruptura.

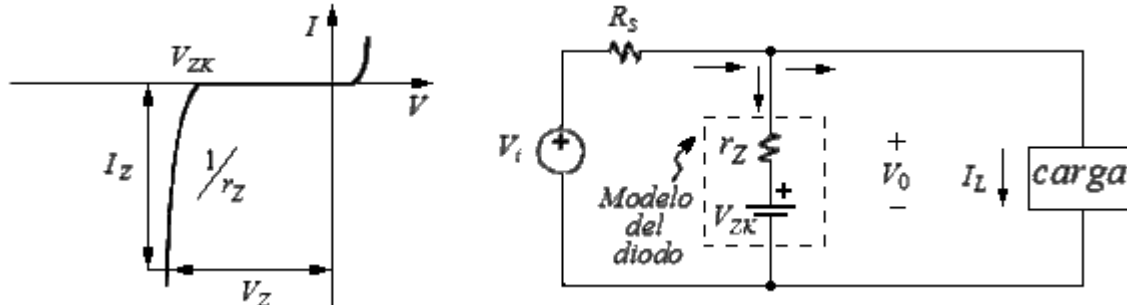
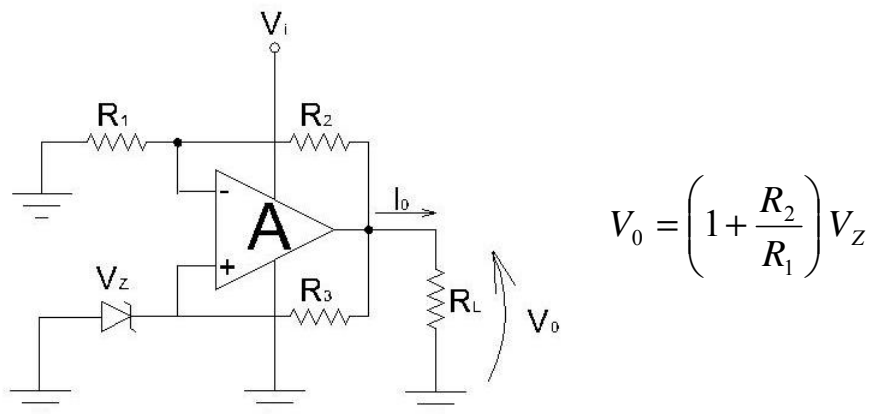


Figura 8

Un circuito equivalente para un diodo de referencia de tensión en la zona de ruptura es un simple circuito serie conteniendo una resistencia y una batería. El resistor representa la resistencia dinámica a la corriente de operación y debería ser lo más baja posible.

Dada la verticalidad de la curva característica en la zona de ruptura, una modificación de V_i o de R_L pueden cambiar significativamente la intensidad I que conduce el diodo Zener, pero hace cambiar sólo levemente la tensión de salida.

Los circuitos de referencia de tensión basados en diodos Zener pueden mejorarse utilizando el esquema de la Figura 9, en el que se utiliza la propia tensión regulada para polarizar el diodo Zener, independizándolo de las variaciones de la corriente de carga y de la tensión de entrada.



$$V_0 = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_Z$$

Figura 9

En este circuito el amplificador operacional aísla al diodo de la carga, de modo que la regulación de carga, o resistencia de salida, resulta ser la impedancia de salida del amplificador operacional en bucle cerrado:

$$R_0 = \frac{Z_{0AO}}{1 + \beta A_d}$$

Siendo:

Z_{0AO} la impedancia de salida del amplificador operacional a lazo abierto

$\beta = R_1/(R_1+R_2)$ el factor de realimentación

A_d la ganancia diferencial del amplificador operacional a lazo abierto

El diodo zener está alimentado por V_0 , en vez de V_i (la tensión no regulada que se utiliza como alimentación). Este método llamado “autorregulación”, evita que las variaciones de V_i afecten a la polarización del diodo zener y, en consecuencia, a V_z .

Ejemplo de regulador derivación

Analizaremos una fuente de referencia con diodo zener, o regulador zener básico, a partir del circuito de la figura 10:

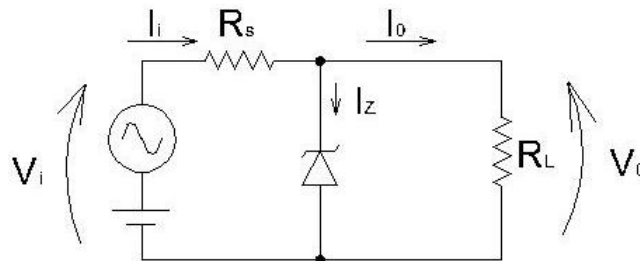


Figura 10

La entrada V_i es una tensión de continua con ripple. La tensión de salida es: $V_0 = V_z$

En una fuente ideal, V_0 debería ser independiente de las variaciones de: V_i , I_0 y T . Pero, en una fuente real esto no es tan así. Podemos evaluarlo calculando los factores: F , R_0 y K_T , para lo cual emplearemos circuitos incrementales equivalentes.

• Cálculo de F :

Para calcular F , I_0 debe ser constante ($\Delta I_0 = 0$) \Rightarrow consideramos $R_L \rightarrow \infty$; también debe ser constante la temperatura ($\Delta T = 0$). El circuito queda como el de la figura 11:

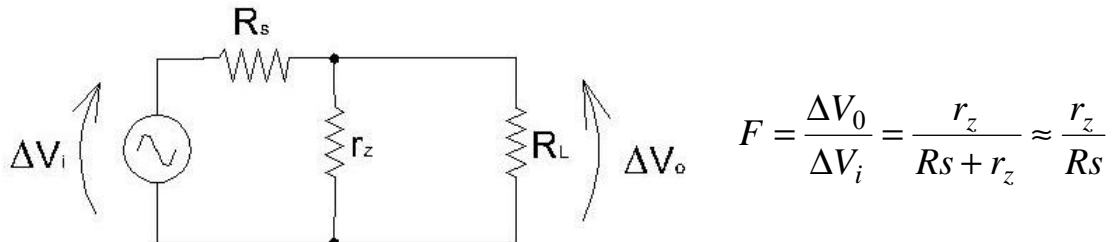


Figura 11

Lo deseable es que el factor de regulación F sea lo más pequeño posible, de modo que la tensión de salida varíe poco ante variaciones de la tensión de entrada. De la expresión obtenida para F surge que, en este caso, es necesario que r_z sea pequeña comparada con R_s . Por supuesto, esto tiene limitaciones.

• Cálculo de R_0 :

Para calcular R_0 , V_i y T deben ser constantes ($\Delta V_i = 0$; $\Delta T = 0$). Calculamos lo que se ve en el circuito desde la salida (figura 12):

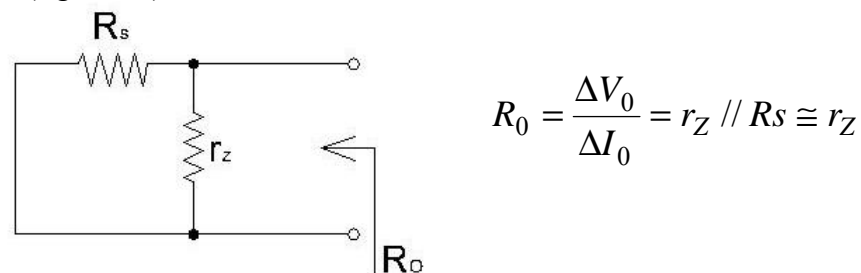


Figura 12

Dado que no se quieren variaciones a la salida por variaciones de la corriente de carga, la expresión obtenida para R_0 nos indica también la conveniencia de tener una $r_Z \ll R_L$.

• **Cálculo de K_T :**

Podemos considerar que el Zener es el único elemento cuyo funcionamiento depende de la temperatura, por lo que en este caso la constante térmica del circuito es directamente la variación de la tensión del Zener con la temperatura.

En principio, dado que $V_0 = V_Z$, podemos deducir fácilmente que:

$$K_{T \text{ circuito}} = K_{TZ}$$

El coeficiente de temperatura de los diodos zener varía con la corriente de polarización y con la tensión nominal del diodo. En la hoja de datos, el fabricante debe ofrecer una curva de dicho coeficiente en función de la I_Z , con V_Z como parámetro. No obstante, típicamente se suele especificar un valor característico de K_{TZ} para una determinada corriente de polarización (típicamente la $I_{Z \text{ TEST}}$).

• **Análisis de potencias:**

Cabe mencionar que en este circuito la potencia que se puede entregar es pequeña, porque queda limitada por la capacidad de disipación del zener que, generalmente, no es muy grande.

La mayor corriente que se puede entregar a la carga es:

$$I_{0 \text{ máx}} = I_i - I_{Z \text{ mín}}$$

En un buen diseño, $I_i = I_{Z \text{ máx}}$ para que el diodo no se queme cuando la fuente esté en vacío ($I_0 = 0$), si esta es una posible condición de funcionamiento.

$$I_i = \frac{V_i - V_0}{R}$$

$$\text{si } I_{Z \text{ máx}} \gg I_{Z \text{ mín}} \Rightarrow I_{0 \text{ máx}} \cong I_{Z \text{ máx}}$$

Configuración derivación con transistor y Zener:

Esta configuración se utiliza con el objeto de aumentar la potencia que puede entregar la fuente. En el circuito de la figura 13 podemos ver que:

$$V_0 = V_{BE} + V_Z$$

Además, si la corriente de carga (I_0) aumenta y la tensión de salida V_0 baja, la corriente I_Z disminuye, por lo que las corrientes de base (I_B) y de colector (I_C), también bajan. Esto lleva al transistor a un punto de funcionamiento con V_{CE} mayor, por lo que se compensa la perturbación que generó la caída de V_0 \therefore hay realimentación negativa.

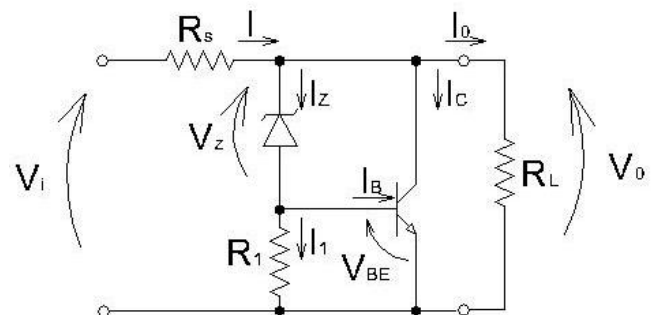


Figura 13

Si seleccionamos R_1 de manera que: $I_Z \gg I_1 \Rightarrow I_Z \approx I_B$

En general:

$$I = I_Z + I_C + I_0$$

Para protegernos de la situación en que:

$$R_L \rightarrow \infty \quad (I_0 = 0)$$

⇒ nuevamente planteamos:

$$I = I_{Z \text{ máx}} + I_{C \text{ máx}} = I_{Z \text{ máx}} + h_{fe} \cdot I_{B \text{ máx}}$$

$$\therefore I \approx I_{Z \text{ máx}} + h_{fe} \cdot I_{Z \text{ máx}} = I_{Z \text{ máx}} (1+h_{fe})$$

$$\Rightarrow I \approx I_{Z \text{ máx}} \cdot h_{fe}$$

La máxima corriente que se le podrá entregar a la carga será:

$$I_{0 \text{ máx}} = I - (I_{Z \text{ mín}} + I_{C \text{ mín}}) = I_{Z \text{ máx}} \cdot h_{fe} - (I_{Z \text{ mín}} + h_{fe} \cdot I_{Z \text{ mín}})$$

$$I_{0 \text{ máx}} \approx I_{Z \text{ máx}} \cdot h_{fe} - I_{Z \text{ mín}} \cdot h_{fe}$$

$$\text{Si: } I_{Z \text{ máx}} \gg I_{Z \text{ mín}} \Rightarrow I_{0 \text{ máx}} \approx I_{Z \text{ máx}} \cdot h_{fe}$$

Para el circuito en el que solamente teníamos el zener, obtuvimos: $I_{0 \text{ máx}} \approx I_{Z \text{ máx}}$

⇒ al agregar el transistor, la máxima corriente de salida aumenta h_{fe} veces.

Por otra parte, en el circuito se ve que:

$$V_0 = V_Z + V_{BE} \quad \Rightarrow \quad K_T = \frac{\Delta V_0}{\Delta T} = \frac{\Delta V_Z}{\Delta T} + \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta T}$$

Esta es otra ventaja respecto de la configuración anterior, pues si en el diseño se emplean elementos cuyos coeficientes térmicos tienen signos contrarios ($V_Z > 6V$), entonces K_T disminuye.

Además, para aumentar la capacidad de manejo de corriente, se puede utilizar un par Darlington como el del esquema de la figura 14.

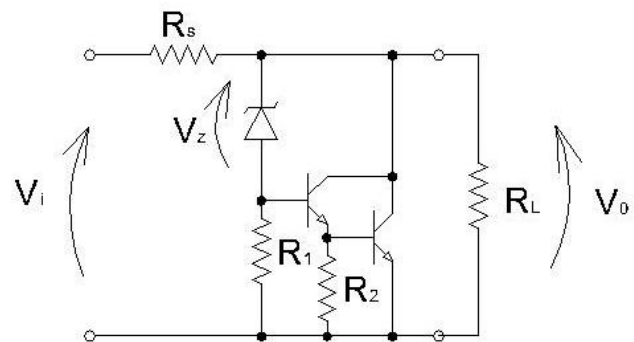


Figura 14

b) Referencias de tensión de salto de banda (“bandgap”)

Dado que la deriva térmica de los circuitos de referencia de tensión basados en diodos Zener, depende fundamentalmente de las características del diodo, para mejorar la estabilidad térmica de las fuentes de referencia se recurre a su implementación mediante circuitos basados en salto de banda o “bandgap”. Por otra parte, actualmente se trabaja con tensiones de alimentación muy bajas, y se requiere disponer de tensiones de referencia compatibles con ellas. La tensión de los Zener comerciales está por encima de los 3,3 V, por lo que resulta excesiva para estos circuitos. Este problema también se soluciona utilizando referencias basadas en salto de banda.

El principio de funcionamiento.

Las referencias de tensión de salto de banda se basan en la compensación del coeficiente de temperatura negativo de la tensión base-emisor de un transistor bipolar, con el coeficiente de temperatura positivo de la tensión térmica V_T , en otras palabras, estando ambas en serie, la

reducción de la tensión en la juntura es compensada por el aumento originado en una tensión proporcional a V_T .

Las constantes físicas.

Debemos calcular ahora las variaciones de tensión a las que hacíamos referencia en el párrafo anterior, para luego poder proceder al diseño de un circuito en el que ambas se cancelen.

En un transistor bipolar polarizado en la región activa, se verifica:

$$I_C = I_S e^{\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right)} \Rightarrow V_{BE} = V_T \ln\left(\frac{I_C}{I_S}\right)$$

Siendo:

$$V_T = \frac{kT}{q} \quad e \quad I_S = B A_E T^3 e^{\left(-\frac{V_{GO}}{V_T}\right)}$$

Donde:

T es la temperatura absoluta en $^{\circ}K$

A_E es el área de la unión base emisor

V_{GO} es la tensión de salto de banda, que para el silicio a $T=0^{\circ}K$ es $V_{GO}=1,205 V$

B es una constante

De modo que a temperatura ambiente ($25^{\circ}C$), $V_T=25,7 mV$ e I_S está en el rango de los pA.

Podemos ahora obtener los coeficientes de variación con la temperatura de V_T y V_{BE} :

$$K_T(V_T) = \frac{\partial V_T}{\partial T} = \frac{k}{q} = 0.0862 mV / ^{\circ}C > 0$$

$$K_T(V_{BE}) = \frac{\partial V_{BE}}{\partial T} = \ln\left(\frac{I_C}{I_S}\right) \frac{\partial V_T}{\partial T} + V_T \left(\frac{\partial(\ln I_C)}{\partial T} - \frac{\partial(\ln I_S)}{\partial T} \right)$$

$$K_T(V_{BE}) = \ln\left(\frac{I_C}{I_S}\right) \frac{\partial V_T}{\partial T} - V_T \frac{\partial \left[\ln \left[B A_E T^3 e^{\left(-\frac{V_{GO}}{V_T}\right)} \right] \right]}{\partial T}$$

$$K_T(V_{BE}) = \frac{k}{q} \ln\left(\frac{I_C}{I_S}\right) - V_T \left[\frac{1}{B A_E T^3 e^{\left(-\frac{V_{GO}}{V_T}\right)}} \left(B A_E 3 T^2 e^{\left(-\frac{V_{GO}}{V_T}\right)} + B A_E T^3 e^{\left(-\frac{V_{GO}}{V_T}\right)} \left(\frac{V_{GO}}{k/q} \frac{1}{T^2} \right) \right) \right]$$

$$K_T(V_{BE}) = \frac{k}{q} \ln\left(\frac{I_C}{I_S}\right) - V_T \left[\frac{3}{T} + \frac{B A_E T^3 e^{\left(-\frac{V_{GO}}{V_T}\right)} \left(\frac{V_{GO}}{V_T} \frac{1}{T} \right)}{B A_E T^3 e^{\left(-\frac{V_{GO}}{V_T}\right)}} \right]$$

$$K_T(V_{BE}) = \frac{k}{q} \ln\left(\frac{I_C}{I_S}\right) - V_T \left[\frac{3}{T} + \frac{V_{GO}}{V_T} \frac{1}{T} \right] = \frac{1}{T} \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{I_C}{I_S}\right) - \frac{V_{GO}}{T} - \frac{3V_T}{T}$$

$$K_T(V_{BE}) = \frac{1}{T} V_{BE} - \frac{V_{GO}}{T} - \frac{3V_T}{T} = \frac{V_{BE} - V_{GO} - 3V_T}{T} < 0$$

Diseño de un circuito para obtener la tensión de salto de banda (“bandgap”)

Para ilustrar el concepto utilizaremos un circuito sencillo (figura 15), pero debemos tener presente que en los CI comerciales la tensión de salto de banda (“bandgap”) requiere de gran cantidad de componentes integrados y de una alta complejidad circuital para conseguir una elevada precisión.

Como habíamos adelantado, necesitamos un circuito en el que se sumen dos componentes, cuyos coeficientes de temperatura se cancelen y den a lugar a una referencia de tensión estable respecto de la temperatura. En este caso, las componentes mencionadas son V_{BE3} y V_{R2} proporcional a V_T .

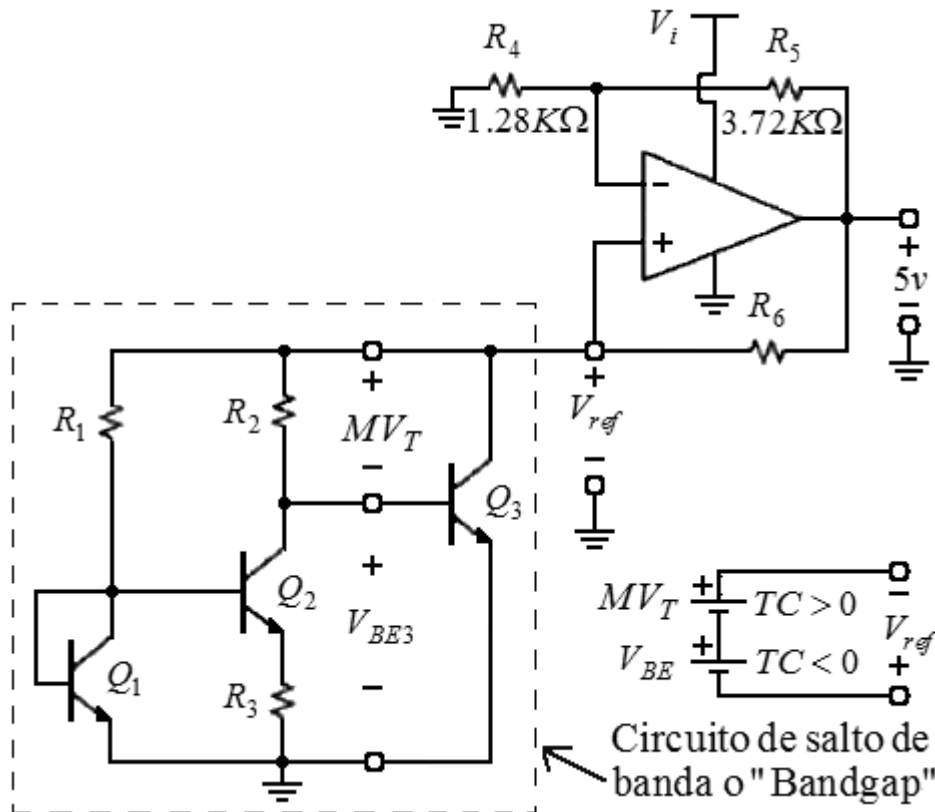


Figura 15

En este circuito, la tensión V_{R2} se obtiene utilizando una fuente de corriente de Widlar formada por los transistores Q_1 y Q_2 , en ella se verifica que:

$$V_{BE1} - V_{BE2} - I_{E2}R_3 = 0$$

Y por lo tanto:

$$V_T \ln \frac{I_{C1}}{I_{S1}} - V_T \ln \frac{I_{C2}}{I_{S2}} - I_{E2}R_3 = V_T \ln \frac{I_{C1}}{I_{C2}} \frac{I_{S2}}{I_{S1}} - I_{E2}R_3 = 0$$

Para transistores idénticos, $I_{S1} = I_{S2}$ y entonces:

$$I_{E2}R_3 = V_T \ln \frac{I_{C1}}{I_{C2}} = V_{R3}$$

Ahora, despreciando las intensidades de base de los transistores, resulta:

$$I_{C2} \approx I_{E2} \approx I_{R2} \Rightarrow V_{R2} = \frac{V_{R3}}{R_3} R_2 = V_T \frac{R_2}{R_3} \ln \frac{I_{C1}}{I_{C2}} = M V_T$$

El valor de M para que $K_T(V_{ref}) = K_T(MV_T) + K_T(V_{BE3}) = 0$ es:

$$K_T(V_{ref}) = K_T(MV_T) + K_T(V_{BE3}) = M \frac{V_T}{T} + \left(\frac{V_{BE3} - V_{GO} - 3V_T}{T} \right) = 0$$

$$\Rightarrow M = \frac{V_{GO} - V_{BE3}}{V_T} + 3$$

Resultando, para $T = 25^\circ C$, una tensión nominal del dispositivo bandgap:

$$V_{ref} = V_{BE3} + M V_T = V_{BE3} + \left(\frac{V_{GO} - V_{BE3}}{V_T} + 3 \right) V_T = V_{GO} + 3V_T = 1.282V$$

Para completar el diseño, debemos calcular el valor de los componentes y tener presente que existirá una falta de precisión debido a la existencia de factores que nos alejan de lo ideal. Por ejemplo, la tensión V_{BE3} utilizada en los cálculos variará también con la corriente de colector de Q_3 y esto no será tenido en cuenta, los valores de las resistencias no son independientes de la temperatura, la corriente de base de Q_3 no es nula, y otros factores de segundo orden que no vamos a enumerar.

Comenzamos calculando en valor de M para derivada cero:

$$M = \frac{R_2}{R_3} \ln \frac{I_{C1}}{I_{C2}} = \frac{V_{GO} - V_{BE3}}{V_T} + 3 = \frac{1.205 - 0.6}{0.0257} + 3 = 26.54$$

$V_{R2} > V_{R3} \Rightarrow R_2 > R_3$. Luego, estimamos adecuada una corriente de $0.5mA$ para Q_2 y una relación R_2/R_3 de 100 (para que I_{C1} no sea muy grande), esto nos permite calcular I_{C1} :

$$M = 100 \ln \frac{I_{C1}}{I_{C2}} = 26.54 \Rightarrow I_{C1} = 0.5 e^{0.2654} = 0.652mA$$

Entonces:

$$R_1 = \frac{(V_{ref} - V_{BE1})}{I_{C1}} = \frac{1.282V - 0.6V}{0.652mA} = 1046\Omega$$

$$V_{R3} = I_{C2} R_3 = I_{R3} R_3 = V_{BE1} - V_{BE2} = V_T \ln \frac{I_{C1}}{I_{C2}} = 25.7 \ln \frac{0.652}{0.5} mV = 6.82 mV$$

$$R_3 = \frac{V_{R3}}{I_{R3}} = \frac{6.82mV}{0.5mA} = 13.64\Omega \quad \text{Y} \quad R_2 = 100 R_3 = 1364\Omega$$

Tal como se dijo al plantear este ejemplo, se trata de un circuito simplificado cuyo objetivo es meramente didáctico. Para completar el tema, a continuación se presenta un circuito comercial de los más sencillos, el LM 336. Este circuito integrado monolítico es un regulador de precisión de 2,5 V, que opera como un diodo Zener, cuyas características distintivas son:

- Bajo coeficiente de temperatura
- Amplio rango de corriente operativa: 400 μ A a 10 mA
- Impedancia dinámica de 0,2 Ω
- Encendido rápido

En la figura 16 se presentan los dos montajes en que está disponible este regulador y los pines de conexión. En la figura 17 se presenta el diagrama esquemático.

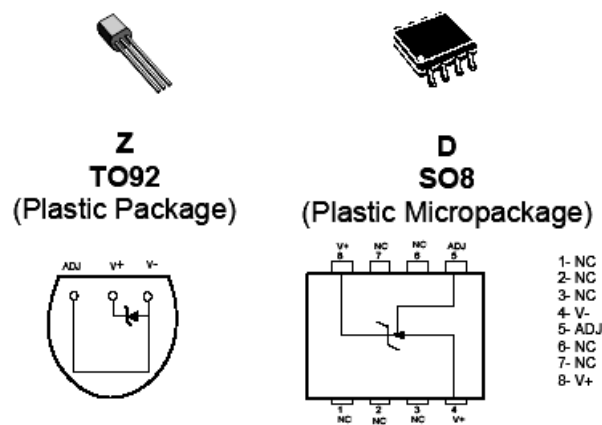


Figura 16

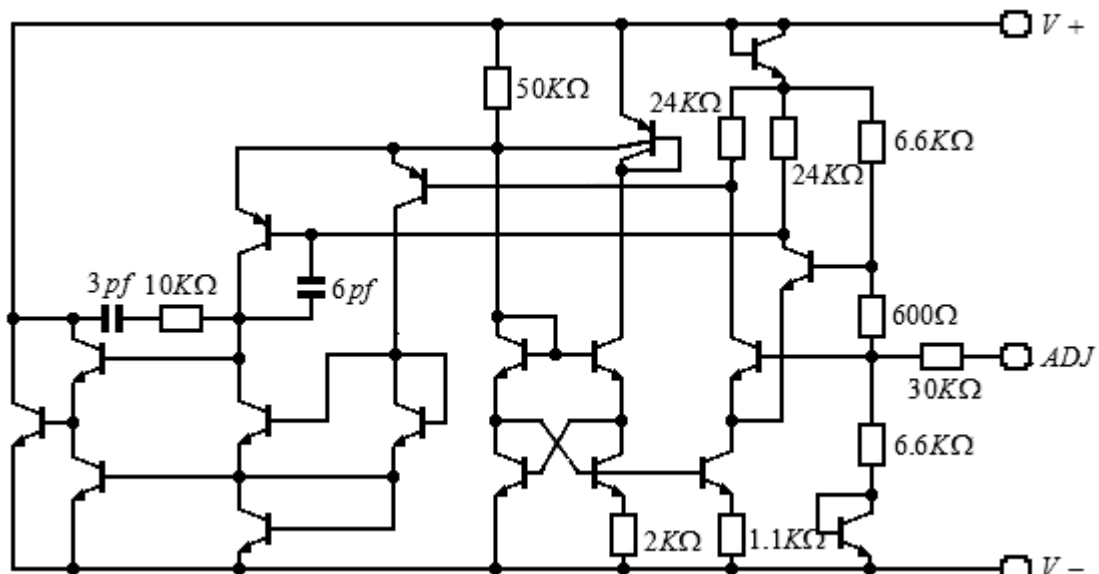


Figura 17

REGULADOR SERIE BÁSICO:

Tal como comentamos en párrafos anteriores, en un circuito regulador serie el elemento de control está conectado en serie con la carga y actúa modificando su propia caída de tensión con el objeto de mantener constante la tensión de salida.

En el regulador Zener básico que vimos anteriormente, el diodo Zener debe absorber toda la corriente que la carga no requiera, y esta es su principal desventaja. Una forma de solucionar esto es incorporando un transistor (de potencia) en serie con la carga, como en el circuito que se ve en la figura 18. En esta configuración, la corriente que absorbe el diodo zener no es la que no toma la carga, sino la que no desea la base del transistor. Notemos que la corriente de carga es aproximadamente h_{FE} veces más grande que la de base. Esto hace que para el caso en que la carga no requiera toda la corriente, por el zener solamente circulará una fracción de la corriente de base del transistor.

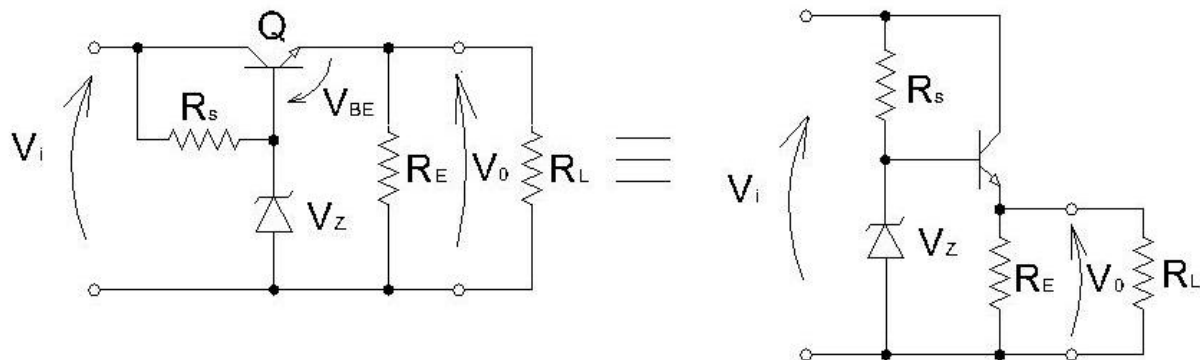


Figura 18

El circuito funciona de la siguiente forma:

- La tensión de salida V_0 debe mantenerse fija ante variaciones de la corriente de carga (sólo para el rango de diseño considerado).
- El diodo Zener proporciona la referencia de voltaje al cual debe permanecer el regulador, v_z .

Por lo tanto siempre debe estar polarizado adecuadamente, por lo menos debe circular $I_{z\text{mín}}$. La resistencia R_S debe diseñarse para que por el diodo zener circule la corriente mínima necesaria para que se polarice adecuadamente. Además, $I_{B\text{máx}}$ proporciona la corriente de carga máxima ($I_{L\text{máx}}$).

Ante una disminución de R_L , la tensión de salida tiende a disminuir, como V_Z puede ser considerada constante, se produce un aumento de V_{BE} , lo que aumenta la corriente de colector de Q; esto disminuye la tensión V_{CE} y, como consecuencia de ello, aumenta V_0 . Con este análisis, comprobamos que hay realimentación negativa que corrige las perturbaciones y mantiene constante a V_0 .

El transistor utilizado debe cumplir con los requerimientos de potencia adecuados y la corriente máxima que es capaz de entregar. La potencia disipada en un transistor se define como:

$$P_D = I_B V_{BE} + I_C V_{CE} \approx I_C V_{CE}$$

De acuerdo con lo planteado:

$$(V_{I\text{máx}} - V_0) \cdot I_C < P_{D\text{máx} Q}$$

La diferencia entre el máximo voltaje de entrada y el de salida, multiplicada por la corriente de colector no debe superar la potencia del transistor. Por otro lado, la corriente que circula entre colector y emisor no debe superar la corriente máxima que es capaz de entregar el transistor.

Para calcular los parámetros: F , R_0 , K_T , utilizamos los circuitos incrementales equivalentes.

Factor F:

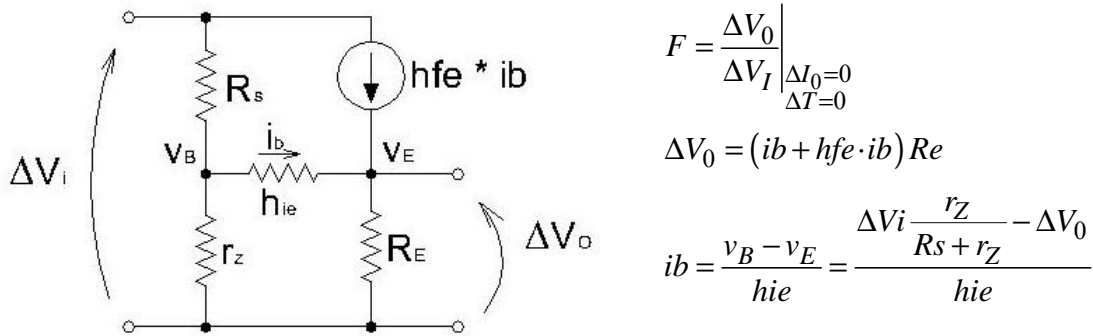


Figura 19

$$\Delta V_0 = ib(1 + hfe) Re = \frac{(1 + hfe) Re}{hie} \left(\Delta V_i \frac{r_z}{R_s + r_z} - \Delta V_0 \right)$$

$$\Delta V_0 \left[1 + \frac{(1 + hfe) Re}{hie} \right] = \Delta V_i \frac{(1 + hfe) Re}{hie} \frac{r_z}{R_s + r_z}$$

$$\frac{\Delta V_0}{\Delta V_I} = F = \frac{\frac{(1 + hfe) Re}{hie} \frac{r_z}{R_s + r_z}}{1 + \frac{(1 + hfe) Re}{hie}}$$

$$\frac{(1 + hfe) Re}{hie} \gg 1 \Rightarrow \boxed{F = \left. \frac{\Delta V_0}{\Delta V_I} \right|_{\substack{\Delta I_0=0 \\ \Delta T=0}} \approx \frac{r_z}{R_s + r_z} \approx \frac{r_z}{R_s}}$$

Factor R_0 :

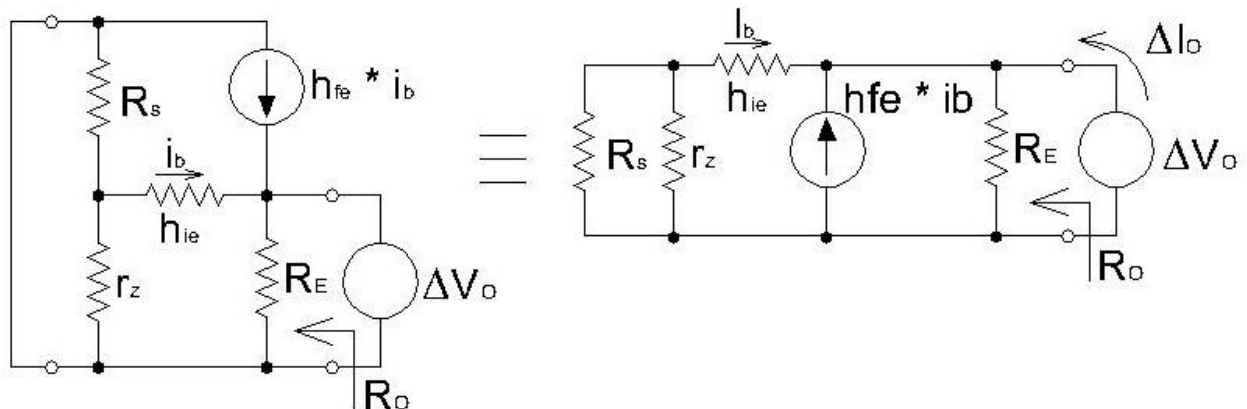


Figura 20

Para calcular R_0 consideramos: $V_i = \text{cte}$ ($\Delta V_i = 0$) y obtenemos el circuito incremental equivalente de la figura 20. Podemos plantear:

$$R_0 = \frac{\Delta V_0}{\Delta I_0}$$

$$\Delta V_0 = [\Delta I_0 + (1 + hfe)ib]Re$$

$$ib = \frac{-\Delta V_0}{hie + (Rs // r_z)} \left\{ \Delta V_0 = \Delta I_0 \cdot Re - \Delta V_0 \frac{(1 + hfe)Re}{hie + (Rs // r_z)} \right.$$

$$\Delta V_0 \left[1 + \frac{(1 + hfe)Re}{hie + (Rs // r_z)} \right] = \Delta I_0 \cdot Re$$

$$R_0 = \frac{\Delta V_0}{\Delta I_0} = \frac{Re}{1 + \frac{(1 + hfe)Re}{hie + (Rs // r_z)}} = \frac{\frac{hie + (Rs // r_z)}{1 + hfe} Re}{\frac{hie + (Rs // r_z)}{1 + hfe} + Re}$$

$$\therefore R_0 = Re // \left[\frac{hie + (Rs // r_z)}{1 + hfe} \right]$$

$$si: \left. \begin{array}{l} r_z // Rs \approx r_z \\ hie \gg r_z \\ hfe \gg 1 \end{array} \right\} \Rightarrow R_0 = \frac{\Delta V_0}{\Delta I_0} \cong Re // \left(\frac{hie}{hfe} \approx \frac{1}{gm} \right)$$

• **Factor K_T**

Para calcular K_T :

$$V_0 = V_Z - V_{BE} \Rightarrow K_T = \frac{\Delta V_0}{\Delta T} = \frac{\Delta V_Z}{\Delta T} - \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta T} = K_{T(V_Z)} - K_{T(V_{BE})}$$

$$\therefore K_T = K_{T(V_Z)} - K_{T(V_{BE})}$$

De modo que si ambos coeficientes de temperatura son de igual signo, se pueden compensar. Pero si tienen signos contrarios, se suman y K_T empeora, pues aumenta.

En las expresiones de F y de R_0 vemos que sería conveniente aumentar R_s todo lo que sea posible. Pero esto está limitado por la corriente de polarización mínima del zener y la corriente de base del transistor de paso.

Una solución para aumentar R_s y mantener las polarizaciones, y la condición de conducción sería colocar un elemento de paso de mayor hfe : un par Darlington (figura 21).

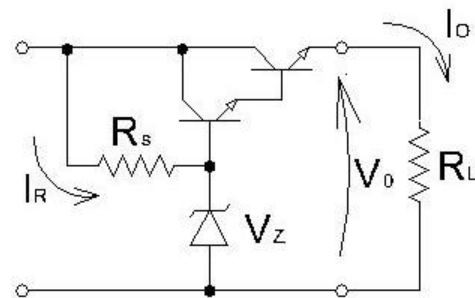


Figura 21

De esta manera, y asumiendo que I_R es igual a la del caso anterior, la base del transistor requerirá menor corriente y casi toda la I_R polarizará al zener, y la salida habrá aumentado h_{fe} veces.

El problema que aparece ahora es que K_T empeoró, pues:

$$V_0 = V_Z - 2 V_{BE} \Rightarrow K_T \approx 6 \text{ mV}/^\circ\text{C}$$

Para solucionar este problema de las $2 V_{BE}$ y, además, mejorar el factor de regulación F y la resistencia de salida R_0 mediante el aumento de R_s , se utiliza el circuito de la figura 22:

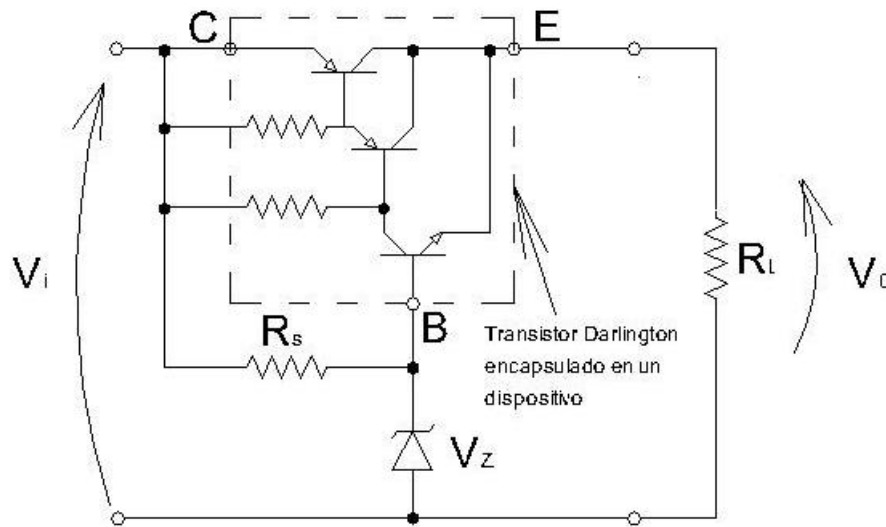


Figura 22

En los circuitos anteriores, el zener que genera la tensión de referencia V_Z está alimentado por la tensión de entrada \therefore cualquier variación de ésta, aparecerá sobre la corriente de polarización del zener como:

$$\frac{\Delta V_I}{r_Z + R_s}$$

Por lo que resulta conveniente polarizar al zener con una tensión más constante. De esta forma, el factor $[F \cdot \Delta V_i]$ disminuye proporcionalmente con V_i . Para ello se utilizan los siguientes circuitos:

A) Analizaremos el circuito de la figura 23:

R_1 y V_{Z1} constituyen un pre-regulador, en el que R_1 puede ser reemplazado por una fuente de corriente. Dado que queremos mejorar el factor $F \approx r_Z/R_s$, debemos aumentar R_s dinámicamente \therefore al polarizar el zener con una fuente de corriente, el valor de la resistencia dinámica aumenta mucho ($R_s \rightarrow \infty$).

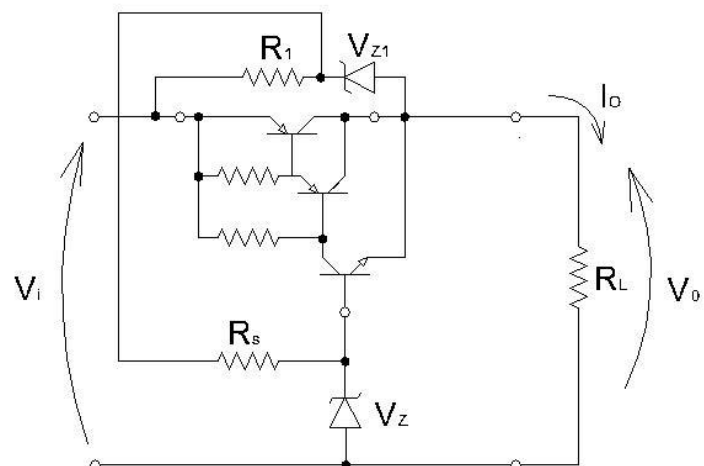


Figura 23

B) En el caso de la figura 24, aunque V_{Z2} depende de V_i y varía con ésta, de todas maneras se logra una mejora en la tensión de referencia, pues se polariza al zener Z_1 con una fuente de corriente, de modo que presenta una resistencia dinámica de gran valor.

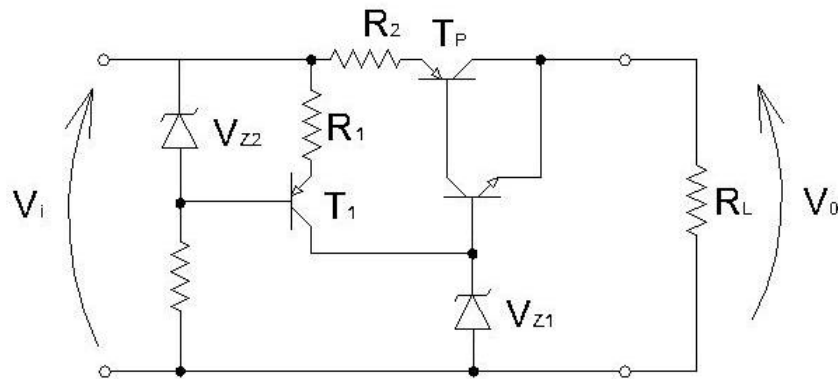


Figura 24

REGULADORES REALIMENTADOS:

Podemos afirmar que una fuente regulada es una aplicación particular de *realimentación negativa*.

Supongamos que tenemos el siguiente circuito (figura 25), en el que se conjugan la realimentación negativa y los operacionales.

Con $\varepsilon \rightarrow 0$ y despreciando la corriente que toma la entrada inversora:

$$V_0 = \frac{V_r}{R_2} (R_1 + R_2) \Rightarrow V_0 = V_r \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right)$$

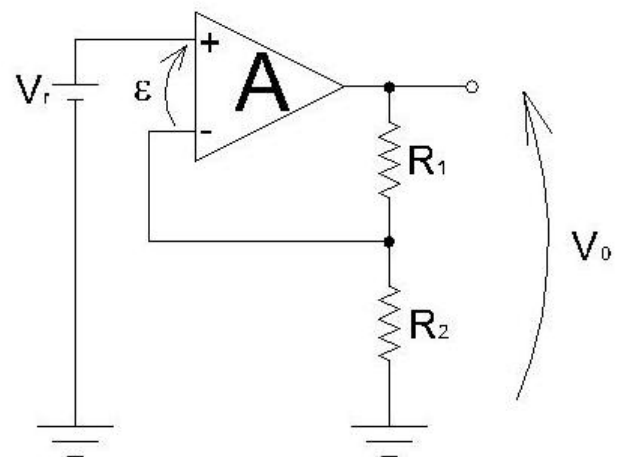


Figura 25

Vemos que, en la medida en que V_r sea constante, y que R_1 y R_2 sean de precisión, entonces V_0 será constante.

$$\text{Si idealizamos el amplificador operacional: } \begin{cases} a_V \rightarrow \infty \\ \varepsilon \rightarrow 0 \\ R_i \rightarrow \infty \therefore i_B \rightarrow 0 \\ r_0 \rightarrow 0 \end{cases}$$

Si $r_0 \rightarrow 0$, la V_0 no varía al variar I_0 \therefore el factor $R_0 = 0$

Esta es una típica fuente regulada de tensión, cuya topología es la graficada en la figura 26:

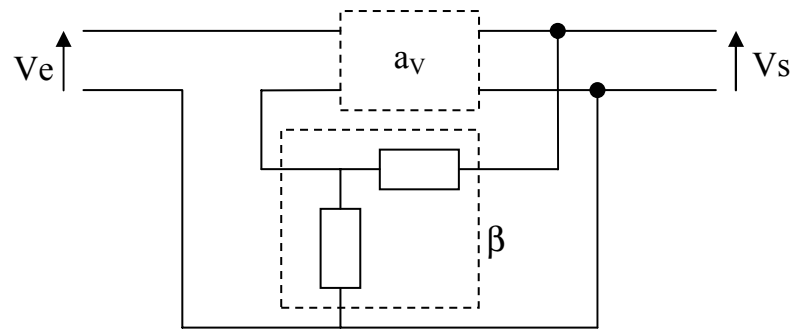


Figura 26

Realimentación de tensión en serie:

Salida: conexión paralelo \Rightarrow muestrea tensión $\Rightarrow R_{of} = \frac{r_0}{1 + \beta \cdot a_v} \therefore r_0 \downarrow \downarrow$

Entrada: conexión serie \Rightarrow compara tensión $\Rightarrow R_{if} = Ri(1 + \beta \cdot a_v) \therefore Ri \uparrow \uparrow$

(suponiendo: $\beta \cdot A \gg 1$)

Para mejorar la capacidad de entregar corriente de este circuito, se puede asociar una etapa de transistores como la de la Figura 27:

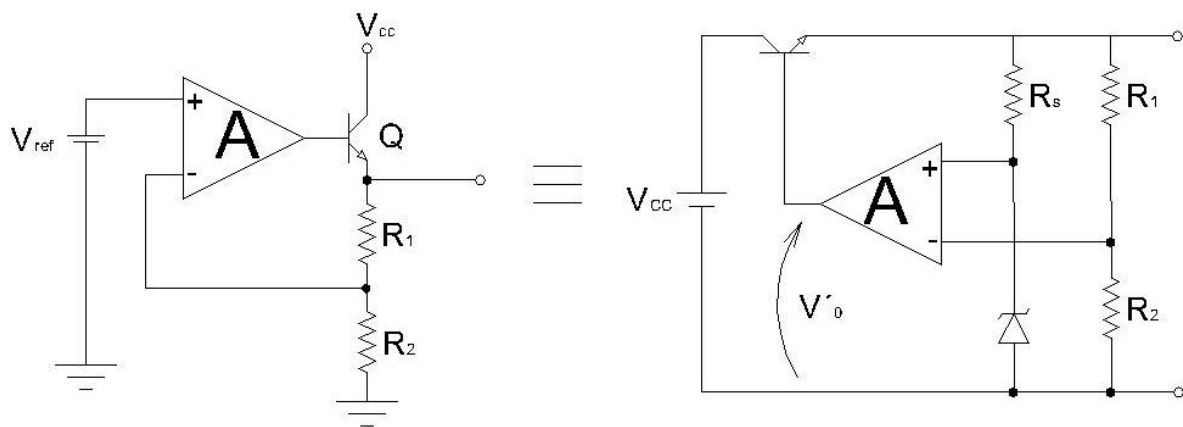


Figura 27

En esta configuración circuital, se tiene:

- Una fuente no regulada V_{cc}
- Un elemento de paso o regulador, Q
- Una tensión de referencia V_{ref} , implementada con un Zener y su resistencia de polarización R_s
- Una red de realimentación (R_1 y R_2), que muestrea una parte de la tensión de salida ($\beta \cdot V_0$) y la compara con la tensión estable de referencia ($V_{ref} = V_z$), para excitar al transistor.
- Un operacional que amplifica “A” veces la diferencia entre V_{ref} y ($\beta \cdot V_0$), y se la aplica al elemento de paso

$$V_0 = V'_0 - V_{BE} = A(V_{ref} - \beta \cdot V_0) - V_{BE} = A \cdot V_{ref} - A \cdot \beta \cdot V_0 - V_{BE}$$

$$V_0(1 + \beta \cdot A) = A \cdot V_{ref} - V_{BE} \Rightarrow V_0 = \frac{A \cdot V_{ref} - V_{BE}}{(1 + \beta \cdot A)}$$

$$si: V_{BE} \ll A \cdot V_{ref} \Rightarrow V_0 \approx \frac{A \cdot V_{ref}}{(1 + \beta \cdot A)} \approx \frac{V_{ref}}{\beta} \quad (si \quad \beta \cdot A \gg 1)$$

Vemos que, variando el factor de realimentación β , la tensión de salida V_0 puede ajustarse a distintos valores.

Como la corriente que puede entregar el amplificador A normalmente es pequeña, se aprovecha la ganancia de corriente del elemento de paso conectado en configuración colector común (hfe) para aumentar la misma. Otra ventaja importante es que al realimentar tensión en serie muestreando en paralelo baja la impedancia de salida.

Habitualmente, en el diseño de este circuito se conoce la tensión de salida V_0 , se elige el diodo Zener adecuado, y se calculan R_1 y R_2 a partir de estos datos. La resistencia R_s se calcula para que aún con $V_{rMÍN}$ y con $I_{0 M\acute{A}X}$ el Zener esté correctamente polarizado en la zona de ruptura. El transistor se elige de acuerdo con la corriente de carga requerida (debe notarse que el transistor debe estar siempre en zona activa) y, si se necesita más corriente, puede emplearse un par Darlington. Finalmente, al igual que en otros reguladores, puede agregarse un circuito limitador de corriente, como los presentados a continuación.

Limitadores de corriente

Estos circuitos establecen una realimentación negativa cuando la corriente de carga sobrepasa la máxima permitida para el regulador, manteniéndola constante, o reduciéndola, aun cuando la resistencia de carga sea menor que la mínima requerida por las especificaciones del regulador. En esta última situación el circuito ya no funciona como regulador, puesto que la tensión de salida no puede permanecer constante, sino que decrece conforme la resistencia de carga disminuye.

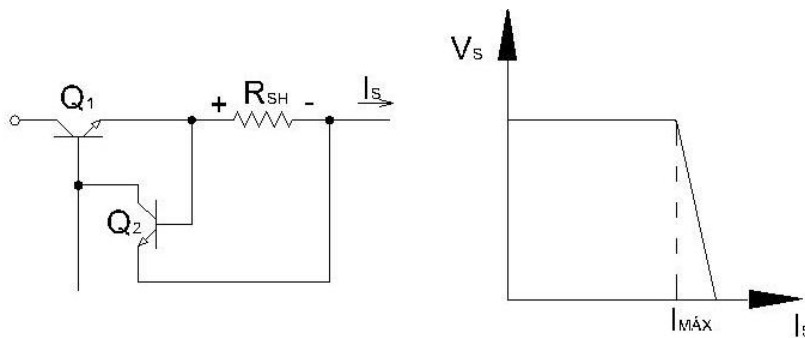


Figura 28

En la figura 28 se puede apreciar un circuito de protección por limitación de corriente, en el que se está muestreando la corriente de carga (esto es válido cuando las corrientes de base y de emisor de Q_2 son despreciables frente a la corriente de salida).

Cuando la corriente de carga excede el máximo permitido, se genera una caída de tensión en la juntura base-emisor de Q_2 que pone en conducción a dicho transistor. Esto limita la corriente que excita la base de Q_1 y, por lo tanto, mantiene aproximadamente constante la corriente de carga.

R_{sh} debe diseñarse de forma tal que la protección comience a funcionar cuando la corriente de carga llegue al máximo valor permitido, haciendo que el transistor Q_2 comience a conducir. Para tal

condición, la R_{sh} debe calcularse a partir de la siguiente expresión: $R_{sh} = \frac{V_{BE2}}{I_{0m\acute{a}x}}$

Cuando la corriente de salida alcanza el valor de diseño de la protección, esta configuración deja de regular en tensión y pasa a proveer una corriente de salida aproximadamente constante. Este modo de funcionamiento también es de alta disipación para el transistor de paso, y alcanza un máximo valor cuando la salida está en cortocircuito.

Una posible solución para evitar este problema es utilizar el circuito de la figura 29, conocido como protección por repliegue de corriente o foldback.

Analizando el circuito vemos que la tensión para que la protección comience a trabajar, está dada por:

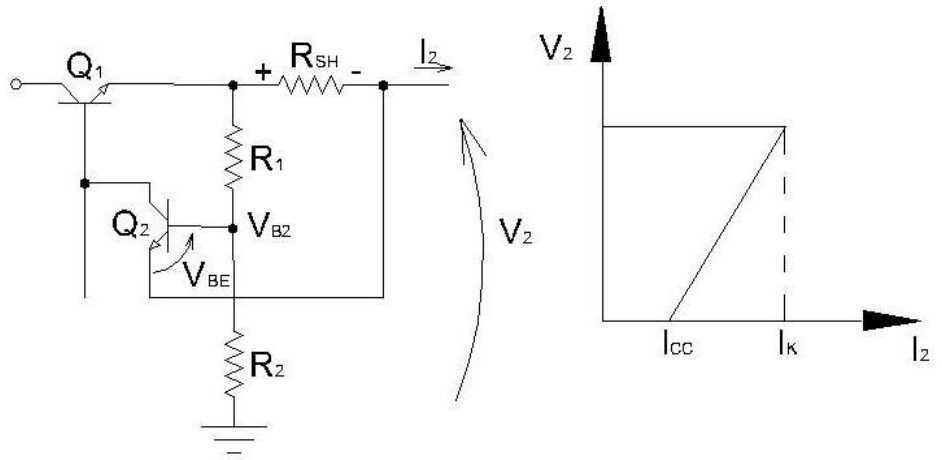


Figura 29

$$V_{BE2} = V_{B2} - V_2 = (I_2 R_{SH} + V_2) \frac{R_2}{R_1 + R_2} - V_2$$

$$V_{BE2} = I_2 \frac{R_{SH} \cdot R_2}{R_1 + R_2} - V_2 \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

En principio, mientras Q₂ esté cortado, la protección no funciona, el circuito regula tensión, V₂ y los componentes resistivos pueden ser considerados constantes, y la I₂ puede aumentar hasta alcanzar un valor máximo (I_{2máx}) que se dará para la mínima resistencia de carga permitida (R_{Lmín}). Cuando se llegue a la tensión V_{BE2} de conducción de Q₂ (≈ 0,6 V), tendremos la máxima corriente de salida o corriente límite, la que despreciando la corriente que puede entregar el emisor de Q₂, resulta:

$$V_{BE2} = 0,6V \Rightarrow I_2 = I_K = I_{2máx} = \frac{0,6(R_1 + R_2) + V_2 \cdot R_1}{R_2 \cdot R_{SH}}$$

De ahí en más, si la RL es menor que la mínima permitida por diseño, la corriente de salida disminuirá, y su valor estará dado por:

$$R_L < R_{Lmín} \Rightarrow V_2 = I_2 \cdot R_L \quad \therefore \quad I_{2REPLIEGUE} = I_{2R} = \frac{0,6(R_1 + R_2)}{R_{sh} \cdot R_2 - R_1 \cdot R_L}$$

En particular, cuando se llegue al cortocircuito, la corriente de salida será:

$$R_L = 0 \Rightarrow V_2 = 0 \quad \therefore \quad I_{2cortocircuito} = I_{2cc} = \frac{0,6(R_1 + R_2)}{R_{sh} \cdot R_2}$$

Es decir, la corriente límite ya no será de un valor fijo como en el caso del circuito de la figura 29, sino que dependerá de la resistencia de carga. Esto permite dimensionar el circuito para operar con una corriente mayor en condiciones normales de funcionamiento, con la ventaja que en condiciones de cortocircuito, para la misma corriente máxima de funcionamiento normal, Q₁ estará menos comprometido que en el caso de utilizar protección con corriente constante.

Por otra parte, la máxima disipación de Q_1 no está fijada para un punto característico en particular, sino que dependerá de las relaciones de resistencias (R_1 , R_2 , R_{sh}) y de la tensión de entrada. Es decir, que el punto de máxima disipación se encontrará sobre la recta que une los puntos de $I_{S \text{ máx}}$ para $V_S \text{ NOMINAL}$ E $I_{S \text{ CORTO}}$ para $V_S = 0$, pudiendo estar inclusive en alguno de ellos.

REGULADORES DE TENSIÓN INTEGRADOS

En la actualidad existen gran variedad de circuitos integrados reguladores de tensión de salida fija o ajustable, pudiendo también dividirlos entre conmutados y continuos (también llamados lineales), siendo estos últimos de fácil uso y bajo costo. Ambos se fabrican para obtener a la salida tanto tensiones positivas como negativas, pero a diferencia de los lineales que sólo pueden regular tensiones inferiores a la de entrada al dispositivo, los conmutados pueden ser configurados para obtener tensiones con un valor superior a la de entrada.

Reguladores continuos o lineales

Existen familias de reguladores lineales que se diferencian por:

- Una tensión de salida positiva o negativa respecto a una referencia
- Una tensión de salida fija o regulable mediante un circuito externo
- Valor de la máxima corriente obtenible antes de activarse la protección
- Tensión entrada-salida estándar o baja (low-dropout)
- Permanentes o con función de desconexión (On-Off)
- Tipo de encapsulado y montaje (montaje en disipador, pasante o superficie)

En la siguiente tabla se presentan ejemplos de reguladores integrados.

| | Polaridad | Ajustable | Corr. Max. | low-dropout | ON-OFF | Encapsulado |
|------------------|-----------|-----------|-------------|-------------|--------|--------------|
| LM338 | Positivo | Si | 5 Amp. | No | No | TO-220/TO-3 |
| LM337 | Negativo | Si | 1.5 Amp | No | No | TO-220 |
| LM317 | Positivo | Si | 1.5/1/0.5 A | No | No | TO-220/TO-39 |
| 78XX | Positivo | No | 1 Amp. | No | No | TO-220 |
| 79XX | Negativo | No | 1 Amp. | No | No | TO-220 |
| 78LXX | Positivo | No | 100 MA | No | No | TO92/MicroSM |
| 79LXX | Negativo | No | 100 MA | No | No | TO92/MicroSM |
| KA78RxxC | Positivo | No | 1 Amp | Si | Si | TO-220-4 |
| KA278RxxC | Positivo | No | 2 Amp | Si | Si | TO-220-4 |
| KA78xxER | Positivo | No | 1 Amp | Si | No | Superficie |
| KA79MxxR | Negativo | No | 0.5 Amp | Si | No | Superficie |

En las figuras 30 y 31, podemos apreciar el diagrama en bloques y el circuito esquemático del integrado monolítico de la serie 78XX. Tal como está especificado en la tabla 1, se trata de una familia de reguladores positivos de valores fijos. En el esquemático podemos notar que es un circuito realimentado, con una salida en colector común para proveer más corriente.

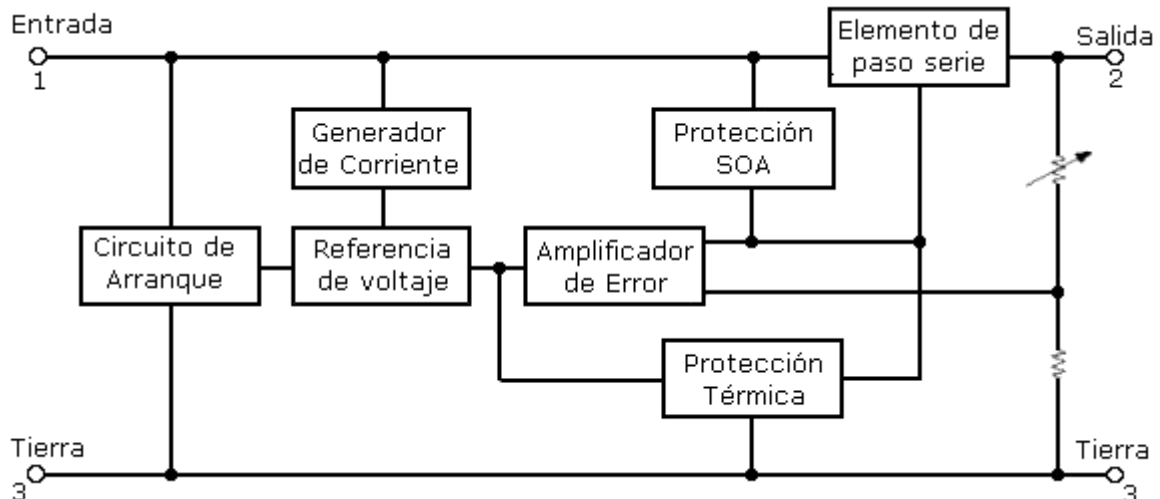


Figura 30: Diagrama en bloques de un regulador integrado de la serie 78XX

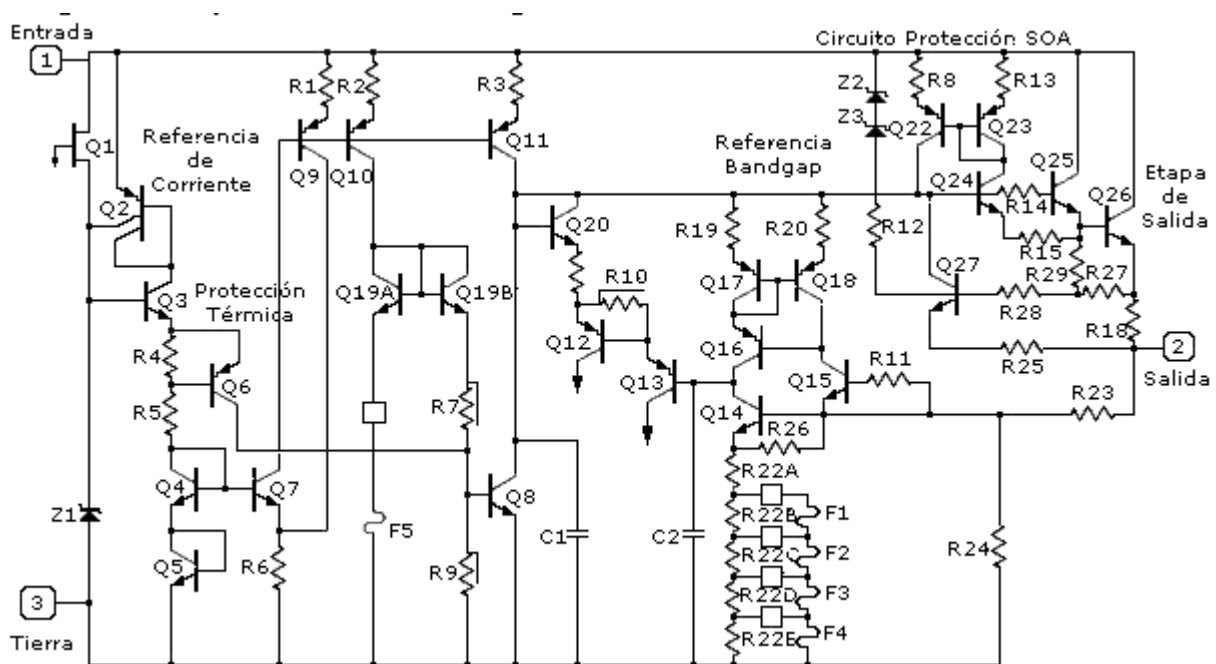


Figura 31: Esquema de un regulador integrado de la serie 78XX

Este regulador compara el voltaje de referencia con el voltaje proporcionado por el par de resistencias R_{23} - R_{24} que conforman el circuito de realimentación. La etapa de potencia está compuesta por los transistores Q_{25} y Q_{26} , y la de protección contra sobre corriente por Q_{27} , los diodos Z_2 - Z_3 y las resistencias asociadas. El funcionamiento es exactamente igual al de un regulador de voltaje realimentado. El valor de la resistencia R_{22} depende del valor de la tensión de salida especificada para el circuito integrado, estos se fabrican para 5, 6, 8, 10, 12, 15 y 24 voltios.

Las ventajas de todos estos circuitos integrados es que son de fácil uso, casi no requieren de otros componentes externos y tienen un muy bajo ruido a la salida, lo que los hace ideales para la alimentación de sistemas de comunicación, de medición u otros de alta sensibilidad. Las desventajas están todas relacionadas con el rendimiento, pues para un buen funcionamiento requieren de una diferencia de potencial entre la entrada y la salida, esto genera una potencia a

disipar por el dispositivo que nos obliga, por lo general, a la utilización de disipadores voluminosos que complican el diseño.

En los casos en que la tensión necesaria para la alimentación de un determinado dispositivo no se encuentre entre los valores estándar de los reguladores integrados comerciales, podemos modificar la tensión de salida haciendo uso de circuitos como los que se ven en las figuras 32 y 33, en ellos se recurre a modificar el potencial en la referencia de tierra del integrado y por lo tanto su salida.

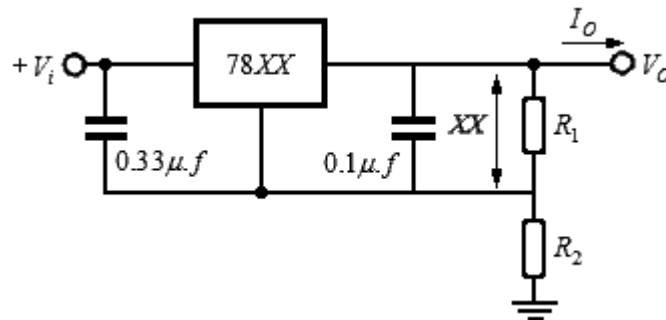


Figura 32

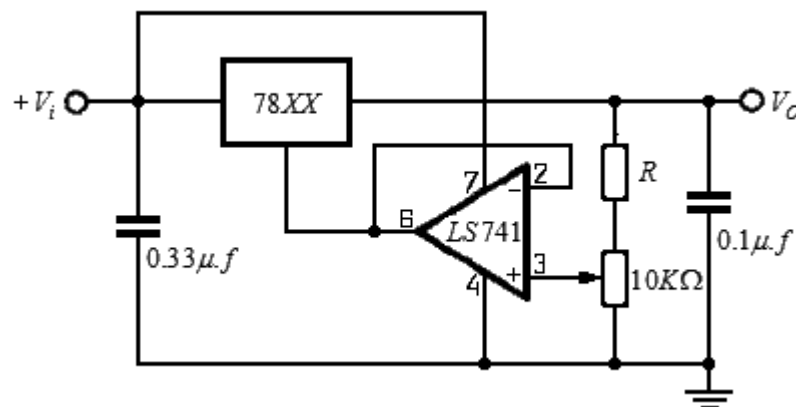


Figura 33

La mayoría de los reguladores integrados de voltaje (CI) manejan rangos de corriente entre 100mA y 3 A. Si se requiere una corriente mayor, o si el regulador no posee un área de operación segura (SOA, safe operating area), es necesaria la incorporación de elementos de paso adicionales como se ve en el circuito de la figura 34. La resistencia R_1 proporciona la corriente de polarización para el regulador integrado. Si ésta resistencia no es incluida, la regulación se perderá para bajas corrientes de salida. El valor de R_1 debe ser lo suficientemente bajo como para no afectar el funcionamiento del regulador en operación normal, sin embargo, cuando la corriente máxima es requerida, la caída de voltaje en la base de Q_1 , lo hace conducir, proporcionando una corriente adicional, la cual incrementa I_o .

En principio, con Q_2 cortado, el valor R_1 esta dado por:

$$\frac{V_{BEonQ_1}}{I_o} < R_1 \leq \frac{V_{BEonQ_1}}{I_{BIAS}}$$

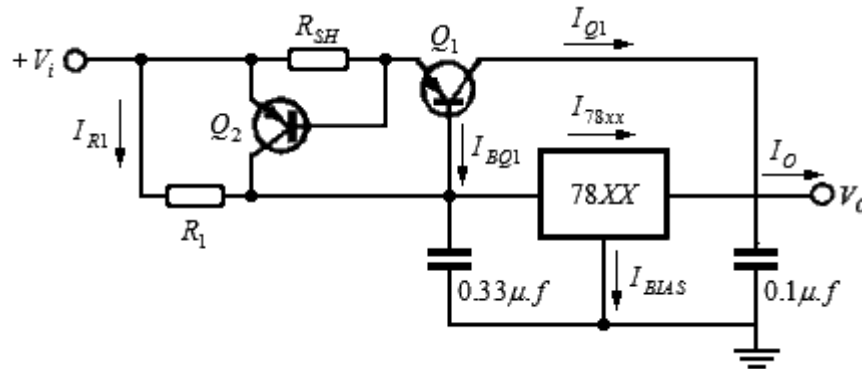


Figura 34

A partir del momento en que la caída de tensión sobre R_1 supere los 0,6V, comenzará a circular una corriente I_{BQ1} por la base de Q_1 y h_{FE} veces más por su colector, de tal manera que la corriente de salida se puede expresar de la siguiente manera según el rango en que se encuentre:

$$\text{para } I_o < \frac{0,6V}{R_1} \Rightarrow I_o = I_{78,xx}$$

$$\text{para } I_o > \frac{0,6V}{R_1} \Rightarrow I_o = \frac{0,6V}{R_1} + \left(I_{78,xx} - \frac{0,6V}{R_1} \right) (h_{FEQ_1} + 1)$$

En el circuito de la figura 35, vemos además que si la corriente sobre Q_1 llegara a su valor máximo la caída en R_{SH} debe activar a Q_2 que opera como protección de corriente, el valor de esta resistencia dependerá del transistor que se halla utilizado:

$$R_{SH} = \frac{0,6V}{I_{Q1máx}}$$

La utilización de esta protección, nos modifica la proporción de la corriente I_o que circulará por el integrado una vez que se inicie la corriente por Q_1 , a partir de ese punto la tensión que deberá caer en R_1 será:

$$V_{R1} = 0,6V + R_{SH} I_{Q1}$$

Con lo que la corriente I_o estará compuesta ahora por:

$$I_o = \frac{0,6V + R_{SH} I_{Q1}}{R_1} + \left(I_{78,xx} - \frac{0,6V + R_{SH} I_{Q1}}{R_1} \right) (h_{FEQ_1} + 1) \quad \text{para } R_{SH} I_{Q1} < 0,6V$$

Donde
$$I_{78,xx} = \frac{0,6V + R_{SH} I_{Q1}}{R_1} + \frac{I_{Q1}}{h_{FEQ_1}} = \frac{0,6V}{R_1} + I_{Q1} \left(\frac{R_{SH}}{R_1} + \frac{1}{h_{FEQ_1}} \right)$$

Y como
$$I_o = I_{78,xx} + I_{Q1} = \frac{0,6V}{R_1} + I_{Q1} \left(\frac{R_{SH}}{R_1} + \frac{1}{h_{FEQ_1}} + 1 \right)$$

$$I_{Q1} = \frac{I_o - \frac{0,6V}{R_1}}{\left(\frac{R_{SH}}{R_1} + \frac{1}{h_{FEQ1}} + 1\right)} \text{ y } I_{78XX} = \frac{0,6V}{R_1} + \frac{I_o - \frac{0,6V}{R_1}}{\left(\frac{R_{SH}}{R_1} + \frac{1}{h_{FEQ1}} + 1\right)} \left(\frac{R_{SH}}{R_1} + \frac{1}{h_{FEQ1}}\right)$$

Para $I_o > \frac{0,6V}{R_1}$ y $R_{SH} I_{Q1} < 0,6V$

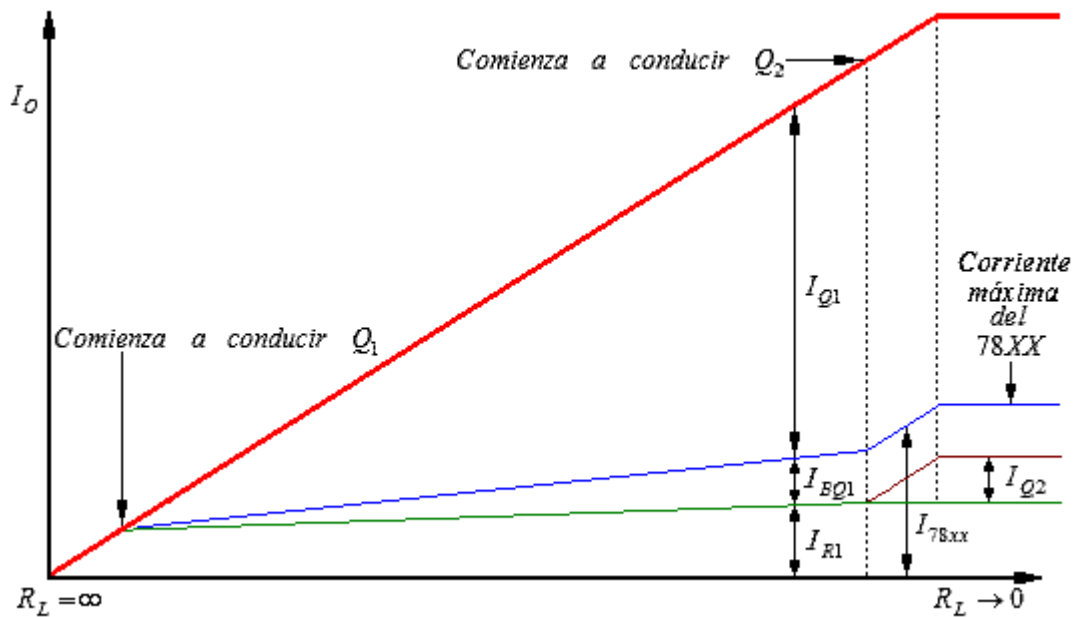


Figura 35

