

UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL
Facultad Regional Bahía Blanca

**FUENTES DE
ALIMENTACIÓN REGULADAS
LINEALES**



Ing. Néstor Hugo Mata
Profesor Titular
Cátedra de Electrónica Aplicada II

2001

FUENTES DE ALIMENTACIÓN REGULADA LINEALES

CAPÍTULO 1 – REGULADORES BÁSICOS

1.1 Introducción

Se puede definir a una fuente de alimentación regulada como un circuito electrónico que transforma potencia eléctrica de entrada, ya sea de corriente continua o corriente alterna, en una potencia eléctrica de salida; tanto de corriente continua como de corriente alterna, con un nivel de tensión o corriente o ambas simultáneamente en forma constante. Estas fuentes electrónicas pueden dividirse en cuatro grupos principales:

- a) Corriente alterna de entrada en corriente continua de salida.
- b) Corriente continua de entrada en corriente continua de salida de distinto nivel (Denominado Convertidores).
- c) Corriente continua de entrada en corriente alterna de salida (Denominado Inversores)
- d) Corriente alterna de entrada en corriente alterna de salida (Denominado Regulador de línea o convertidores de frecuencia).

La de mayor aplicación es la del tipo indicado en a, siguiendo en aplicación las b, c y d. En esta primera parte se desarrollará el tipo de fuente indicado en a.

Las fuentes transformadoras de CA en CC se pueden definir en cuatro modos de operación básicos los cuales proveerán cuatro salidas que las definiremos como se indica.

1. Voltaje Constante: En este caso la fuente mantendrá su salida a tensión constante, independientemente de los cambios que se puedan producir en la carga, tensión de línea o temperatura ambiente.
2. Corriente Constante: Para este caso se mantendrá constante la corriente entregada por la fuente, independientemente de los cambios que se puedan producir en la carga, tensión de salida, tensión de línea o temperatura.
3. Límite de tensión: En este caso se limita a un máximo la tensión de salida sin la precisión que posee la de voltaje constante.
4. Límite de Corriente: En este caso se limita el máximo de corriente que puede entregar la fuente sin que sea la salida una corriente constante precisa.

Las fuentes de alimentación reguladas de CA a CC tendrán según el requerimiento de uso o diseño la combinación de uno o más de los modos de operación indicados anteriormente.

Una fuente de voltaje constante ideal deberá poseer una impedancia de salida cero a todas las frecuencias, es decir, comportarse como una tierra real a todas las frecuencias, por lo tanto, esta fuente se comportará como se ve en la figura 1, manteniendo perfectamente constante el voltaje de salida en forma independiente de cualquier cambio que se produzca en la corriente que demande la salida.

Una fuente simple sin regular, consiste en un rectificador y un filtro que no son capaces de entregar una tensión de salida libre de rizado y que se mantenga con una tensión de salida estable con las variaciones de carga. A los efectos de lograr una salida aproximada a la fuente ideal de la Figura 1-1, deberemos incluir un elemento regulador dentro de la Fuente.

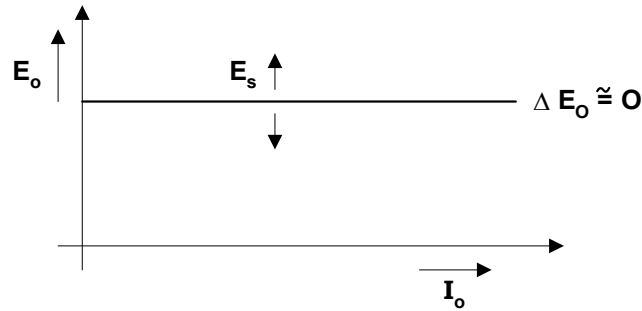


Figura 1-1: Gráfica de Tensión de salida vs. Corriente de salida de fuente ideal

donde E_0 e I_0 son respectivamente la tensión y corriente de salida, ΔE_0 es la variación de la tensión de salida

Para obtener el regulador existen distintas técnicas que vamos a explicar.

1.2 – Reguladores de Tensión básicos

Un regulador básico de tensión, con realimentación de muestreo de salida tendrá la configuración dada en la Figura 1-2.

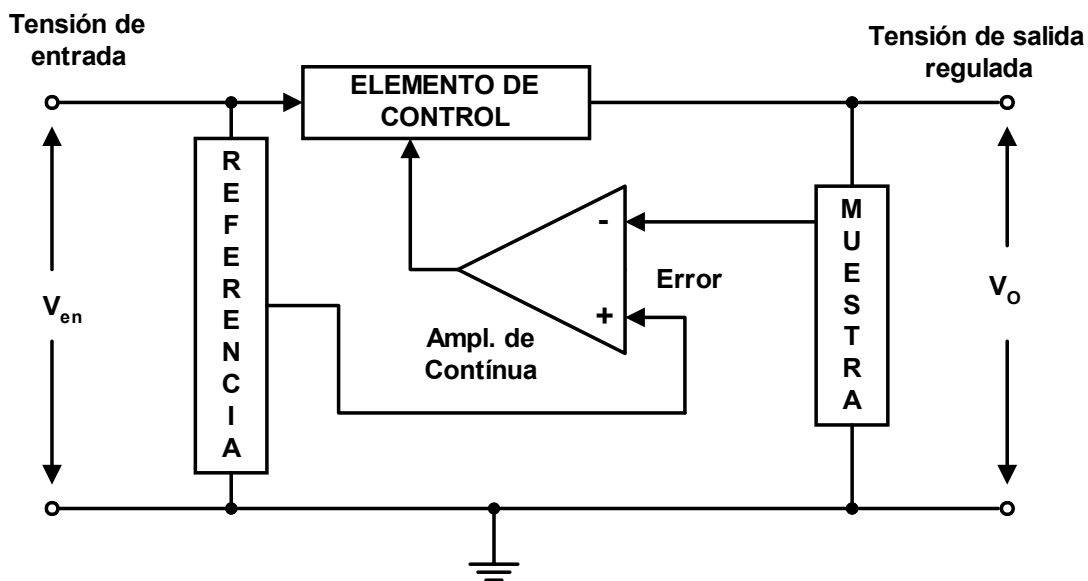


Figura 1-2: Regulador básico de tensión

Los elementos componentes de este regulador elemental son los siguientes.

- Un elemento de referencia el cual proveerá de una tensión perfectamente conocida en su nivel y sumamente estable. En adelante nos referiremos a ella como V_{ref} .
- Un elemento de muestreo que nos entregará una muestra precisa del voltaje de salida.
- Un elemento de comparación que determinará el desvío de la tensión de salida con respecto a la referencia produciendo una señal de error amplificada.
- Un elemento de control, que acondicionará la tensión de entrada para dar la tensión de salida deseada por medio de la indicación de señal error que recibe del elemento amplificador comparador.

Cada uno de estos elementos tendrá una particularidad, la que detallaremos a continuación.

Elemento de Referencia: El elemento de referencia es la piedra angular de todo regulador ya que el voltaje de salida será un múltiplo fraccional de esta referencia. Cualquier variación que hubiese en el voltaje de referencia sería tomada como una señal de error por el comparador, con lo cual se modificaría la tensión de salida de acuerdo con ese cambio.

Para obtener una buena regulación, la referencia deberá mantenerse estable para toda variación de la tensión de entrada, corriente de carga y temperatura ambiente de operación. Existen distintas formas circuitales para obtener una referencia, las cuales serán consideradas más adelante.

Elemento de muestreo: El elemento de muestreo tomará el voltaje de salida y lo acondicionará para entregar una fracción equivalente al nivel de la tensión de referencia, para un voltaje de salida especificado. Cuando se producen variaciones en el voltaje de salida, se producirá un cambio en el nivel de la tensión realimentada en un valor que podrá ser mayor o menor que la tensión de referencia. Esta diferencia o voltaje de error conducirá directamente al elemento regulador para compensar la diferencia detectada, corrigiendo de esta manera la tensión de salida para llevarla al voltaje deseado.

Elemento de comparación: Este elemento de comparación aparte de monitorear la diferencia entre la tensión de referencia y el voltaje de salida muestreado, producirá la amplificación necesaria para la señal de error. Por esta razón, es normal que se denomine al elemento de comparación como amplificador de error. La salida de error amplificada producirá sobre el circuito de control del regulador la variación paramétrica correspondiente para retornar al voltaje prescripto de salida.

Elemento de Control : Como regla general el elemento de control variará su concepción en forma amplia en función al tipo de regulador que se decida implementar. A pesar de ésto, los elementos que fueron explicitados anteriormente se mantendrán inalterados en su concepción en forma independiente al tipo de elemento de control que se implemente. La clasificación del regulador dependerá del tipo de control que se realice: serie, paralelo o por conmutación. En la figura 1.3 se observan las distintas configuraciones de los elementos de control básico.

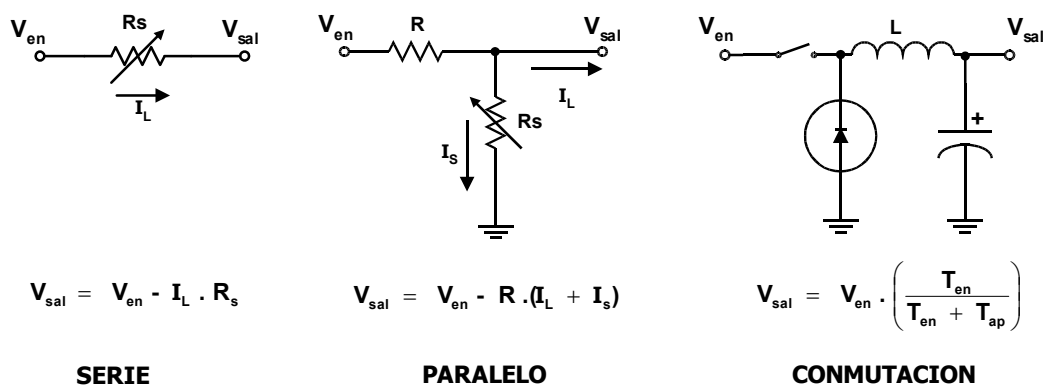


Figura 1-3: Métodos básicos de regulación

donde V_{en} es la tensión de entrada, V_{sal} es la tensión de salida, T_{en} es el tiempo de encendido y T_{ap} es el tiempo de apagado.

1.3 – CLASIFICACIÓN DE LOS REGULADORES DE TENSIÓN

El regulador serie: Este regulador controla el voltaje de salida modulando un elemento en serie con el circuito de carga. El elemento serie por lo general es un transistor, que actuará como una resistencia variable. Cualquier cambio en la tensión de entrada producirá un cambio en la resistencia serie en forma proporcional a este cambio, siempre y cuando la corriente de carga no varíe simultáneamente. Con esto tendremos que en todo instante la caída de tensión en la resistencia serie R_s , por la cual circula la corriente de carga I_L , será la diferencia del voltaje de entrada menos la tensión fija seleccionada para la salida.

El regulador serie básico se puede observar en la figura 1.4:

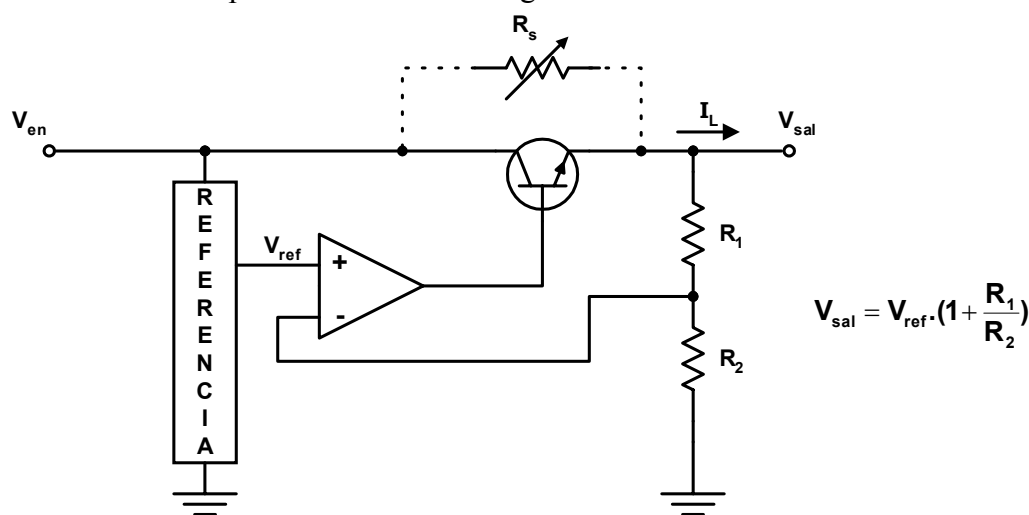


Figura 1-4: Regulador Básico serie

$$V_{SAL} = V_{EN} - V_{DIF} \quad (1-1)$$

$$V_{DIF} = I_{L(carga)} \cdot R_s \quad (1-2)$$

$$V_{SAL} = V_{EN} - I_{L(carga)} \cdot R_s \quad (1-3)$$

Cuando ocurre un cambio de tensión de entrada tendremos

$$\Delta R_s = \frac{\Delta V_{EN}}{I_{L(carga)}} \quad (1-4)$$

Cuando ocurre un cambio en la corriente de carga, es decir una variación de carga

$$\Delta R_s = \frac{\Delta I_L \cdot R_s}{I_L + \Delta I_L} \quad (1-5)$$

El regulador serie proveerá una forma simple para lograr una fuente de tensión regulada, pero tiene un inconveniente, que para aplicaciones en las cuales se requieren grandes corrientes de carga, la caída de tensión sobre el elemento serie producirá una gran disipación de calor, y por

ende un desperdicio de energía muy grande, cuando la tensión del elemento serie es comparable al de la carga.

Regulador Paralelo: Este regulador, como lo indica su nombre, usa un elemento en paralelo, que variará su corriente de drenaje, en función del requerimiento de la corriente de carga manteniendo a sus bornes una tensión constante. Cuando se produce una variación creciente de la tensión de entrada, el elemento paralelo aumentará su corriente de carga a los efectos de producir una mayor caída de tensión sobre la resistencia serie, manteniendo la caída de tensión sobre la carga en forma constante. En la figura 1.5 podemos observar un regulador paralelo básico.

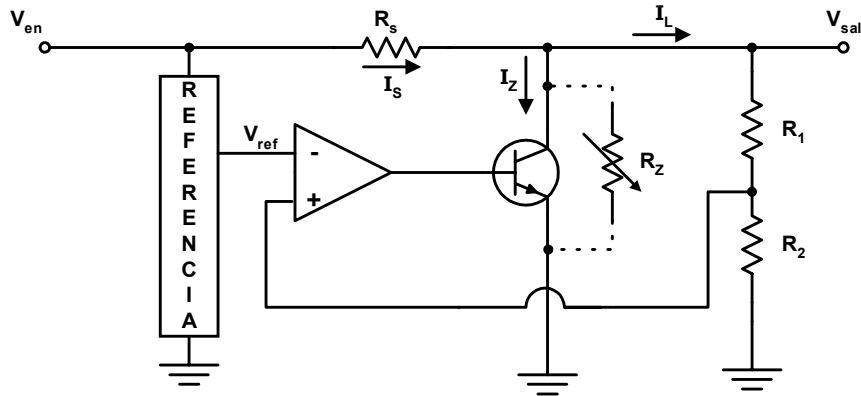


Figura 1.5 Regulador Paralelo

$$V_{sal} = V_{EN} - I_s \cdot R_s \quad (1-6)$$

$$I_s = I_L + I_z \quad (1-7)$$

$$V_{sal} = V_{EN} - R_s \cdot (I_L + I_z) \quad (1-8)$$

Cuando se produce una variación en la corriente de carga la corriente en el elemento paralelo variará en

$$\Delta I_z = -\Delta I_L \quad (1-9)$$

Cuando ocurre una variación en el voltaje de entrada el cambio incremental en la corriente del elemento paralelo será

$$\Delta I_z = \frac{\Delta V_{EN}}{R_s} \quad (1-10)$$

$$\Delta I_z = \frac{V_{sal}}{\Delta R_z} \quad (1-11)$$

Como podemos apreciar, este tipo de regulador no es muy eficiente, pero en algunos casos, en los que la eficiencia no es una limitación, puede dar mejores soluciones, ya que el regulador paralelo es poco sensible a los transitorios de línea, así como también tiene la propiedad de no reflejar hacia la entrada los transitorios de corriente de carga. También podemos apreciar que

este tipo de regulador está inherentemente protegido contra corto en la carga, estando limitada la corriente máxima por la resistencia R_S en el caso de un corto en la carga.

Regulador por conmutación:

Una fuente conmutada utiliza como elemento de control una llave activa, la cual se usa para ir conmutando el voltaje de entrada con un ciclo variable de acuerdo a los requerimientos de la carga. Estos ciclos variables se pueden clasificar en los siguientes modos.

- 1- Manteniendo constante el tiempo de encendido del elemento serie y variando la frecuencia.
- 2- Manteniendo constante el tiempo de apagado del elemento serie y variando la frecuencia.
- 3- Manteniendo constante la frecuencia y variando el tiempo de encendido y apagado del elemento (Modulación del ancho de pulso)

La descripción básica del regulador por conmutación puede observarse en la figura siguiente

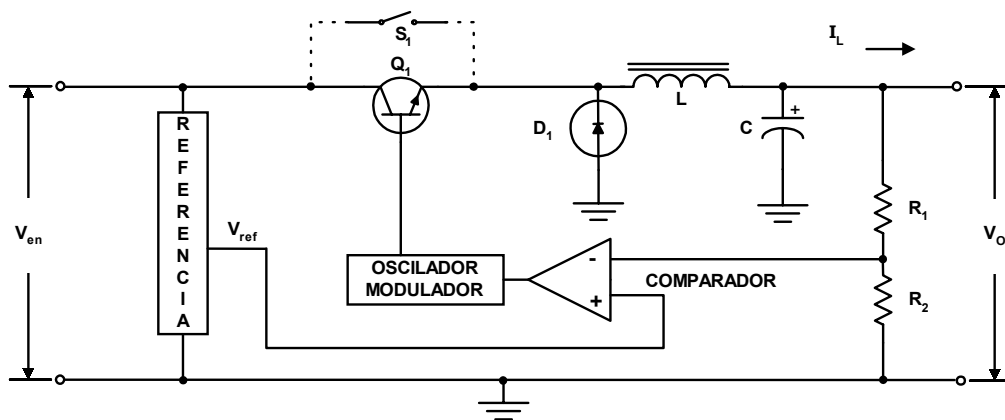


Figura 1-6: Regulador Básico por Conmutación

En este circuito los pulsos de tensión a la salida del emisor de Q_1 , son filtrados por el filtro LC el cual se habrá calculado para una frecuencia mínima de trabajo y para una carga máxima a un factor de rizado de salida específico.

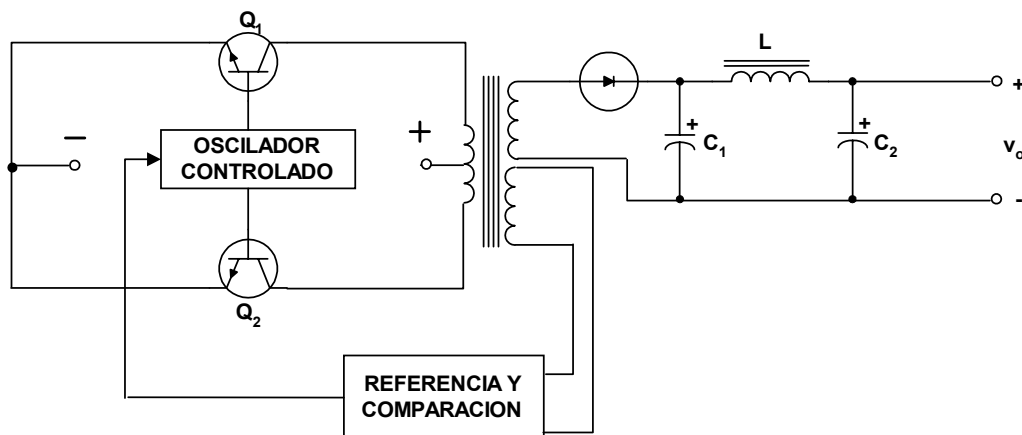


Figura 1. 7: Fuente de conmutación push-pull

La ventaja fundamental de este circuito radica en que la disipación del elemento serie es mínima ya que el mismo se encuentra en todo momento en condición de saturación o en estado apagado. Por esta razón, este circuito tiene grandes ventajas en la aplicación que requiere una gran potencia de salida, en especial cuando se trabaja en baja tensión y alta corriente.

Otra ventaja de los reguladores por conmutación, es la de poder admitir diseños que permiten aislar la salida con respecto a la tensión primaria y/o secundaria de regulación, es decir, realizar salida de tensión flotante. Uno de los circuitos básicos de este tipo de regulador lo observamos en la figura 1.7 que nos muestra una configuración push-pull.

1.4 Fuentes de corrientes constantes:

Una fuente de corriente constante ideal deberá poseer una admitancia de salida nula, es decir, impedancia de salida infinita para todas las frecuencias. Gráficamente podemos representar el comportamiento de una fuente de corriente constante en la figura 1. 8.

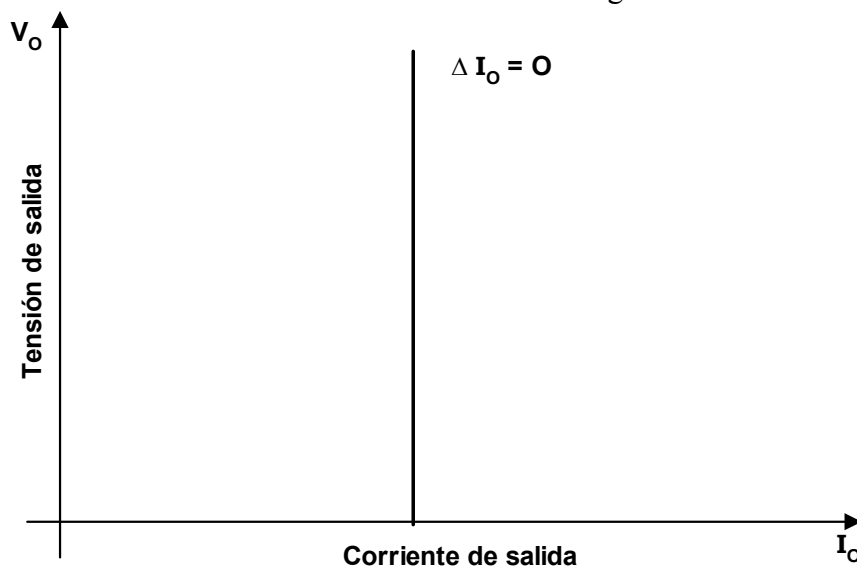


Figura 1. 8: Respuesta de fuente de corriente ideal

Esta fuente ideal se ajustará a los cambios de la resistencia de carga modificando la tensión de salida en la magnitud necesaria para que la corriente en la carga se mantenga constante a un valor especificado.

Las principales aplicaciones de estas fuentes de corriente constante se encuentran principalmente en circuitos de medición, y en circuitos magnéticos en los cuales se requiere mantener el campo en forma independiente de los cambios de impedancia o de temperatura.

Existen distintas formas de obtener una corriente constante y en la mayoría de los casos éstas forman parte de una fuente de tensión constante. De esta manera se puede variar el rango de trabajo de la fuente de corriente constante entre un valor de tensión máximo y cero. Dado que dentro del regulador los elementos de control, referencia y comparación son prácticamente idénticos a los que se requiere para un regulador de tensión, se usan configuraciones que combinan éste con una fuente de corriente constante conformando lo que se denomina una fuente de voltaje constante/corriente constante.

La regulación de corriente consiste básicamente en obtener un método de muestreo de corriente en la carga y esta muestra es comparada con una referencia para producir la señal de

error que comandará al elemento de control. Esta configuración básica la podemos observar en la figura 1.9

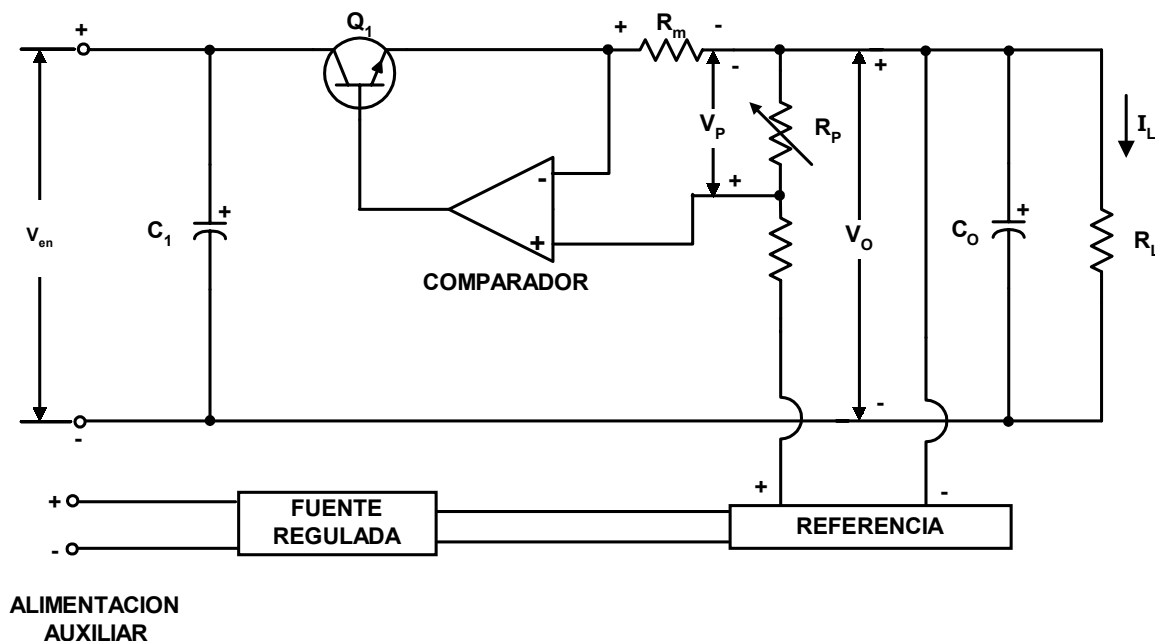


Figura 1-9: Fuente de Corriente Básica

Como podemos observar en la figura, la resistencia R_p es utilizada para ajustar un nivel de referencia que se toma de una tensión de referencia flotante respecto a la tensión de entrada de la fuente y referida a la salida positiva. La corriente I_L que circula por la resistencia R_m de muestreo produce una caída de tensión que es comparada con el nivel de referencia para dar la señal de error al elemento de control serie Q_1 , que actuará como resistencia variable manteniendo I_L constante. El capacitor C_o de salida es un capacitor reducido para estabilizar la realimentación. El capacitor no puede ser de un valor elevado porque de ser así, disminuiría notablemente la respuesta en tiempo del regulado de corriente y degradaría la alta impedancia que debe ofrecer éste.

1.5 FUENTE DE TENSIÓN CONSTANTE / CORRIENTE CONSTANTE

Dado que no es posible eliminar el rizado de la tensión sobre la carga en las fuentes de corriente constante puras, debido a que no se puede filtrar la salida con elementos capacitivos, si se requiere una regulación precisa con alta impedancia de salida será necesario partir de una tensión regulada para después obtener una regulación de corriente de precisión. Este requerimiento da como necesaria la concepción de una fuente de tensión constante/corriente constante. En la figura 1-10 podemos observar una de las tantas configuraciones básicas para una fuente tensión/corriente constantes.

Como podemos observar en la figura 1-10, la técnica de esta fuente consiste en un monitoreo de la tensión de salida por parte del comparador de tensión, el cual con su señal de error E_v , comanda el elemento de control serie Q_1 . El potenciómetro R_v es el elemento de ajuste de la tensión de salida al nivel requerido. La corriente es controlada a partir de la caída de tensión que se produce sobre la resistencia R_m debido a la corriente I_L que circula por la carga. Esta caída de tensión es comparada con el nivel seleccionado con el potenciómetro R_c , lo cual producirá una señal de error E_c que comandará al elemento de control Q_1 . El diodo D_1 está a los efectos de que cuando la fuente esté entregando una corriente I_L menor a la seleccionada,

el comparador de corriente no actúe cargando al comparador de tensión a los efectos de que no pierda ganancia. Con esto ya estamos definiendo que los amplificadores comparadores no están trabajando simultáneamente.

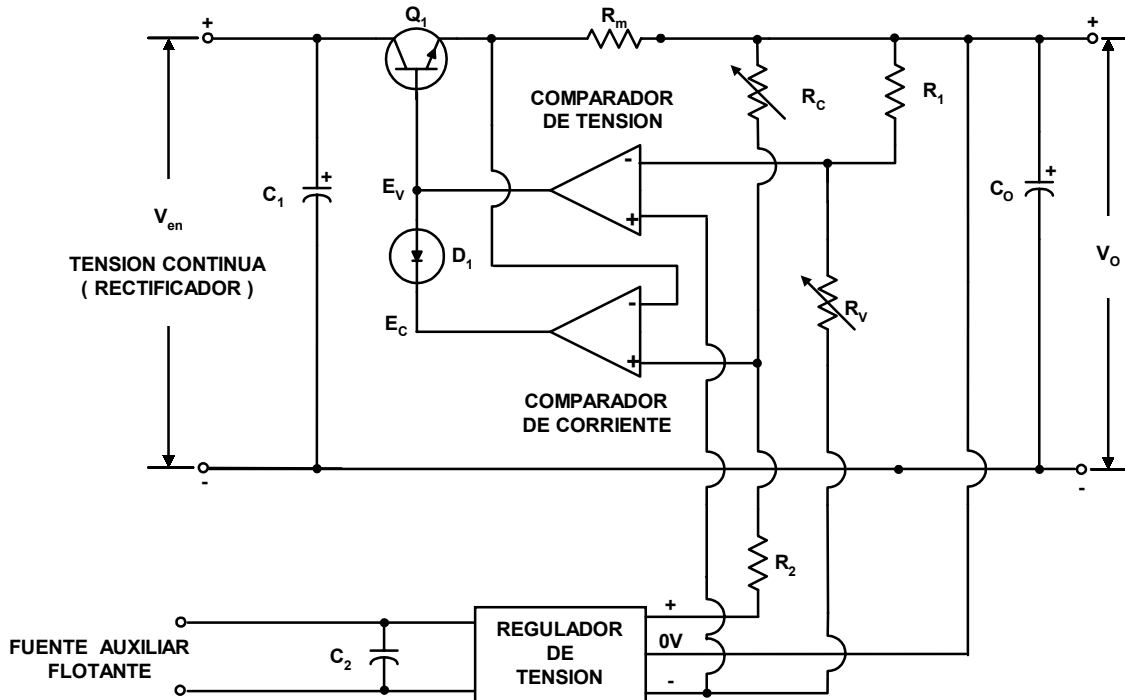


Figura 1-10: Esquema básico de fuente de tensión-corriente constante

El amplificador de comparación de voltaje tratará de dar una impedancia de salida cero a la fuente mientras que el amplificador comparador de corriente dará una impedancia de salida infinita a la fuente. Por lo tanto para una dada resistencia de carga R_L la fuente actuará como fuente de tensión constante o como fuente de corriente constante, pero no ambas simultáneamente.

La característica de una fuente de tensión constante/corriente constante ideal la podemos observar en la figura 1.11

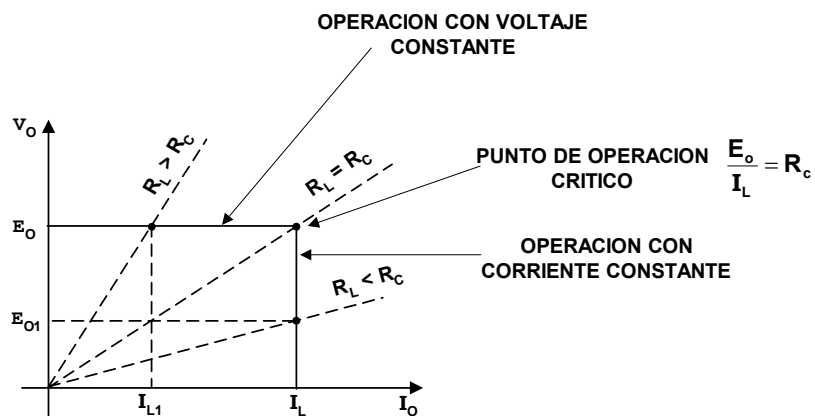


Figura 1-11:Curvas de regulación de una fuente tensión-corriente constantes

La operación de esta fuente se mantendrá en la región de operación con voltaje constante siempre que la resistencia de carga R_L se mantenga mayor que el valor de resistencia crítica, el cual viene dado por la relación de la tensión E_o seleccionada a la corriente I_L seleccionada.

La fuente entrará en la región de operación de corriente constante cuando la resistencia de R_L sea menor que la resistencia crítica R_c .

La principal ventaja del uso de este tipo de fuentes, es su propiedad de protección total contra cualquier tipo de sobrecarga. Esto permite, con toda la seguridad, trabajar dentro del área dada por la figura 1-11, por lo tanto se puede, con la adecuada selección de E_o e I_L , proteger cualquier elemento o circuito que se deba ensayar contra sobrecarga, lo mismo que simultáneamente se protege a la fuente.

1.6 – FUENTE DE TENSIÓN CONSTANTE CON LIMITACIÓN DE CORRIENTE

Las fuentes de tensión constante con limitación de corriente proveen protección de sobrecorriente para la fuente, cuando sólo lo que se requiere es una tensión constante. Estos tipos de limitación de corriente se pueden dividir en dos clases:

- a) Limitación de corriente máxima
- b) Limitación de corriente con corte de fuente.

Límite de Corriente máxima: Existe un parecido entre la fuente de corriente y la limitación de corriente. La diferencia radica básicamente en que la sofisticación y etapas de ganancia de la limitación de corriente son notablemente inferiores a la de una fuente de corriente en su control de la limitación de corriente. La diferencia la podemos apreciar viendo la figura 1.12.

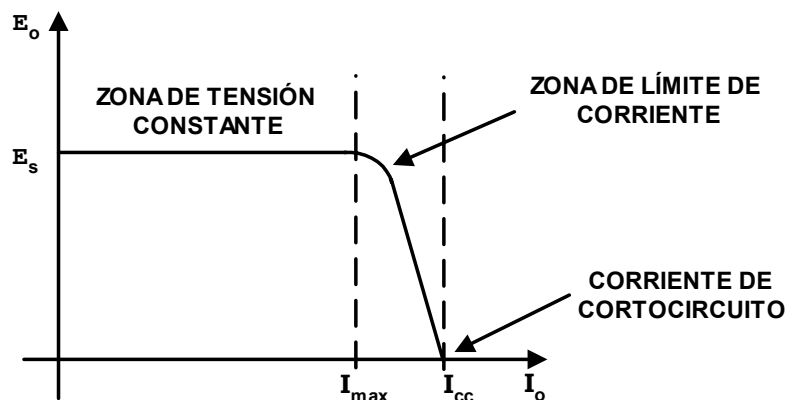


Figura 1-12: Gráfica de control de corriente de corto circuito

En una comparación con la figura 1-11 podemos observar que en el caso de la fuente de corriente, la corriente I_L seleccionada es idéntica para todos los valores de E_o , no así en el caso de limitación de corriente, donde tenemos una determinada pendiente de corriente y además no existe un punto crítico sino que en su lugar aparece un codo. Esto hace que en el caso de limitación de corriente tengamos un valor de corriente máximo, definido para un determinado valor de E_s y un valor de corriente de cortocircuito definido para dicha fuente. El valor I_{max} establece que para cualquier valor de I_o menor de I_{max} la fuente se mantendrá dentro de la zona de tensión constante, garantizando que la tensión seleccionada E_s se mantendrá dentro de las especificaciones de la fuente. A partir de este valor de I_{max} la tensión de salida caerá por debajo del valor E_s hasta alcanzar el valor de cero en el caso de corto directo. La variación de corriente entre los valores de I_{max} y I_{cc} es función del diseño y la calidad de la fuente, encontrándose estos valores entre un 3% a un 15% de la corriente máxima I_{max} . Estos tipos de fuente con limitación de corriente, son por lo general de reposición automática de la tensión una vez que fue eliminada la sobrecarga o el corto circuito.

El inconveniente que traen aparejado estas fuentes es que en el caso de sobrecarga o corto por tiempo prolongado, producen una gran disipación en el elemento serie de control. Por lo tanto, este es un punto de importancia a tener en cuenta en el diseño, principalmente porque dicho elemento de control se encontrará en su peor condición de trabajo, con máxima caída de tensión a sus bornes y máxima corriente, en forma simultánea con esto se debe estudiar particularmente las curvas SOAR de elemento activo usado como elemento de control serie.

Limitación de Corriente con corte de Fuente (Foldback)

Teniendo en cuenta las consideraciones del último párrafo del punto anterior, puede que en muchos casos, no sea necesario que se mantenga la corriente en caso de sobrecarga, y por lo tanto se puede evitar la disipación en el elemento serie. Es por esto que existen fuentes de alimentación que producirán una reducción de la corriente o bien cortarán la corriente prácticamente a cero dependiendo del tipo de diseño empleado. Este tipo de operación se denomina en la mayor parte de la bibliografía foránea como "FOLDBACK".

Por lo general la aplicación de esta técnica está dada para fuentes de tensión fija, donde el máximo de corriente está dado para la tensión fija de diseño, por lo tanto habría que sobredimensionar al elemento serie para que pueda soportar la disipación de corto circuito.

En la figura 1-13 podemos observar las características de transferencia de distintas fuentes con corte o reducción de corriente.

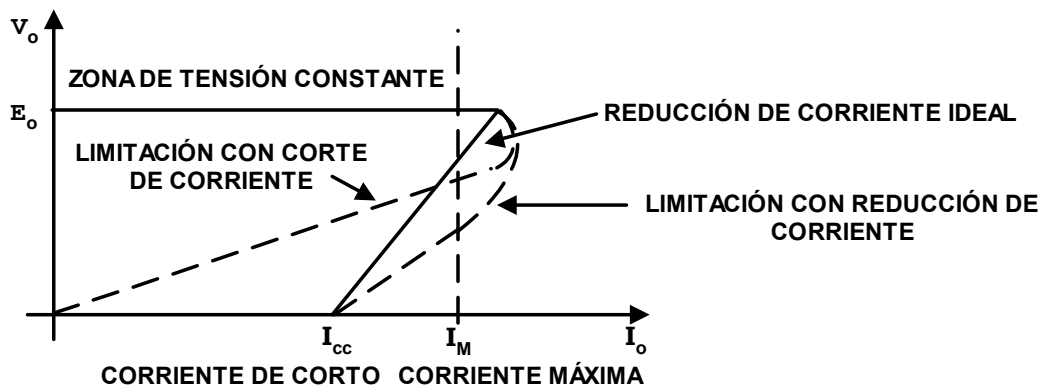


Figura 1-13: Gráfica de respuesta con foldback

Como podemos observar en la figura se producirá un codo en las fuentes reales que se debe a que primero actuará el circuito de sobrecarga y luego el de corte de corriente.

Oooo0oo0oo0oo0oo0oooO

CAPÍTULO II

DISEÑO DE FUENTES DE TENSIÓN

2.1 – Especificaciones de una Fuente de Tensión.

La función primaria de cualquier regulador de tensión es mantener su salida a un valor predeterminado sobre un rango de variación de corriente de carga. Esta tensión será afectada en algún grado por las variaciones de la tensión de entrada y por los cambios de temperatura ambiente. Por lo tanto lo primero que debe establecerse es el factor de mérito o regulación, que será dependiente interactivamente con los distintos factores de degradación.

Si bien los factores de degradación interactúan entre sí, se puede considerar su estudio en forma separada por aplicación del teorema de superposición.

Regulación de carga: Se define como regulación de carga al factor porcentual de afectación de la tensión de salida con respecto a la variación de corriente de carga dentro del rango de trabajo, y lo podemos expresar como

$$\text{Regulación de Carga: } \frac{E_{ov} - E_{oT}}{E_o} \cdot 100 \quad (2.1)$$

donde

E_{ov} = Tensión de salida en vacío.

E_{oT} = Tensión de salida en plena carga.

E_o = Tensión nominal.

Regulación de línea : Se define como el factor porcentual en que se verá afectada la tensión de salida con respecto a la variación de la tensión de entrada al regulador. Esto involucra a la tensión de rizado, las variaciones de tensión de línea y la caída de tensión en los devanados del transformador producido por la corriente de carga. La regulación de línea está expresada numéricamente por

$$\text{Regulación de línea } (\% / E_E) = \left(\frac{\Delta E_o}{\Delta E_E \cdot E_o} \right) \cdot 100 \quad (2.2)$$

Donde

ΔE_o = Cambio en la tensión de salida.

ΔE_E = Cambio en la tensión de entrada

E_o = Tensión nominal

Los valores de ΔE_o y ΔE_E pueden encontrarse generalmente expresados en valores de tensión pico a pico, pero algunos fabricantes dan este valor como tensión RMS.

Regulación con la variación de temperatura : Se define como el factor porcentual en que se verá afectada la tensión de salida en función al cambio de temperatura ambiente. Por lo general a este factor se denomina coeficiente de temperatura de la tensión de salida y se indica en un porcentaje de variación de la tensión nominal por grado centígrado. Desde el punto de vista cuantitativo este coeficiente se calcula por

$$C_r (\% / ^\circ C) = \frac{E_{o(m\acute{a}x)} - E_{o(m\grave{i}n)}}{E_{o(nom)} \cdot (T_{m\acute{a}x} - T_{m\grave{i}n})} \cdot 100 \quad (2.3)$$

donde

$E_{o(m\acute{a}x)}$ = Tensión de salida máxima

$E_{o(Min)}$ = Tensión de salida mínima.

$E_{o(Nom)}$ = Tensión de salida nominal a 25°C.

$T_{m\acute{a}x}$ = Temperatura máxima de operación.

$T_{m\grave{i}n}$ = Temperatura mínima de operación.

Dependiendo de cómo es la configuración circuital de la fuente, este coeficiente puede ser tanto positivo como negativo. Este coeficiente debe considerarse fuera del período de precalentamiento de la fuente, es decir en régimen de trabajo.

Respuesta a transitorios de carga: Esto determina la capacidad de respuesta del lazo de realimentación de la fuente ante un cambio súbito de la corriente de carga, y se encuentra condicionado también por la impedancia del filtro de salida, si es que existe tal filtro.

El transitorio que se producirá a la salida está definido por componentes pasivos del filtro de salida. Por ésto, se debe determinar la resistencia serie equivalente R_{se} y la inductancia serie equivalente L_{se} , para poder calcular la magnitud del cambio a la salida de la fuente para un cambio abrupto de carga. El desvío de la tensión de salida vendrá dada por

$$\Delta V = R_{se} \cdot \Delta I + L_{se} \cdot \frac{di}{dt} \quad (2.4)$$

Sin embargo esta expresión estará modificada por la respuesta a lazo cerrado y la capacitancia de salida. Por otra parte cuando los cables de conexión entre la fuente y la carga son largos, producirán una caída de tensión tanto resistiva como inductiva adicional que deberá tenerse en cuenta para determinar el desvío de tensión.

2.2 Elementos Contribuyentes a Error:

Cada uno de los elementos constituyentes de una fuente regulada de tensión básica como la indicada en la figura 1-2, contribuirán con un error en el establecimiento de la tensión de salida deseada. Por lo tanto en este punto estudiaremos sus efectos y el modo en que podemos eliminar o atenuar su influencia en el error total.

Elemento de muestreo: La regulación se lleva a cabo comparando una muestra de voltaje de salida con una referencia. Cualquier error que pudiese introducir este elemento de muestreo será amplificado con la señal de control del elemento serie. Este elemento de muestra, generalmente estará constituido por un divisor resistivo de voltaje tomado ente los bornes de salida regulada. El divisor como el indicado, se observa en la figura 2-1 conjuntamente con su equivalente de Thevenin.

El voltaje a la salida del elemento de muestreo será

$$A_T V_o = \frac{V_o \cdot (R_2 + R_{p2})}{R_1 + R_2 + R_p} \quad (2.5)$$

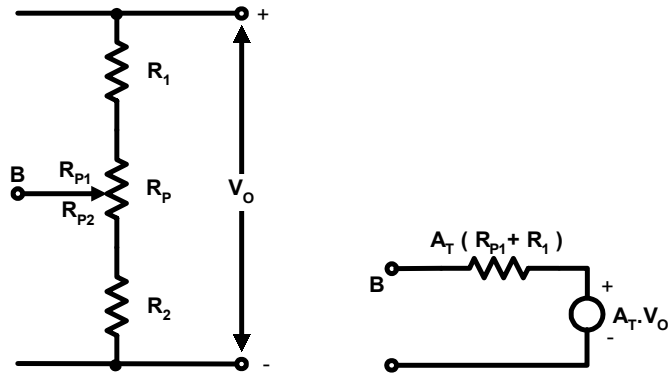


Figura 2-1: Circuito equivalente de muestreo

El error posible está centrado en que las resistencias tienen un determinado coeficiente de temperatura dependiendo de qué composición tengan. Si las resistencias que componen el divisor poseen distintos coeficientes, tendremos un contribuyente de error con respecto a las variaciones de la temperatura ambiente; Por lo tanto se debe poner cuidado en la selección de las resistencias procurando que tengan el mismo coeficiente. Otro posible error en la toma de la muestra radica en la resistencia equivalente de Thevenin, la cual inducirá a un error si la impedancia de entrada del elemento de comparación es comparable a esta resistencia equivalente; Por lo tanto, se debe cuidar que la impedancia de entrada del elemento de comparación sea mucho mayor que la resistencia equivalente de Thevenin del divisor de tensión.

Elemento de Referencia: Existen diferentes elementos o técnicas circuitales las cuales pueden proveer un nivel de comparación, pero adicionado a esto tendremos un cierto problema que producirá error; Por lo tanto, a continuación estudiaremos los más comunes, con sus problemas característicos:

Diodo Zener de Referencia: El circuito de aplicación más simple empleando un diodo zener como referencia es el que podemos observar en la figura 2-2; Como podemos observar la tensión Zener V_Z es la tensión de referencia V_{REF} . Esta técnica será satisfactoria siempre que la tensión V_{ENT} sea una tensión regulada, ya que si la corriente zener I_Z cambia continuamente tendremos una cierta inestabilidad en la tensión de referencia V_{REF}

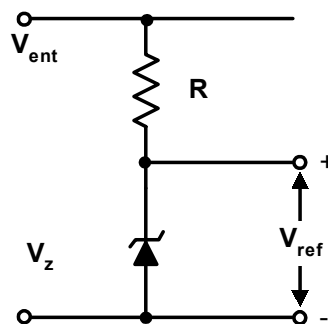


Figura 2-2: Elemento de referencia

Esto lo podemos corroborar observando el circuito equivalente del diodo, tal como lo muestra la figura 2-3. Si hacemos un análisis de las tensiones tendremos

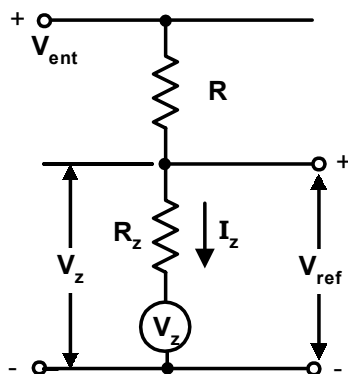


Figura 2-3: Circuito equivalente del elemento de referencia

$$V_Z = V_{REF} \quad (2.6)$$

$$V_Z = V_Z' + I_Z \cdot R_Z \quad (2.7)$$

$$I_Z = \frac{R_{ENT} - V_Z'}{R + R_Z} \quad (2.8)$$

por lo tanto tendremos que

$$V_{REF} = V_Z \left(\frac{V_{ENT} - V_Z'}{R + R_Z} \right) R_Z \quad (2.9)$$

Como podemos observar la tensión de referencia V_{REF} es una función de la tensión de entrada V_{ENT} .

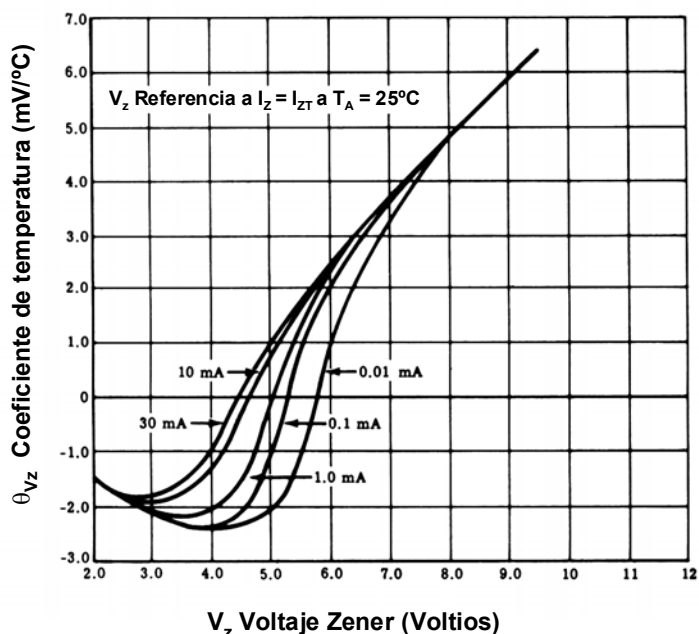


Figura 2-4: Gráfica del coeficiente de Temperatura de los diodos Zener

Por otra parte, como se aprecia en la figura 2-4, los diodos zener tienen coeficiente de variación de la tensión zener con la temperatura; Este coeficiente es negativo para valores bajos de V_Z pasando a ser positivo para valores mayores de 5 Voltios de V_Z . Por otro lado para un diodo zener de un valor V_Z dado, el coeficiente térmico es función de la corriente que

fluye por el mismo. Esto lo podemos observar en la figura 2.4 donde vemos cómo varía el coeficiente según la tensión zener y la corriente I_Z ; Por lo tanto podemos deducir que si queremos tener una tensión de referencia estable con variaciones de tensión de entrada V_{ENT} , corriente I_Z y temperatura, debemos descartar el uso de un circuito diodo zener simple. Uno de los métodos para poder solucionar el problema de las variaciones de la tensión de entrada por una parte y las variaciones de corriente Zener I_Z por otra, es el de usar una fuente de corriente constante con realimentación por muestreo de corriente. Esto se puede observar en la figura 2-5 donde el uso de una fuente de corriente constante alimenta el zener. De esta forma la corriente constante minimiza el efecto de la impedancia zener R_Z sobre la estabilidad de la tensión de Referencia V_{REF} . Por otra parte, la fuente de corriente debido a su gran resistencia dinámica sirve para absorber las variaciones de la tensión de entrada V_{ENT} .

Para este caso tendremos:

$$V_{REF} = V_Z + V_{BE(Q_1)} \quad (2.10)$$

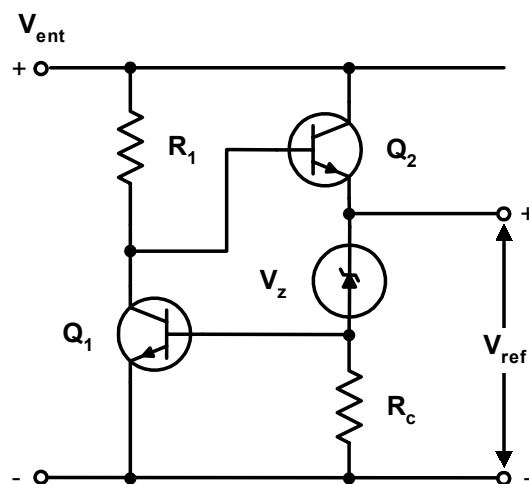


Figura 2-5: Circuito de referencia independiente de las variaciones de la tensión de entrada

$$I_Z \frac{V_{BE(Q_1)}}{R_C} \quad (2.11)$$

Como podemos observar la corriente I_Z y la tensión V_{REF} son independientes de la tensión de entrada V_{ENT} . Lo que debemos observar es que la tensión de referencia es dependiente de las variaciones con la temperatura de la tensión V_Z y $V_{BE(Q_1)}$. Si no existen limitaciones en cuanto al nivel de tensión de V_{REF} , se podrá seleccionar el coeficiente de temperatura del diodo Zener de manera que este coeficiente sea de la misma magnitud y de signo inverso al de la tensión de base a emisor de Q_1 . Si nos remitimos a las curvas de la figura 2.4 veremos que este método será aplicable a tensiones de referencia superiores a siete voltios.

REFERENCIA DE NIVEL DE ENERGÍA DE BANDA:

Este método de referencia está desarrollado basándose en la predictibilidad de la caída de tensión de base a emisor de los transistores integrados. Este voltaje de referencia surge de la caída de tensión entre las bandas de energía de semiconductor que en el caso del silicio es de $V_{go} = 1,204$ V.

La configuración circuital que se usa para utilizar este nivel de banda de energía es el indicado en la figura 2.6

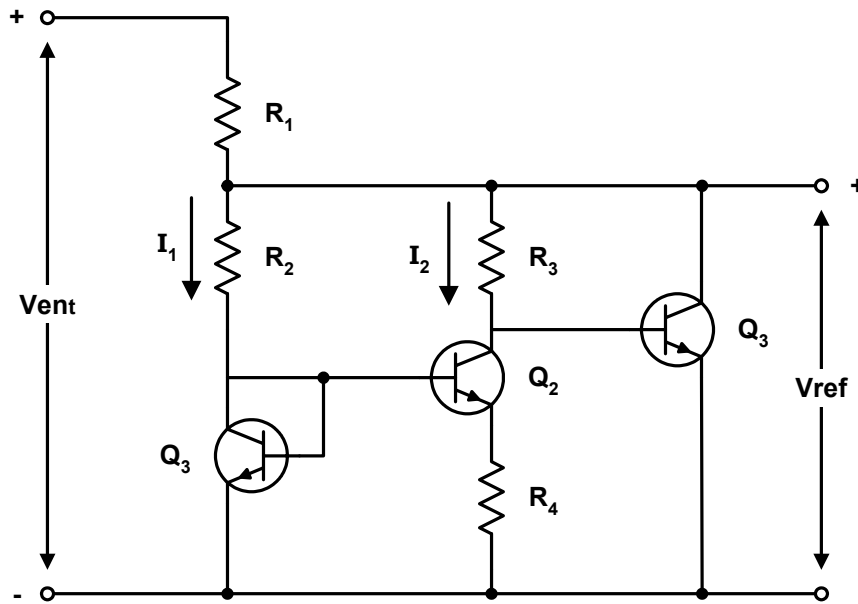


Figura 2-6: Circuito de tensión de referencia de energía de bandas

La tensión de referencia que obtendremos será para el circuito presente de

$$V_{REF} = V_{BE(Q_3)} + R_3 I_2 \quad (2.12)$$

Los valores de las resistencias R_2 y R_3 se calculan para que la corriente entre los transistores Q_1 y Q_2 tengan una relación de diez a uno, es decir,

$$I_1 = 10 I_2 \quad (2.13)$$

Como tendremos una significativa diferencia entre las corrientes que fluyen en estos transistores Q_1 y Q_2 , las caídas de tensión de base a emisor respectivas serán diferentes. El voltaje diferencial que se obtiene entre estas dos tensiones de base a emisor ($V_{BEQ_1} - V_{BEQ_2}$) aparecerá sobre R_4 . Si utilizamos transistores de alta ganancia la corriente I_Z será la que circule por R_4 .

$$I_Z = \frac{V_{BEQ_1} - V_{BEQ_2}}{R_4} \quad (2.14)$$

por lo tanto

$$V_{REF} = V_{BEQ_3} + (V_{BEQ_1} - V_{BEQ_2}) \cdot \frac{R_3}{R_4} \quad (2.15)$$

Como podemos observar esta tensión de referencia, al ser función de las tensiones de base a emisor, deberían tener dependencia con la temperatura.

Por lo tanto efectuaremos un análisis de las posibles variaciones de V_{REF} con la temperatura.

Del análisis del amplificador diferencial, anteriormente se ha demostrado que

$$V_{BEQ_1} - V_{BEQ_2} = \frac{KT}{q} \cdot \ln \frac{I_1}{I_2} \quad (2.16)$$

donde K es la constante de Boltzmann, T la temperatura absoluta y q la carga de un electrón. Por otra parte podemos expresar que la tensión de la base a emisor de Q₃ es

$$V_{BEQ_3} = v_{go} \cdot \left(1 - \frac{T}{T_0}\right) + V_{BEO} \left(\frac{T}{T_0}\right) \quad (2.17)$$

donde V_{go} es la tensión de potencial de banda de energía para el silicio y V_{BEO} es la caída de tensión de base emisor para T₀.

Si sustituimos las ecuaciones 2.16 y 2.17 en la 2.15 tendremos que

$$V_{REF} = V_{go} \cdot \left(1 - \frac{T}{T_0}\right) + V_{BEO} \left(\frac{T}{T_0}\right) + \frac{R_3}{R_4} \left[\frac{KT}{q} \ln \frac{I_1}{I_2} \right] \quad (2.18)$$

Si diferenciamos esta última ecuación con respecto a la temperatura tendremos que

$$\frac{d V_{REF}}{dT} = -\frac{V_{go}}{T_0} + \frac{V_{BEO}}{T_0} + \frac{R_3}{R_4} \cdot \frac{K}{q} \cdot \ln \frac{I_1}{I_2} \quad (2.19)$$

Si se eligen apropiadamente los valores de I₁; I₂; R₃ y R₄ de tal forma que

$$\frac{q}{KT_0} (V_{go} - V_{BEOQ_3}) = \frac{R_3}{R_4} \cdot \ln \frac{I_1}{I_2} \quad (2.20)$$

habremos logrado que la ecuación 2.19 sea nula. Por lo tanto habremos obtenido una V_{REF} independiente de la temperatura.

Otra ventaja de este circuito, que utiliza las bandas de energía como referencia, es que da elementos de referencia de muy bajo nivel de tensión con una muy buena inmunidad a la tensión de entrada. Por lo general la tensión de referencia más común a estos tipos de circuitos de referencia es de 1.2 Voltios.

ELEMENTO DE COMPARACIÓN

Partiendo de la premisa de que se ha obtenido un elemento de referencia estable y que el elemento de muestreo nos puede proveer una muestra de la tensión estable, nuestra búsqueda en el elemento contribuidor de error recaerá en el elemento de comparación, siendo éste, como veremos, el factor determinante de la performance de regulación de Voltaje con respecto a la salida del mismo. Como el elemento de comparación, básicamente es un amplificador de continua de gran ganancia, típicamente éste estará constituido por un amplificador operacional, el cual aparte de proveernos gran ganancia nos entrega alta impedancia de entrada, y baja impedancia de salida; Esto nos traerá adicionalmente factores como tensión de desplazamiento, relación de rechazo a señal en modo común y tensión de fuente, y coeficiente de temperatura, que afectarán la regulación de la tensión de salida, en

función de: las variaciones de temperatura, tensión de alimentación primaria y cambios en la carga. Para poder apreciar cada uno de estos efectos, los estudiaremos cada uno por separado.

Tensión de desplazamiento (offset).

La tensión de desplazamiento la tendremos como una señal de error a la entrada del elemento de comparación, y por lo tanto actuará como señal error de la tensión de salida muestreada. Este efecto se puede apreciar observando la figura 2-7

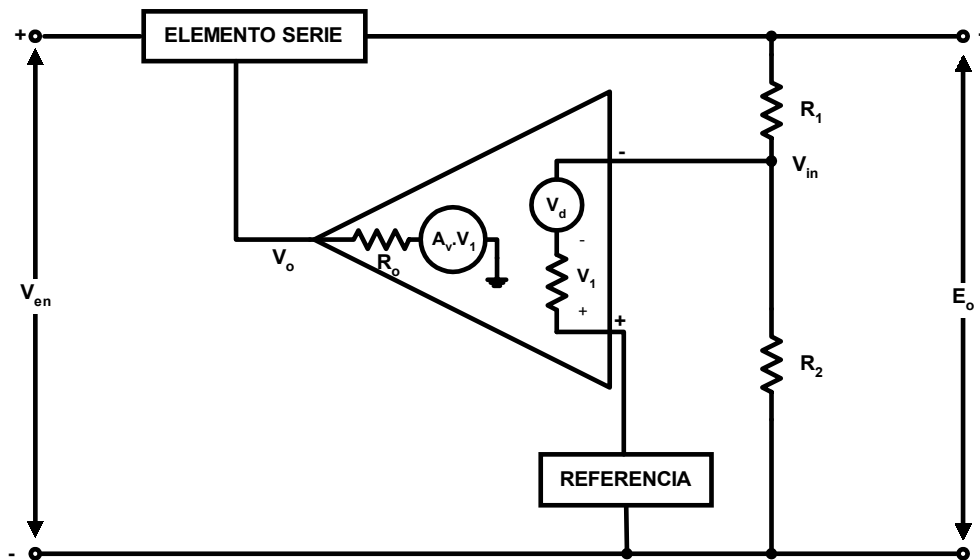


Figura 2-7: Circuito del elemento de comparación

Si analizamos la figura 2.7 tendremos

$$E_o = K_s \cdot V_o \quad (2.21)$$

donde K_s es la ganancia del elemento serie, supuestamente constante.

$$E_o = K_s \cdot A_v \cdot V_1 \quad (2.22)$$

$$V_1 = V_{REF} - V_m - V_d \quad (2.23)$$

$$V_m = E_o \cdot \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \quad (2.24)$$

Reemplazando las anteriores en (2.22) tendremos

$$E_o = \frac{V_{REF} - V_d}{\frac{1}{A_v \cdot K_s} + \frac{R_2}{R_1 + R_2}} \quad (2.25)$$

Si la ganancia A_v es lo suficientemente grande la ecuación 2.25 se puede reducir a

$$\mathbf{E}_o = (\mathbf{V}_{\text{REF}} - \mathbf{V}_d) \cdot \left(1 + \frac{\mathbf{R}_1}{\mathbf{R}_2} \right) \quad (2.26)$$

Como podemos ver la tensión de desplazamiento V_d representa un error inicial, por lo tanto debe tenerse en cuenta en la selección de R_1 y R_2 para compensar este error.

Deriva de La Tensión de Desplazamiento con la Temperatura.

Como desde un principio tenemos presente una tensión de desplazamiento, ésta, como ya se ha visto, tendrá una deriva con la temperatura, y esta deriva es directamente proporcional al valor inicial de la tensión de desplazamiento, debemos hacer todo lo posible para reducir o eliminar en lo posible esta tensión, compensando el amplificador o seleccionándolo para un mínimo desplazamiento. Esto debe ser de esta manera ya que una compensación inicial en el elemento de muestreo no mejora en absoluto la deriva que pueda tener. Cuando no es posible la eliminación de esta deriva y es necesaria la obtención de un coeficiente de temperatura muy riguroso, se debe proceder a agregar un elemento compensador con la temperatura en la red de muestreo, como ser un PTC o NTC según sea el sentido de la compensación.

Variaciones de Tensión de Alimentación

La tensión de alimentación para el comparador es un contribuidor de error, que depende de las relaciones de rechazo de modo común y de tensión de alimentación del operacional seleccionado como elemento comparador. Como podemos comprobar por medio de la figura 2-8, la tensión en modo común es el promedio de la tensión de entrada referenciada a la tierra virtual del amplificador, por lo tanto como la tierra virtual es

$$\mathbf{G}_{\text{virtual}} = \frac{\mathbf{V}_{\text{cc}^+} - \mathbf{V}_{\text{cc}^-}}{2} \quad (2.27)$$

y la tensión promedio de entrada al amplificador es

$$\mathbf{V}_i = \frac{\mathbf{V}_{\text{REF}} + \mathbf{V}_o \cdot \left(\frac{\mathbf{R}_2}{\mathbf{R}_1 + \mathbf{R}_2} \right)}{2} \quad (2.28)$$

la tensión en modo común neta será

$$\mathbf{V}_{\text{cm}} = \frac{1}{2} \left[\mathbf{V}_{\text{REF}} + \mathbf{V}_o \cdot \left(\frac{\mathbf{R}_2}{\mathbf{R}_2 + \mathbf{R}_1} \right) - (\mathbf{V}_{\text{cc}^+} - \mathbf{V}_{\text{cc}^-}) \right] \quad (2.29)$$

donde

$$\mathbf{V}_o = \mathbf{V}_{\text{ref}} \frac{\mathbf{R}_1 + \mathbf{R}_2}{\mathbf{R}_1}$$

De esto podemos apreciar, que si se tienen tensiones de alimentación al amplificador comparador desiguales, se producirán variaciones en el voltaje en modo común neto a la entrada del operacional.

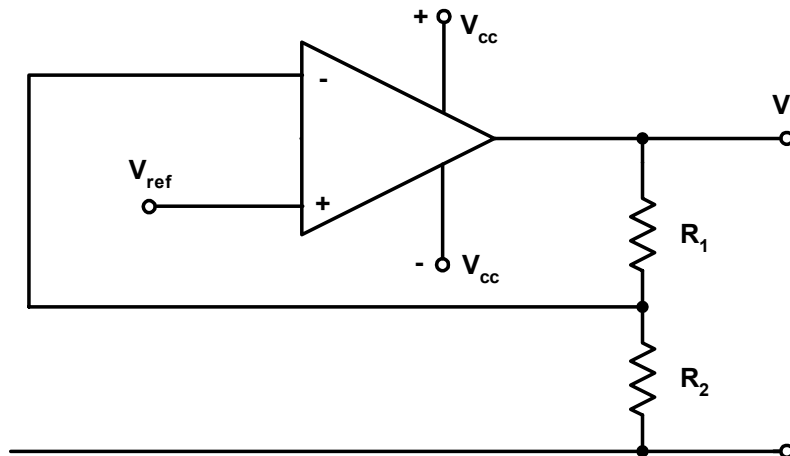


Figura 2-8: Circuito de control de tensión de salida

Como se sabe la relación de rechazo en modo común de un amplificador diferencial, está dado por la relación entre la ganancia diferencial y la ganancia en modo común.

$$C M R R = \frac{A_v}{A_{vcm}} \quad (2.30)$$

Por lo tanto, como el dato proporcionado por el fabricante es el valor de la relación CMRR, de este valor y con el dato de A_v mínimo obtendremos

$$A_{vcm} = \frac{A_{vmin}}{C M R R} \quad (2.31)$$

A partir de esto encontraremos que el error producido a la salida por un voltaje en modo común presente en el voltaje de entrada será

$$A_{vcm} = \frac{A_{vmin}}{C M R R} \quad (2.32)$$

de donde

$$\text{Error de Modo Común} = \frac{V_{cm}}{C M R R} \quad (2.33)$$

Como el error en el modo común se puede representar como un voltaje de desplazamiento a la entrada, podremos expresar al voltaje de salida como

$$V_o = \left(V_{REF} + \frac{V_{cm}}{C M R R} \right) \cdot \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) \quad (2.34)$$

Aunque los amplificadores operacionales integrados poseen un CMRR de valor considerablemente alto, es conveniente la utilización de pre regulación si se desea una buena performance en la fuente.

2.3 Criterio de Diseño de una Fuente de Tensión Fija con elementos discretos

El primer paso para diseñar una fuente de tensión regulada con salida fija, está en establecer las condiciones de contorno. Estas condiciones estarán fijadas por la carga máxima a usar principalmente, y por las especificaciones que deba cumplir la salida en cuanto al nivel de tensión. Por lo tanto primero indicaremos estas condiciones.

- Tensión de salida V_o
- Corriente de salida máxima I_o
- Temperatura ambiente máxima de trabajo $T_{a\text{ máx}}$
- Tensión de línea máxima $V_{L\text{ máx}}$
- Tensión de línea mínima $V_{L\text{ mín}}$
- Tensión de rizado máxima de salida V_{r0}
- Regulación de Carga
- Regulación de Línea
- Regulación de Temperatura
- Respuesta a transitorio de Carga
- Estabilidad a largo término
- Tensión de Ruido
- Limitación de Corriente máxima
- Corte de corriente % de $I_{o\text{ máx}}$

Establecidas estas condiciones de contorno partiremos de un esquema discreto simple como para poder interpretar el funcionamiento interno del regulador. El esquema en bloques es el siguiente

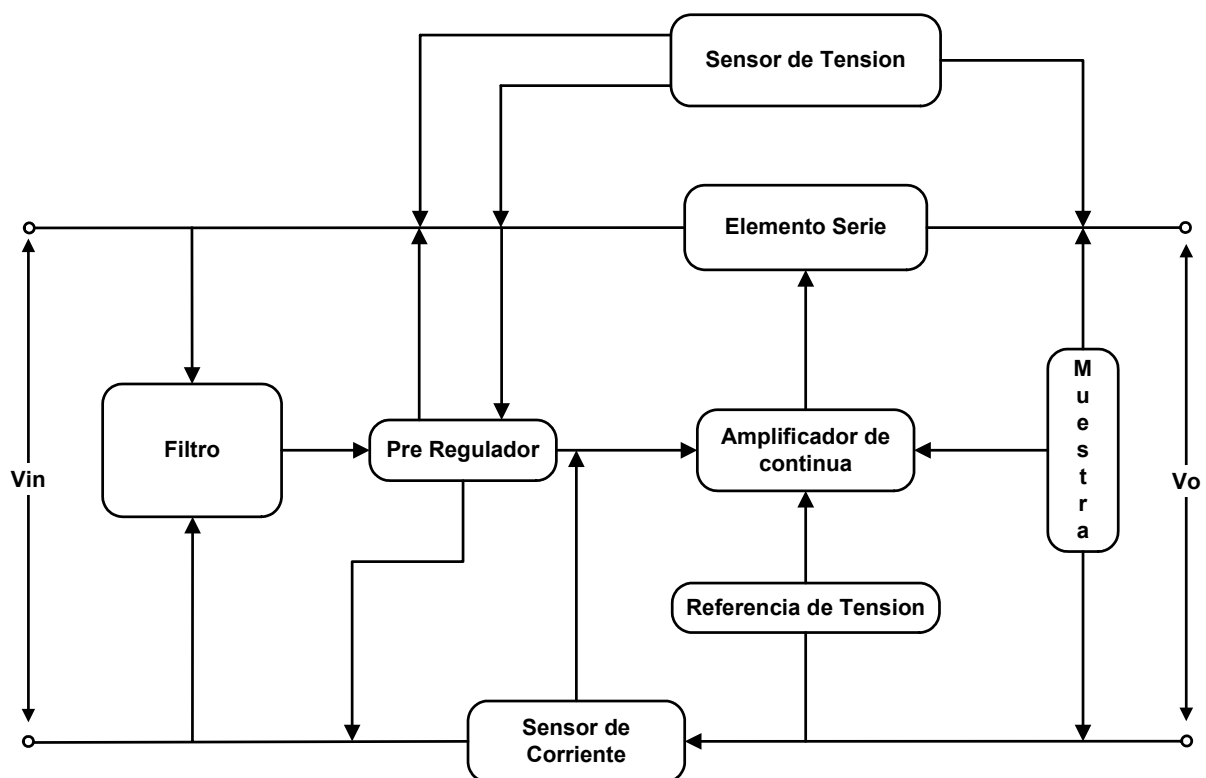


Figura 2-9: Esquema de fuente de tensión regulada con pre regulador

Como podemos apreciar en la figura 2-9 el esquema elegido consta de un elemento de control Serie, un elemento de muestra, un amplificador de comparación y una referencia, a las cuales se le han adicionado un pre-regulador a los efectos de obtener una mejor regulación de línea y rizado, un sensor de corriente para limitación, y un sensor de caída de tensión sobre el elemento serie para producir el corte de corriente por sobrecarga o corto circuito a la salida. Con este concepto de funcionamiento se pasa al diagrama circuital discreto a emplear. Como ya se mencionó será un diagrama elemental con muchos elementos a mejorar pero que dé una idea simple y concreta del mecanismo de regulación. El circuito básico discreto del regulador de tensión lo podemos observar en la figura 2-10.

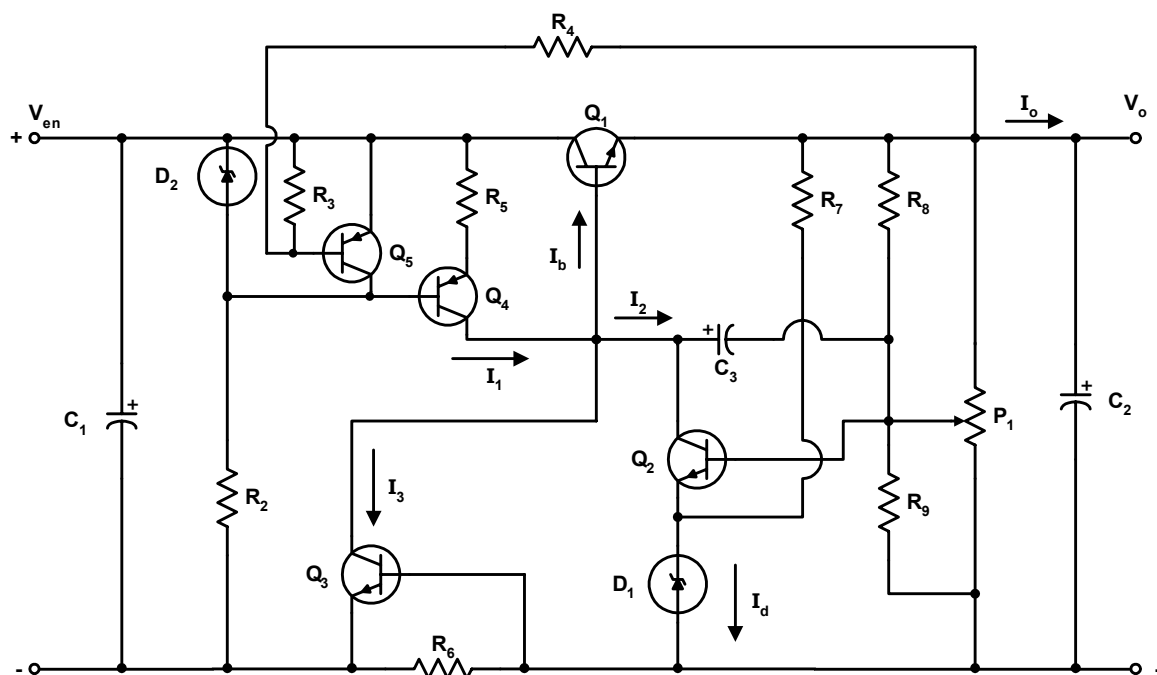


Figura 2-10: Fuente de tensión regulada discreto

Comenzaremos a describir la función de cada uno de los elementos activos para luego entrar en el cálculo detallado.

El transistor Q_1 es el elemento serie que trabajará como resistencia variable y estará gobernado por su corriente de entrada I_2 . El transistor Q_2 trabaja como amplificador comparador, tomando la muestra de tensión de salida a través del potenciómetro P_1 , y comparándola con la tensión de la referencia dada por el diodo Zener D_1 . Las resistencias R_8 y R_9 son resistencias de seguridad para en caso de que el cursor de P_1 no haga contacto, evitando que la base de Q_2 quede sin polarización, lo cual produciría que la tensión de salida se haga igual a la tensión de entrada de la fuente. El transistor Q_3 estará normalmente cortado, ya que solamente conducirá cuando la caída de tensión sobre R_6 sea mayor de la tensión V_γ del transistor. Esto sucede cuando la corriente de carga supera un determinado valor máximo, establecido para la salida. Todo incremento de esta corriente inducirá una mayor conducción de Q_3 produciéndose una limitación en la corriente I_2 y por ende una limitación en la corriente de salida. El transistor Q_4 conjuntamente con el diodo zener D_2 y R_2 conforman una fuente de corriente. Esta fuente de corriente hace de elemento pre regulador, ya que como posee una muy alta impedancia absorberá con muy pequeñas variaciones de corriente las variaciones de tensión de entrada. Con esto podemos observar que la corriente constante I_1 , alimenta el nodo

formado por la base Q_1 , el colector de Q_2 y el colector de Q_3 . Por último el transistor Q_5 conducirá únicamente cuando se alcance una determinada caída de tensión en Q_1 , con lo cual se polarizará a Q_5 produciéndose una despolarización de Q_4 ya que se estará cortocircuitando al diodo zener D_2 . Esto traerá aparejado una disminución en la corriente entregada por la fuente de corriente I_1 , que a su vez despolariza a Q_1 realimentándose positivamente el efecto, que hace que se acentúe la caída de tensión a través de Q_1 , polarizando más a Q_5 y por lo tanto, cortando totalmente a la fuente de corriente Q_4 . Esto producirá el efecto de corte de corriente de la fuente (efecto Foldback). Esto se producirá para este tipo de fuente, cuando una sobrecarga haga que el transistor Q_3 conduzca produciendo una limitación de corriente, con la consiguiente caída de tensión en Q_1 , hasta que se alcance el valor de caída de tensión a la salida de la fuente que produzca la polarización de Q_5 .

DISEÑO CUANTITATIVO DE LA FUENTE

El primer paso en el diseño de la fuente se centrará en el elemento de control, ya que a partir de los requerimientos de éste se desarrollará el resto del diseño. Establecidas las condiciones de contorno podremos determinar la caída de tensión máxima sobre el elemento serie en la peor condición de carga, es decir cuando está actuando la limitación de corriente justo antes del umbral de disparo del corte de corriente

$$V_{CE1 \text{ máx}} = V_{r \text{ máx}} + V_{EN \text{ máx}} - V_{Re \text{ máx}} - V_{os} \quad (2.35)$$

donde

- $V_{r \text{ máx}}$ = Valor pico a pico de la tensión de rizado
- V_{os} = Tensión de salida a la cual se debe activar el corto de corriente.
- $V_{EN \text{ máx}}$ = Valor de tensión continua de entrada al filtro para la máxima tensión de línea
- V_{Re} = Caída de tensión a máxima corriente sobre las resistencias de ecualización (caso de transistores en paralelo)

Para poder determinar el valor de $V_{EN \text{ máx}}$ debemos establecer el valor de $V_{E \text{ mín}}$; Este valor se producirá para la tensión de línea mínima establecida.

$$V_{E \text{ mín}} = V_o + V_{r \text{ máx}} + V_{CE \text{ mín}} + V_{Re \text{ máx}} \quad (2.36)$$

donde

- V_o = tensión de salida nominal
- $V_{CE \text{ mín}}$ = Caída de tensión de colector a emisor mínima sin que el transistor entre a la zona no lineal (zona de saturación). Valor típico 1.5 a 2.5 voltios. Este valor está dado por la configuración de la fuente.

Determinado el valor de V_E mínimo calculamos el V_E máximo en función de los valores de contorno de $V_{L \text{ máx}}$ y $V_{L \text{ mín}}$.

$$V_{EN \text{ máx}} = V_{E \text{ mín}} \left(1 + \frac{V_{L \text{ máx}} - V_{L \text{ mín}}}{V_{L \text{ mín}}} \right) \quad (2.37)$$

La tensión de rizado V_r es un valor que se debe determinar a priori en función del tipo de filtrado que se quiera implementar. El filtrado a capacidad es el más común y por lo general para no excederse en el costo se toma como valor típico de V_r a un 5% del valor mínimo de continua requerido a la salida del filtro.

$$V_r = 0.05 \cdot V_{E \text{ mín}} \quad (2.38)$$

Otro valor a determinar es $V_{RE \text{ máx}}$. Este valor se toma en función al tipo de transistor a ecualizar y normalmente debe ser de una magnitud próxima a la caída de tensión de base a emisor del transistor a usar.

$$V_{RE \text{ máx}} \cong V_{BEQ_1} \quad (2.39)$$

A partir de estos valores estamos en condición de calcular la potencia a disipar por el elemento serie en el peor de los casos.

$$P_{Q_1 \text{ máx}} = V_{CE_1 \text{ máx}} \cdot 1.2(I_{o \text{ máx}}) \quad (2.40)$$

donde $I_{o \text{ máx}}$ es el valor de corriente requerido por condición de contorno, como podemos ver en la Ec. 2.40 la corriente está afectada por un coeficiente de 1.2, éste es el valor que se toma típicamente para establecer el valor de $I_{o \text{ máx}}$ de corriente de límite para la fuente. Gráficamente, este valor lo podemos apreciar en la figura 2.11. Este valor de un 20% sobre la corriente máxima de la fuente se lo toma a los efectos de que la fuente sea capaz de admitir picos transitorios sin que actúe la protección de corte de corriente.

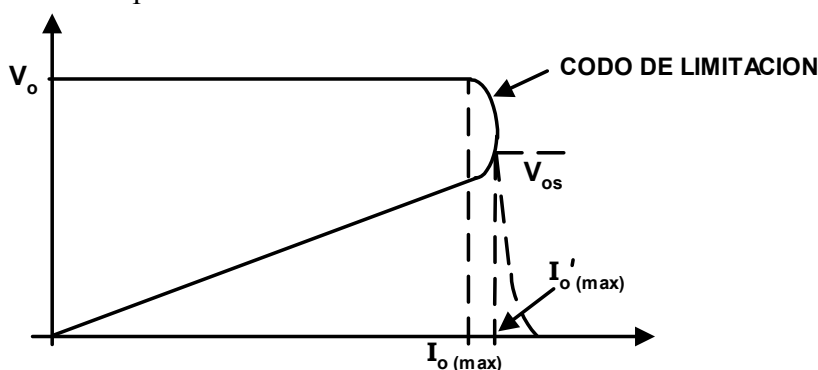


Figura 2-11: Curva de respuesta de limitación de corriente con foldback

Con el valor máximo de potencia a disipar debemos seleccionar el transistor o los transistores que sean necesarios para poder configurar al elemento serie. Lo primero que debemos observar en la selección del transistor de paso, que en la peor condición de carga, el transistor estará sometido a una corriente alta conjuntamente con una tensión elevada; por lo tanto debemos recurrir a las curvas SOAR de operación segura. En la figura 2-12 a y b podemos observar las curvas SOAR para transistores TIP 3055 y TIP 147.

Podemos observar que para el TIP 3055, con una caída de tensión de 20 voltios colector a emisor no podemos superar los 4.3 Amperes. En el caso del TIP 147, con una caída de 20 voltios de colector a emisor nos permite una corriente de 6.1 Amperes. En ambos casos estos valores están dados para temperatura de la caja del transistor inferior a 25°C. Como ésta no es

la temperatura a que normalmente va a funcionar el transistor, debemos establecer una temperatura máxima de funcionamiento del transistor.

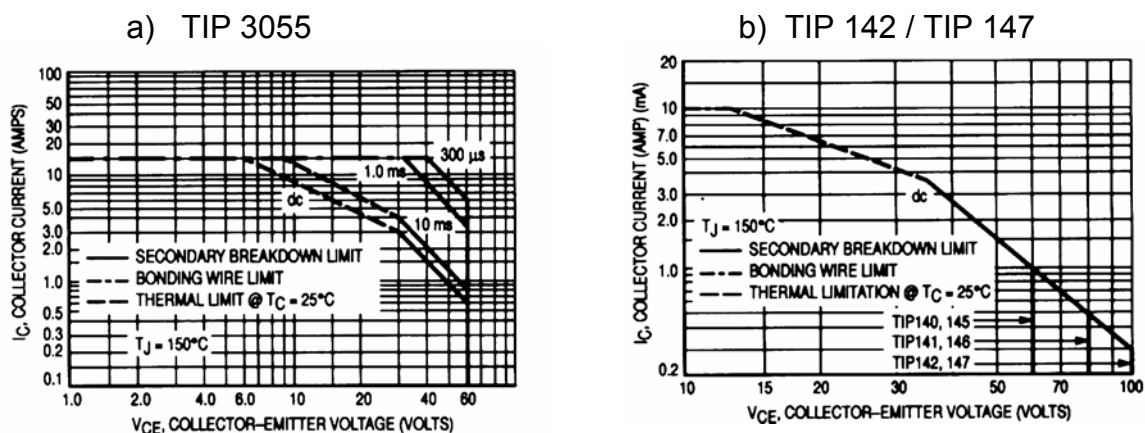


Figura 2-12: Curvas SOAR de los transistores TIP 3055 y TIP 142

La temperatura de trabajo típica es de 80°C para la caja, por lo tanto debemos recurrir a las curvas de ajuste de disipación en función de la temperatura. Para los transistores TIP 3055 y TIP 147 las podemos observar en la figura 2-13 a y b respectivamente.

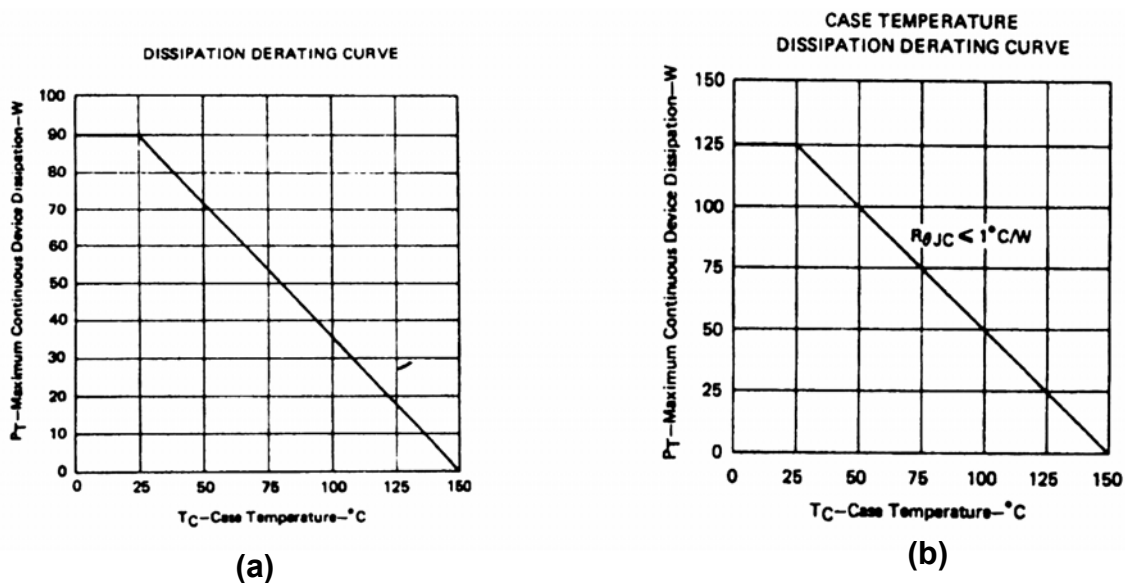


Figura 2-13 Curvas de máxima disipación

De esta figura 2-13 debemos determinar el factor de disminución de la corriente que podemos manejar para una tensión V_{CE} fijada. Si tomamos como dijimos 80°C de temperatura de caja debemos reducir la corriente en un 50% aproximadamente.

Como conocemos I_o' y cuál será la $V_{CE1 \text{ máx}}$ podemos determinar la corriente que puede manejar un transistor determinado a una temperatura de 80°C de caja. Con esta corriente $I_{c \text{ máx}}$ podemos determinar cuántos transistores se requieren para manejar la $I_o \text{ máx}$.

$$N_Q = \frac{I_o' \text{ máx}}{I_{cmáx}} \quad (2.41)$$

Suponiendo que sean N_Q transistores, la configuración a adoptar será la siguiente

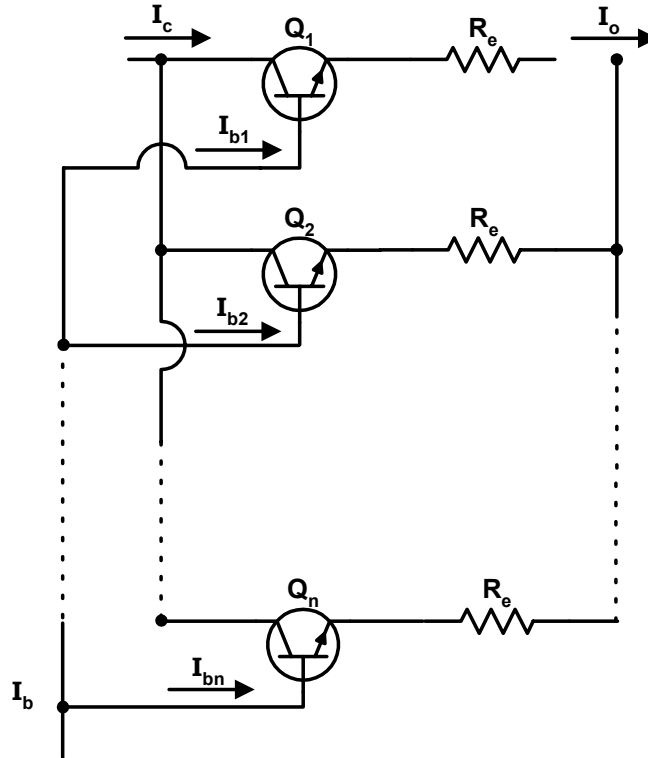


Figura 2-14: Elemento Serie con transistores en paralelo

Para la configuración de la figura 2.14 debemos calcular el valor de R_e .

Si se trata de un transistor simple

$$R_e = \frac{0.6 \text{ Voltios}}{I_{c \text{ máx}} (T_{\text{máx}})} \quad (2.41)$$

Si se trata de un transistor Darlington

$$R_e = \frac{1.2 \text{ Voltios}}{I_{c \text{ máx}} (T_{\text{máx}})} \quad (2.42)$$

El paso siguiente es determinar la corriente I_b necesaria para manejar el elemento de control. Esta corriente debe ser

$$I_b \geq \frac{N_Q I_{cmáx}}{h_{fe \text{ mín.}}} \quad (2.43)$$

La selección del $h_{fe \text{ mín}}$ utilizado en la ecuación 2.43 deberá obtenerse de las curvas $h_{FE} V_s I_c$ dadas por el fabricante, tal como la que observamos en la figura 2.15. Como podemos ver, el valor del h_{FE} varía notablemente con la corriente I_c , por lo tanto se debe adoptar el h_{fe} mínimo para el rango de trabajo del transistor desde $I_{c \text{ mín}}$ a $I_{c \text{ máx}}$.

La corriente I_b obtenida por la ecuación 2.43 puede ser un valor relativamente grande como para ser un nivel adecuado de manejar en la parte de control. El rango adecuado de manejo de corriente en la comparación y fuente de corriente está en el orden de los miliamperes.

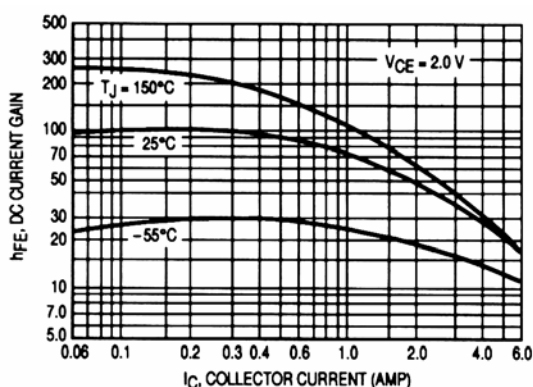


Figura 2-15: Curvas de ganancia de corriente

Si la corriente I_b es considerablemente grande, se debe agregar al elemento serie un transistor al estilo de configuración Darlington con el banco de transistores, o bien realizar el banco de transistores con transistores Darlington. Establecida la corriente I_b ya estamos en condiciones de calcular el nodo a que debe proveer y controlar dicha corriente, tal como vemos en la figura 2-16

La corriente I_1 que proviene del elemento pre regulador, y que es en el caso presente una fuente de corriente, debe ser de la magnitud suficiente para proveer la $I_{b \text{ máx}}$ (máxima carga) y al mismo tiempo entregar la corriente I_2 suficiente para mantener dentro de la región de trabajo al transistor Q_2 . Indudablemente como I_1 es constante y I_3 es nula en operación normal, la corriente I_2 será la mínima para $I_b \text{ máx}$.

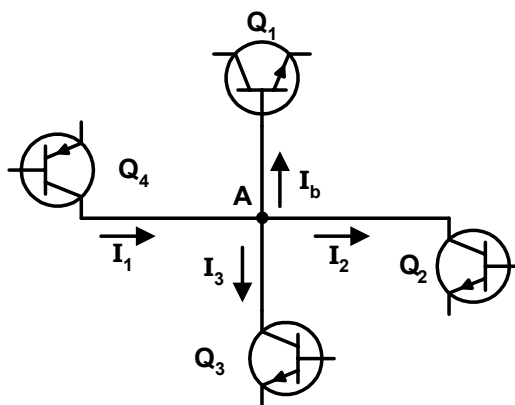


Figura 2-16: Distribución de las corrientes de control

Desde el punto de diseño I_1 se calcula que como mínimo tenga un 20% más de corriente que se requiere de $I_{b \text{ máx}}$. De esta forma se asegura que por dispersión de componentes I_1 sea suficiente para entregar la $I_{b \text{ máx}}$.

$$I = 1.2 \cdot I_{b \text{ máx}} + I_{2 \text{ mín}} \quad (2.44)$$

La corriente $I_{2 \text{ mín}}$ está directamente ligada, para este caso, a la corriente mínima de mantenimiento del diodo zener. Por criterio de diseño se toma este valor para $I_{2 \text{ mín}}$

$$I_{2\text{mín}} = I_{Dz_1\text{mín}} \quad (2.45)$$

La corriente $I_{2\text{máx}}$ se producirá cuando la fuente esté con su salida en vacío, es decir, sin carga. Por lo general es conveniente colocar una pequeña carga de drenaje a la salida de la fuente, lo cual asegura una corriente mínima en el elemento serie para mantenerlo en la zona activa, de manera de evitar el corrimiento que tendría V_o y la posibilidad de oscilaciones.

Por lo tanto la corriente $I_{2\text{máx}}$ será

$$I_{2\text{máx}} = I_1 - I_{b\text{mín}} \quad (2.46)$$

Por último la corriente I_3 que debe drenar Q_3 en caso de sobrecarga estará dada por

$$I_{3\text{máx}} = I_1 - I_{b\text{máx}} - I_{2\text{mín}} \quad (2.47)$$

Calculadas las corrientes del nodo A, ya estamos en condiciones de proceder al diseño del resto de los elementos de la fuente.

Cálculo del pre-Regulador

Como ya indicamos antes el pre-regulador es en sí una fuente de corriente y como tal la tenemos que diseñar. Esta fuente debe entregar la corriente I_1 antes calculada. En la figura 2-17 tenemos los elementos constitutivos del pre-regulador.

La caída de tensión en el punto A será

$$V_A = V_o + V_{BE_1} \quad (2.48)$$

La caída de tensión mínima para colector a emisor de Q_4 deberá ser de 1 voltio para poder mantener este transistor en la zona lineal de alta impedancia en colector. Esto ocurrirá para V_{EN} mínimo.

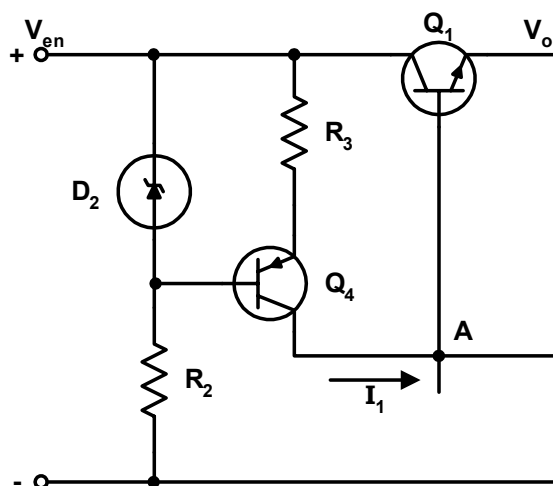


Figura 2-17: Circuito del preregulador

la caída en tensión de D_2 debe ser la menor posible para que no se aumente excesivamente la caída de tensión sobre el elemento serie. Si se usa diodos de referencia como el LM336 de 2.5V podemos, aparte de tener una tensión baja, tendremos un elemento compensado con las variaciones de la temperatura.

La caída de tensión en R_3 será dada por

$$V_{R_3} = V_{D_2} - V_{BE_4} \quad (2.49)$$

Por lo tanto el valor de R_3 será

$$R_3 = \frac{V_{R_3}}{I_1} = \frac{V_{D_2} - V_{BE_4}}{I_1} \quad (2.50)$$

Ahora sí podemos calcular con exactitud el valor de $V_{EN\text{ mín}}$

$$V_{EN\text{ mín}} = V_A + V_{CE_4} + V_{R_3} \quad (2.51)$$

La corriente que debe circular por D_2 debe ser mayor que $I_{DZ\text{ mín}}$ por una parte y del orden de 3 veces I_{b4}

$$I_{D_2} \geq 3 I_{b_4} + I_{DZ\text{ mín}} \quad (2.52)$$

Por lo tanto podemos calcular a

$$R_2 = \frac{V_{EN\text{ mín}}}{I_{D_2}} \quad (2.53)$$

La disipación de R_2 debe calcularse con

$$P_{R_2} = R_2 \cdot I_{D_2}^2 = \frac{(V_{EN\text{ máx}} - V_{D_2})^2}{R_2} \quad (2.54)$$

Ahora estamos en condiciones de seleccionar el transistor Q_4 . La peor condición de funcionamiento será cuando la fuente se encuentra operando con sobrecarga antes del disparo del corte de corriente (Punto V_{os} de la figura 2.11) y para la tensión de entrada máxima $V_{EN\text{ máx}}$ más tensión de rizado.

$$P_{DQ_4\text{ máx}} = (V_{EN\text{ máx}} + V_{r\text{ máx}} - V_{R_3} - V_{BEQ_4} - V_{os}) \cdot I_1 \quad (2.55)$$

Con estos valores seleccionaremos el transistor adecuado, teniendo en cuenta la temperatura máxima ambiente de trabajo de la fuente.

Cálculo del elemento comparador y referencia

Para calcular el amplificador comparador partimos de las corrientes que debe manejar este amplificador. Por la Ec. 2.46 conocemos el $I_{2\text{ máx}}$. Para determinar cuál es la caída de tensión entre el colector y emisor de Q_2 debemos primero establecer cuál es la caída de tensión zener de D_1 que se basa principalmente en la premisa de que la tensión de referencia debe ser lo más cercana a la tensión de salida. Esto se debe, a que de esta manera, la fracción de tensión de referencia sube. Por otra parte para tensiones zener mayores de 5.1 Voltios el coeficiente de temperatura es positivo, por lo tanto, se consigue una compensación del coeficiente de temperatura del transistor en su tensión V_{BE} . La condición de máxima tensión para el elemento de comparación es

$$V_{D_1} \leq V_{A\text{mín}} - V_{CEQ_2\text{mín}} \quad (2.56)$$

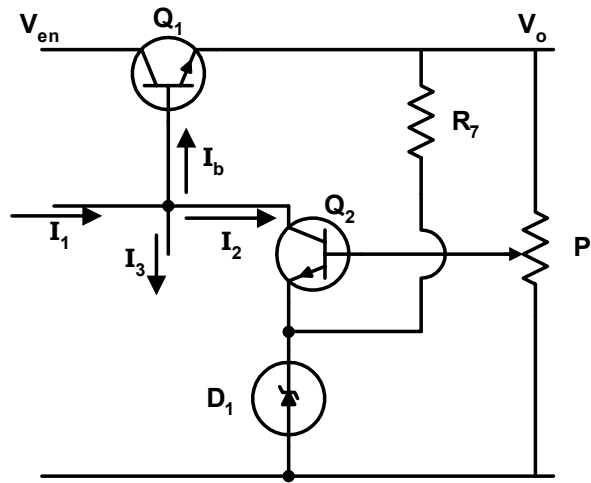


Figura 2-18: Circuito de cálculo del elemento de referencia

Por lo general la tensión $V_{CEQ_2\text{mín}}$ es del orden de 1.5 Voltios a los efectos de mantener a Q_4 dentro de la zona lineal.

Determinado el valor de V_{D_1} podemos calcular a R_7 . Este valor de resistencia es para asegurar la corriente mínima de D_1

$$R_7 = \frac{V_o - V_{D_1}}{I_{z\text{mín}}} \quad (2.57)$$

Con esta corriente determinamos cuál es la corriente $I_{D_1\text{máx}}$

$$I_{D_1\text{máx}} = I_{z\text{mín}} + I_1 - I_{b\text{mín}} \quad (2.58)$$

por lo tanto

$$P_{DD_1} = V_{D_1} \cdot I_{D_1\text{máx}} \quad (2.59a)$$

El transistor Q_2 deberá disipar en el peor de los casos

$$P_{DQ_2} = (V_{A\text{máx}} - V_{D_1}) \cdot (I_1 - I_{b\text{mín}}) \quad (2.59b)$$

Con este valor de potencia disipada tenemos una de las características del transistor Q_2 . Este transistor debe proveer una muy buena característica de transconductancia si se desea una buena regulación de carga. Si se hace necesario mejorar este aspecto se puede usar una configuración Darlington, pero esto desmejora el aspecto de regulación con las variaciones de temperatura.

Cálculo del elemento de muestreo

Este elemento que es básicamente un potenciómetro, deberá seleccionarse para que no produzca caída de tensión debido a las variaciones de corriente de base de Q_2 . La corriente de drenaje de P_1 debe ser por lo menos

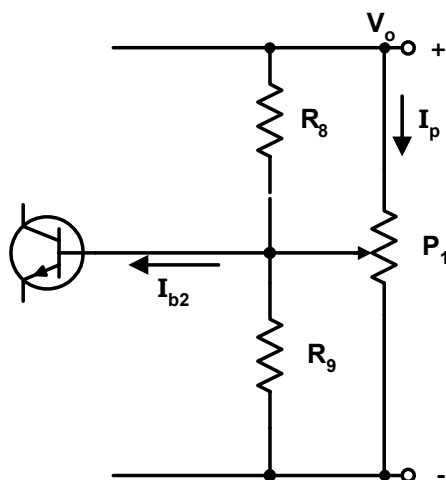


Figura 2-19: Circuito de cálculo del elemento de muestreo

$$I_p \geq 10 I_{b_2 \text{máx}} \quad (2.60)$$

por lo tanto

$$P_1 \geq \frac{V_o}{10 I_{b_2 \text{máx}}} \quad (2.61)$$

Las resistencias R_8 y R_9 son resistencias de seguridad, a los efectos de que en caso de que el cursor de P_1 tenga algún falso contacto, la base de Q_2 no quede sin polarizar y por lo tanto no aparezca a la salida toda la tensión de entrada al regulador. Por lo tanto los valores de R_8 y R_9 se eligen para que la tensión V_o baje levemente. El divisor resistivo R_8 , R_9 manejará una corriente del orden de I_{b_2} .

$$R_9 = \frac{V_{D_1} + V_{BE_2}}{I_{b_2}} \quad (2.62)$$

$$R_8 = \frac{V_o - V_{D_1} - V_{BE_2}}{I_{b_2}} \quad (2.63)$$

Cálculo del elemento Limitador de Corriente

El elemento limitador de corriente es el constituido por el transistor Q_3 y la resistencia R_6 . Una vez conocida la corriente $I_{o \text{máx}}$ que debe entregar la fuente, calcularemos el valor de R_6 . El transistor Q_3 se debe seleccionar en función de la peor condición de operación. Esta se producirá cuando la fuente entra en la zona de limitación. En esta condición la caída de tensión V_{CEQ_3} será prácticamente la caída de tensión en el punto A, es decir V_A calculada en la ecuación 2.48. Por lo tanto la potencia a disipar por Q_3 deberá ser esta tensión por el remanente de la corriente I_1 (ver ec. 2.44).

$$P_{dQ_3} \cong V_A \cdot \frac{I_1}{6} \quad (2.64)$$

por ser el excedente del 20% calculado.

Con esta potencia seleccionaremos el Q_3 que pueda disiparla a la temperatura de trabajo. Si queremos que el codo de corte de corriente sea más pronunciado deberemos seleccionar un Q_3 con una gran transconductancia. Obtenido el Q_3 conveniente debemos determinar el V_γ del mismo. Con esto tendremos

$$R = \frac{V_{\gamma Q_3}}{I_{o'm\acute{a}x}} \quad (2.65)$$

El valor de $I_{o'm\acute{a}x}$ indicado por la figura 2-11 depende exclusivamente de las características de Q_3 , en especial de su g_m con respecto a $I_1/6$. Si el transistor con una tensión de base que supere el 10% de V_γ es capaz de manejar $I_1/6$, la corriente I_0' tendrá un 10% más de I_0 ya que la caída en R_6 es directamente proporcional a I_0 .

Cálculo de elemento de Corte de Corriente

El elemento de corte de corriente está constituido por R_3 , R_4 y Q_5 . Para poder analizarlo lo reacomodamos como lo vemos en la figura 2-20. Cuando se produce la limitación de

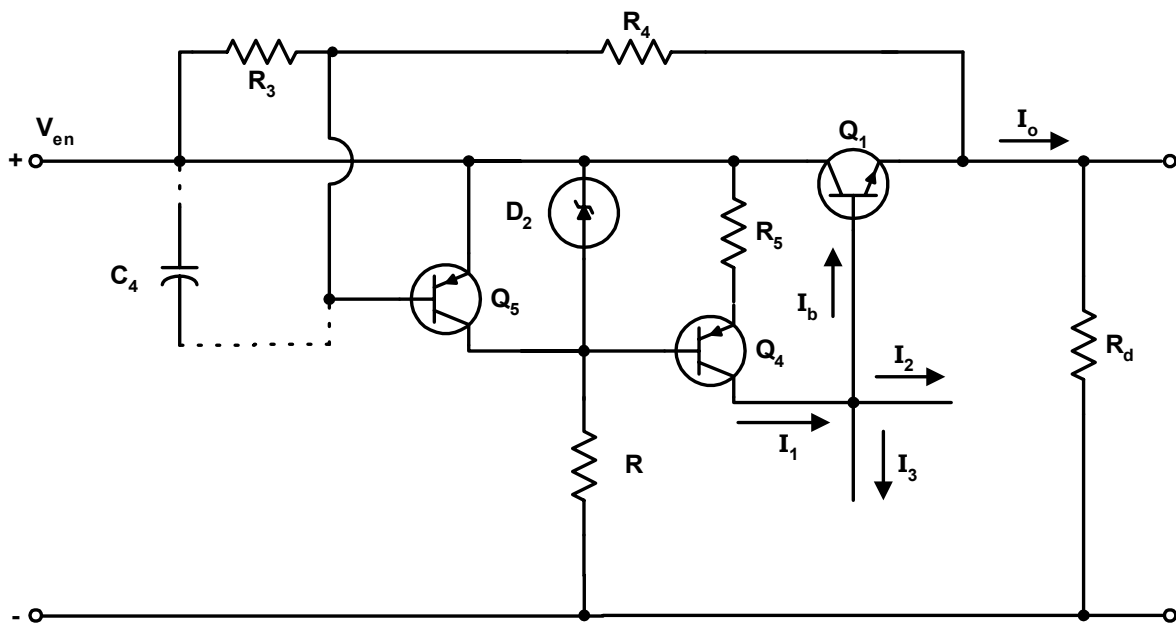


Figura 2-20: Circuito de cálculo del sensor de tensión de foldback

corriente, la tensión de salida V_o comienza a caer, por lo tanto aumentará la caída de tensión entre colector y emisor de Q_1 . Para un valor dado de caída de V_o se calculará la caída de tensión en el divisor $R_3 - R_4$ de manera que la caída de tensión sobre R_3 sea la necesaria para que Q_5 conduzca. Cuando esto ocurre puenteará a D_2 y por lo tanto empezará a disminuir la corriente I_1 , lo que inducirá a que la corriente I_0 disminuya aumentando la caída de tensión V_{CEQ1} . Esto producirá una realimentación positiva polarizando más aún a Q_5 y por ende resultará en el corte de la corriente I_1 y por lo tanto en el corte de I_0 .

El divisor $R_3 - R_4$ deberá calcularse de manera que, cuando la fuente se encuentre en vacío, no se produzca el corte de corriente en el encendido de la fuente. Para esto se debe establecer que el valor de R_3 más R_4 actúe con la resistencia de drenaje en vacío, de manera que produzcan instantáneamente una tensión de salida aproximada a V_o .

$$(R_3 + R_4) \leq \left(\frac{V_{EN}}{V_o} - 1 \right) \cdot R_d \quad (2.66)$$

Con este valor de (R_3+R_4) y la tensión de colector a emisor de Q_1 establecida podremos definir los valores de R_3 y R_4

$$R_3 = \frac{V_{\gamma Q_5}}{V_{EN\text{máx}} - V_{os}} \cdot (R_3 + R_4) \quad (2.67)$$

$$R_4 = (R_3 + R_4) - R_3 \quad (2.68)$$

La selección de Q_5 se hará en función de la corriente I_{DZ} y deberá tener un g_m alto para que produzca un codo pronunciado en el corte. Si se requiere que la fuente sea capaz de arrancar con plena carga, se debe adicionar un capacitor puentando R_3 de manera de retardar el efecto de corte en el encendido. La constante de tiempo $R_4 C_4$ debe ser mayor del tiempo de establecimiento de la tensión de salida, pero no debe ser mucho mayor por éste ya que afectaría el tiempo de reacción del elemento de corte directo. El cálculo de esta capacidad la veremos más adelante.

Problemas de implementación en el diseño

Como toda fuente de tensión regulada se trata de un amplificador de continua totalmente realimentado ya que muestrea tensión de salida comparándola con la tensión de entrada de referencia. Si se usan transistores g_m grande y frecuencias de corte altas, se producirá por lo general oscilaciones de alta frecuencia. Esto es solucionable agregando un capacitor pequeño entre el colector y base de amplificador comparador, tal como vemos en la figura 2-10 al capacitor C_3 . Este capacitor debe ser del valor estrictamente necesario para cortar la oscilación, ya que un valor grande afectará al tiempo de respuesta de la fuente a los transitorios de carga. El valor típico de esta capacidad se encuentra dentro del rango de 100 a 1000 pf.

Cálculo de la regulación de carga

Por definición la regulación de carga es el porcentaje de variación de la tensión de salida entre el vacío y plena carga. Por lo tanto debemos sacar el g_m del amplificador realimentado. Como en este caso estamos trabajando con pre-regulador existe una relación directa en la corriente de salida del amplificador comparador y la corriente de la fuente. Por lo tanto tendremos

$$k \Delta E_o \cdot h_{FeQ_1} \cdot g_{mQ_2} = \Delta I_o \quad (2.69)$$

donde k es la ganancia fraccional del elemento de muestreo por lo tanto:

$$\Delta E_o = \frac{\Delta I_o}{k \cdot h_{FEQ_1} \cdot g_{mQ_2}} \quad (2.70)$$

$$\text{Regulación de carga} = \frac{\Delta I_o}{k \cdot h_{FEQ_1} \cdot g_{mQ_2} \cdot E_o} \cdot 100 \quad (2.71)$$

Como podemos apreciar, la regulación de carga es dependiente de dos parámetros (h_{FEQ_1} y g_{mQ_2}) que son muy variables por su dispersión, por lo tanto si se quiere asegurar una performance dada, deberán usarse los valores de dispersión mínimos.

Cálculo de la regulación de línea

En el caso presente, al tener un pre-regulador, este parámetro estará gobernado por dicho pre-regulador más que por el amplificador de salida. El circuito equivalente, para el cálculo del efecto de la tensión de línea sobre la salida es el indicado en la figura 2-21

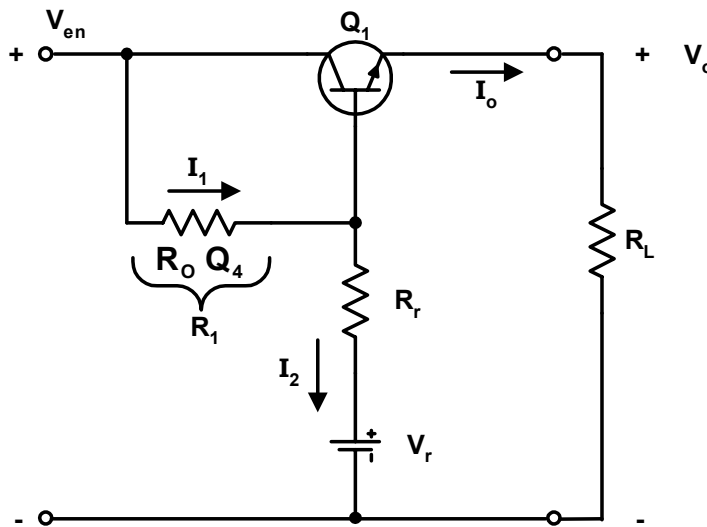


Figura 2-21: Circuito de análisis de regulación de línea

Suponiendo que la temperatura se mantiene constante y la carga también es constante, la salida del amplificador se comporta como un diodo zener, con una tensión V_r y una resistencia R_r . La fuente de corriente presentará una impedancia muy alta que se comporta como una resistencia R_1 relativamente constante. Estas suposiciones se podrán comprobar entre el resultado de la medición y el cálculo obtenido por las mismas, obteniéndose una aproximación válida.

Al considerar la temperatura constante tendremos que tanto la tensión V_{BE} como la tensión V_r se mantendrán constantes en este aspecto. Los cambios de tensión de V_{BE} y la tensión del diodo serán consecuencia del cambio V_{BE} y la tensión del diodo será consecuencia del cambio de corriente en los mismos.

$$I_1 = \frac{V_{EN} - V_r - I_z \cdot R_r}{R_1} \quad (2.72)$$

$$\Delta V_o = \Delta V_{BE} + R_r \cdot \Delta I_r \quad (2.73)$$

$$\Delta I_o = h_{FE} \cdot \Delta I_b \quad (2.74)$$

la resistencia equivalente del nodo

$$R_o = \frac{\Delta V_o}{\Delta I_o} = \frac{\Delta V_{BE} + R_r \cdot \Delta I_r}{h_{FE} \cdot \Delta I_b} \quad (2.75)$$

Ahora sí suponemos a V_{EN} constante

$$\Delta I_1 = \frac{R_r}{R_1} \Delta I_r \quad (2.76)$$

En el nodo tendremos que

$$\Delta I_b = \Delta I_1 - \Delta I_r = -\frac{R_r + R_1}{R_1} \cdot \Delta I_r \quad (2.77)$$

Si reemplazamos esto en la Ec. 2.75

$$R_o = \frac{R_1 \cdot R_r}{h_{FE} (R_r + R_1)} + \frac{R_1 \cdot \Delta V_{BE}}{h_{FE} \Delta I_2 (R_1 + R_r)} \quad (2.78)$$

haciendo lo mismo en la Ec. 2.74

$$\Delta I_o = \frac{h_{FE} \cdot (R_1 + R_r) \cdot \Delta I_2}{R_1} \quad (2.79)$$

Reemplazando esto en el segundo término de la Ec. 2.78)

$$R_o = \frac{R_r \cdot R_1}{h_{FE} \cdot (R_r + R_1)} + \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_o} \quad (2.80)$$

Si la carga se mantiene constante, el segundo sumando $\Delta V_{BE} / \Delta I_o$ será aproximadamente nulo, por lo tanto

$$R_o \cong \frac{R_r \cdot R_1}{h_{FE} \cdot (R_1 + R_r)} \quad (2.81)$$

A partir de este resultado estamos en condiciones de analizar el regulador como un divisor de tensión para analizar el factor de regulación de línea. En la figura 2.22 podemos ver el circuito. Donde la resistencia R_b es

$$R_b = \frac{R_o \cdot R_L}{R_o + R_L} \quad (2.82)$$

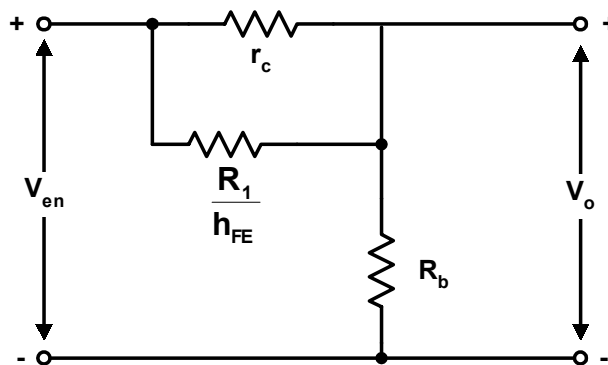


Figura 2-22: Circuito de análisis de factor de regulación de línea

Como R_o es muy pequeña comparada con R_L en la mayor parte de los casos podemos decir que $R_b \cong R_o$. Esto último es cierto ya que si R_1 es mucho más grande que R_r en la Ec. 2.81 tendremos

$$R_o = \frac{R_1}{h_{FE}} \quad \text{para } R_1 \gg R_r \quad (2.83)$$

Ahora podemos establecer el factor de regulación de línea

$$\Delta V_o = \frac{\Delta V_{EN}}{\frac{R_1 \cdot r_c}{R_1 + h_{FE} r_c} + R_o} \cdot R_o \quad (2.84)$$

$$F_L = \frac{\Delta V_o \times 100}{\Delta V_{EN}} = \frac{(R_1 + h_{FE} r_c) \cdot R_c \times 100}{h_{FE} r_c (R_r + R_1) + R_r (R_1 + h_{FE} r_c)} \quad (2.85)$$

como $(R_1 + h_{FE} r_c) \gg R_r$

$$F_L \cong \frac{R_r \times 100}{R_1 + R_r} \quad (2.86)$$

Como podemos observar el factor de rechazo de las variaciones de tensión de línea es muy eficaz, ya que R_r es muchísimo menor que R_1 .

Regulación con la temperatura

La regulación con la temperatura depende fundamentalmente, en el esquema presente, de la compensación de coeficientes entre el amplificador comparador y el diodo de referencia. Además de este error, existen otros elementos que tendrán influencia en el coeficiente de temperatura. Por ejemplo, el elemento de control está gobernado por corriente, y como el h_{FE} de los transistores de silicio es dependiente en forma amplia con la temperatura, tendremos variaciones considerables de la corriente de control. Por otra parte la fuente de corriente también se verá afectada del mismo modo por la temperatura. Estos parámetros de variación con la temperatura son muy difíciles de predecir en su magnitud exacta por lo que el tratar de obtener un número calculado que responda a la realidad, requerirá de una modelación compleja. Este efecto de las variaciones de la corriente de control se puede atenuar notablemente si el amplificador comparador posee una muy buena ganancia de transconductancia. En general el coeficiente de temperatura es un parámetro que se debe medir sobre el prototipo y si éste está fuera de los límites tolerados se deberá proceder a agregar alguna compensación en el circuito de control. Lo más práctico en estos casos, es determinar las curvas de variación de la tensión de salida vs temperatura para diferentes condiciones de carga. Luego sacar una curva media de variación. Con este valor se estima el $k\Delta V_o / C^\circ$ y se selecciona una resistencia con coeficiente ya sea positivo o negativo de acuerdo al coeficiente obtenido y a compensar. La disposición del elemento de compensación se agrega al elemento de muestreo, como lo podemos ver en la figura 2.23

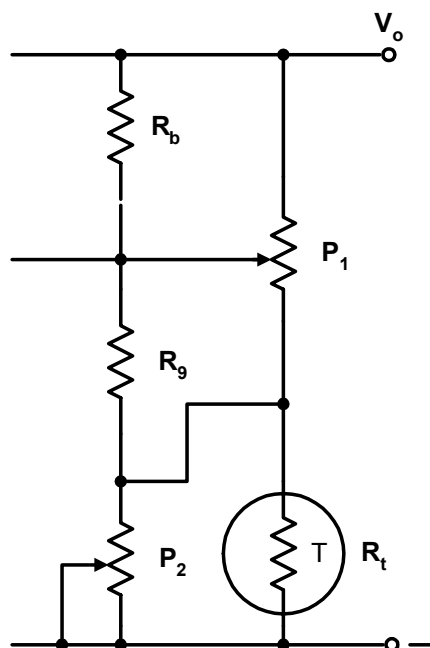


Figura 2-23: Circuito de análisis de compensación de temperatura

El elemento de compensación tendrá que tener coeficiente positivo para cuando el coeficiente de variación de la tensión V_o versus temperatura sea positivo, y por lo tanto deberá ser negativo para el caso inverso. Por lo general no se podrá obtener el elemento con el coeficiente adecuado, por lo tanto se elegirá un elemento con mayor grado de compensación y se le colocará un potenciómetro P_2 como el de la figura 2-23 para ajustar el coeficiente al valor adecuado.

Respuesta al Transitorio de Carga

La respuesta a una variación abrupta de la carga también se denomina tiempo de recuperación a transitorios de carga. Esta capacidad de la fuente regulada depende fundamentalmente de la respuesta en frecuencia total a lazo cerrado, a la relación de crecimiento de la salida del Amp. O_p y a la ganancia del amplificador comparador.

El cambio de carga a la salida impondrá indefectiblemente un cambio de la corriente de salida que producirá un efecto como el que apreciamos en la figura 2-24. Este cambio de corriente abrupto actuará sobre la impedancia de salida de la fuente, que es mayor a alta frecuencia, reaccionando y produciendo el pico de tensión a la salida.

Dependiendo de la velocidad de cambio de la corriente a la salida de la fuente y de la inductancia efectiva a la salida de la misma, tendremos un pico de tensión de una amplitud específica, por ejemplo: Si la inductancia efectiva es de $20 \mu\text{h}$, se producirá un pico de 200 nV . Si la velocidad de cambio de corriente es de $1 \text{ Amp}/\mu\text{seg}$ la tensión de pico del transitorio será de $200 \mu\text{V}$ para la misma fuente.

La inductancia efectiva de la fuente también depende de la longitud y la forma de tendido de los cables que conectan la fuente y de qué punto se está sensando la salida de la misma.

Por lo general en fuentes de tensión fija se solucionan estos transitorios con el agregado de una capacidad de baja reactancia a alta frecuencia, es decir, capacitores de poliéster o de tantalio.

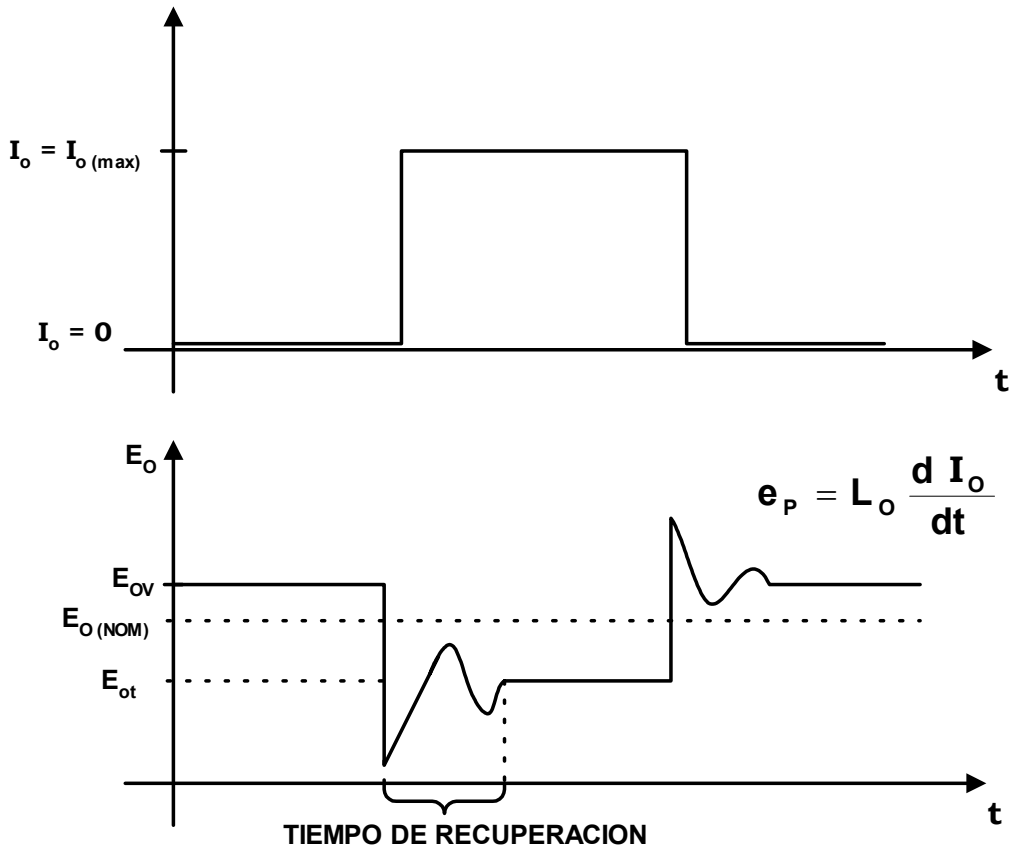


Figura 2-24: Respuesta de la salida a un escalón de corriente de carga

Si la fuente debe regular corriente no se deben agregar estas capacidades ya que afectaría notablemente a la alta impedancia que debe ofrecer ésta como fuente de corriente.

Estabilidad a Largo Término

La estabilidad de la tensión de salida a largo término es un parámetro independiente de las variaciones de carga, línea y temperatura, es decir, se debe considerar a estas últimas en forma de constantes. Las fluctuaciones de tensión de salida que se deben considerar dentro de este término son de C. C. a 20 Hz y fuera del período de precalentamiento de por lo menos 30 minutos y con temperatura ambiente constante. Los elementos que más influyen en esta estabilidad son el elemento de referencia y el elemento de muestreo. De acuerdo a la estabilidad a largo término de estos elementos, será la estabilidad de la tensión de salida.

Tensión de ruido

Como una fuente de tensión regulada, básicamente en el caso de las lineales, es un amplificador de continua fuertemente realimentado, tendremos ruido presente a la salida; este ruido por lo general es inferior a los 200 μ Voltios RMS. Si es importante el nivel de ruido presente a la salida y la especificación es de un nivel de ruido bajo, se deberá afinar el diseño para poder obtener esto. El ruido presente en una fuente proviene generalmente de la entrada del amplificador comparador, y es producido por la referencia, ya que por lo general se usa un diodo zener, siendo el ruido intrínseco de éste mucho mayor que el del amplificador. Para

solucionar el problema de ruido producido por el diodo zener, se reemplaza a éste por una referencia desarrollada por transistores tal como las indicadas en la figura 2-6. Otro elemento que puede introducir ruido es el pre-regulador cuando se usa como referencia de la fuente de corriente a un diodo zener. En este caso la solución es idéntica al caso anterior.

Una mayor reducción de ruido pasará a seleccionar elementos de bajo ruido, empezando por el amplificador comparador.

Limitación de Corrientes Máximas

La limitación de la corriente máxima está dada por el sensor de corriente formado por R_6 y R_3 : El transistor Q_3 deberá elegirse con una transconductancia lo mayor posible, si se desea que el codo de limitación de corriente (ver figura 2.11) sea bien abrupto. La resistencia R_6 se calculará de manera que produzca una caída de tensión umbral $V_{\gamma Q}$ para la corriente I_o máxima de la fuente.

$$R_6 = \frac{V_{\gamma Q_3}}{I_{o\text{máx}}} \quad (2.87)$$

La potencia disipada por R_3 será $I_{o'\text{máx}}$

$$P_{DR_3} = V_{oQ_3} \times I_{o'\text{máx}} \quad (2.88)$$

Donde V_{oQ} es la tensión $V_{BE(\text{sat})}$ de saturación Q_3 . La disipación del transistor Q_3 será para cuando esté en la zona del codo de limitación de la corriente de salida. En este caso Q_3 deberá estar absorbiendo el 16,6% de la corriente I_1 y tendrá una tensión de colector a emisor igual a la caída de tensión del punto A respecto de tierra en operación normal de la fuente.

$$P_{DQ_3} = \frac{V_A \cdot I_1}{6} \quad (2.89)$$

Corte de Corriente

En la figura 2-25 se muestra el esquema de la carga capacitiva de salida en el encendido de la fuente.

El valor al cual se debe producir el corte de corriente depende fundamentalmente del tipo de carga que se debe manejar con el diseño que se realiza. Si la fuente debe alimentar cargas que presentan reactancia capacitiva a alta frecuencia, es decir, poseen capacidades que deberán cargarse inicialmente, deberá conocerse cuál será el valor de ésta o bien medir el valor pico de corriente y la duración del transitorio. También debe establecerse si la fuente debe estar capacitada para encenderse con esta carga presente (Este es el caso normal para una fuente de alimentación de un equipo determinado) por lo tanto partiremos de esta última condición.

Si determinamos que la carga capacitiva total, que inicialmente tendremos, es C_o y que la limitación de corriente de la fuente es I_o , el tiempo que demoramos en cargar a la tensión V_o será suponiendo una carga lineal.

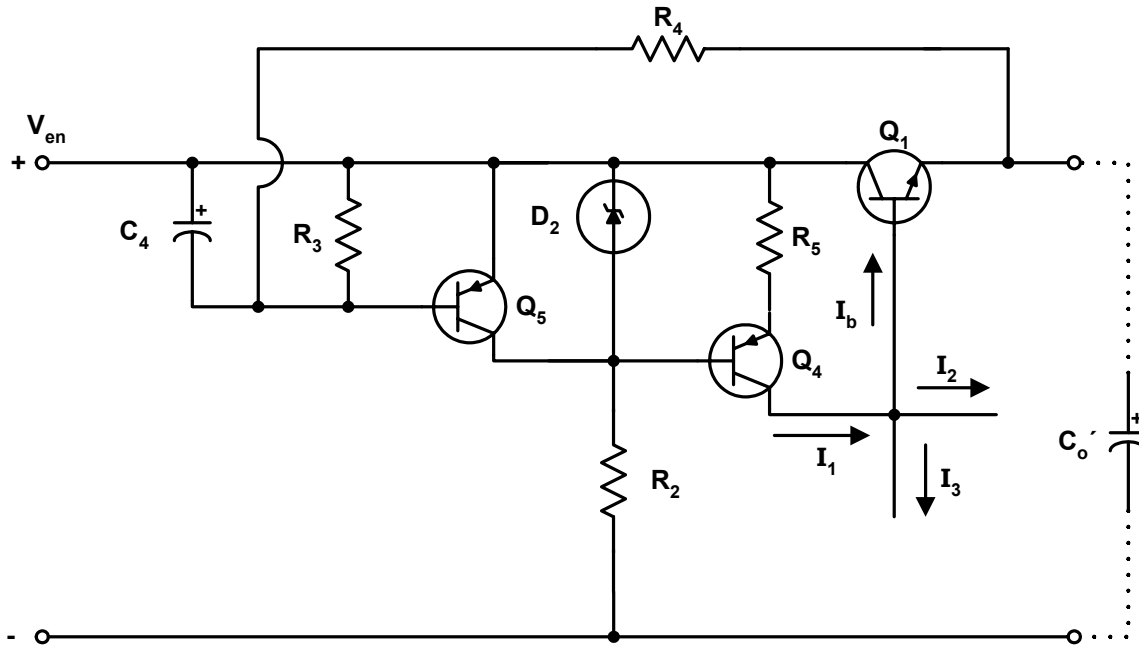


Figura 2-25: Circuito de análisis de la capacidad de salida

$$\frac{C_o \cdot V_o}{I_o'} = T_{o(\text{seg})} \quad (2.90)$$

Con este tiempo T_o deberemos establecer en las curvas SOAR, si el transistor Q_1 está en condiciones de manejar esta corriente I_o , en condición de caída de tensión $V_{EN \text{ máx}}$ como tensión entre colector y emisor, para régimen pulsante. El tiempo a considerar dentro del régimen pulsante es el tiempo equivalente de $\frac{1}{2} (T_o)$ ya que la tensión irá disminuyendo linealmente con el tiempo. Si el transistor Q_1 está en condición de manejar este pulso, deberemos ahora calcular la constante de tiempo necesaria de C_4 , R_T y para que el circuito de corte no actúe hasta tanto se alcance el valor de V_o a la salida inicialmente.

$$R_{TV} = \frac{R_4 \cdot (R_3 + R_4)}{R_3} \quad (2.91)$$

donde R_{TV} es el valor equivalente de resistencia sobre C_4 , por lo tanto

$$C_4 \geq \frac{T_o}{R_{TV}} \quad (2.92)$$

como R_3 y R_4 las conocemos de las ecuaciones 2.67 y 2.68 habremos finalizado el diseño.

2.4

CRITERIO DE DISEÑO DE FUENTES DE TENSIONES FIJAS Y VARIABLES CON EL USO DE CIRCUITOS INTEGRADOS

Los pasos a seguir para el caso de fuente de tensión fija, es semejante a los seguidos en el punto 2.3. Por empezar, las condiciones de contorno a establecer son las mismas. Como en el caso discreto se usa un elemento de control serie, que en la mayoría de los casos se trata de un transistor o conjunto de transistores. En determinados casos el elemento serie es configurado por reguladores monolíticos como ya veremos más adelante.

El esquema en bloques básicos para el diseño será el de la figura 2-26.

Como podemos observar hay algunas diferencias respecto al diagrama en bloques del diseño discreto. Por empezar el sensado de corriente se encuentra en la rama positiva. Este método permite dejar libre de toda caída de tensión la línea de retorno negativa o masa, permitiendo esto que se pueda usar esta misma línea como retorno positivo de fuente negativa para el caso de fuentes partidas que usan rectificador puente con punto medio.

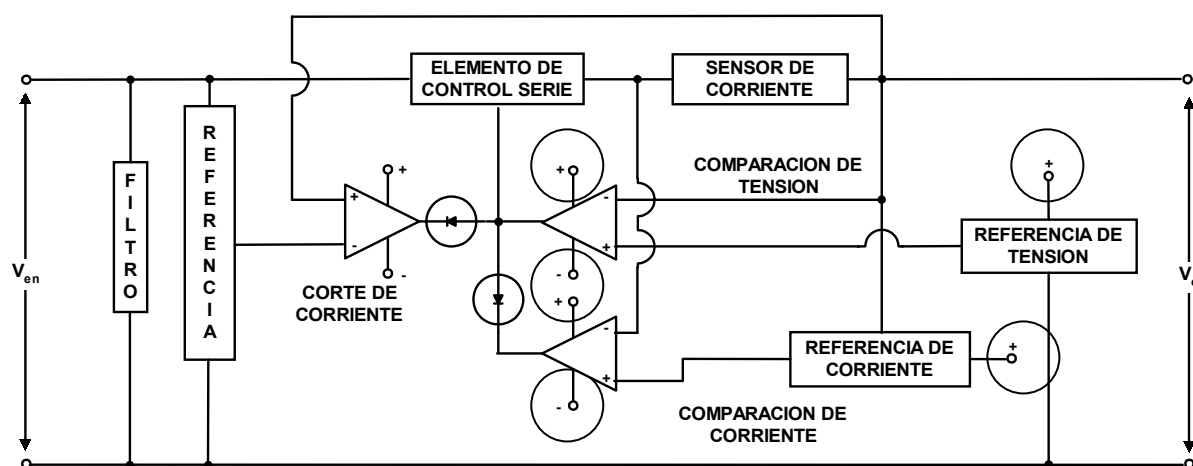


Figura 2-26: Circuito básico de control de corriente y tensión simultáneo

Las referencias, tanto de tensión como de corriente, si bien no está indicado en el diagrama en bloques, se alimentan de una fuente auxiliar flotante respecto a la salida regulada positiva. Esto mejora la regulación ya que permite independizarse de las fluctuaciones de carga del sistema, y permite que el 100% de variación de tensión de salida aparezca como señal de error. Además estas fuentes auxiliares alimentan a los amplificadores comparadores, que al estar montados sobre la salida regulada permitirán ajustar los valores de activación en una magnitud precisa. En el diagrama de la figura 2-26 las fuentes auxiliares, se diferencian, por estar encerradas por un círculo, las respectivas polaridades.

En la figura 2-27 podemos observar uno de los tantos circuitos que se pueden desarrollar en base al diagrama de la figura 2-26 de una fuente regulada. El desarrollo del presente circuito se ha realizado en función de que el mismo sirva para implementar una fuente regulada de tensión y corriente variables, lo mismo que para una fuente con estos parámetros fijos, con un mínimo de alteraciones en el circuito. El presente desarrollo se limitará solamente a los aspectos de control de la fuente, dejando para más adelante las protecciones a agregar.

Analizaremos en primer término el circuito de referencia y la fuente auxiliar. La fuente auxiliar debe proveer una tensión segura, es decir, sin rizado y con una buena regulación a los efectos de evitar los errores que se puedan introducir por alimentación de los operacionales, por lo tanto se usan reguladores monolíticos de tensión fija positivo y negativo. Adicionado a éstos se usa un elemento de referencia integrado, en este caso un diodo de referencia de muy bajo ruido, bajo coeficiente de temperatura y baja resistencia dinámica como lo es el LM 336-2.5 que nos entrega 2.5 Voltios.

El elemento de referencia está constituido por un diodo zener programable, que en realidad se trata de un regulador paralelo monolítico. Este zener programable tendrá una tensión de regulación dada por la relación de la resistencia R_5 y el potenciómetro P_3 con respecto a la tensión de referencia.

$$V_z = V_{ref} \cdot \left(1 + \frac{R_5}{P_3} \right) + I_{ref} \cdot R_5 \quad (2.93)$$

donde V_{ref} y I_{ref} son datos del fabricante.

La relación de los valores de R_5 a $R_{3(máx)}$ deberán ser del orden de 100 para que se pueda aproximar lo máximo posible al valor de tensión de referencia, como valor más bajo a obtener (V_{ref} es el mínimo de tensión de salida para el caso presente)

$$R_5 \leq \frac{P_{3máx}}{100} \quad (2.94)$$

Por otra parte desde el punto de vista del diseño, la corriente del divisor R_5 P_3 debe ser $10 I_{ref}$ por lo tanto

$$P_{3máx} + R_5 = \frac{V_{ref}}{10 \cdot I_{ref}} \quad (2.95)$$

Una vez determinado este valor de corriente en el divisor, debemos seleccionar la corriente adecuada para el diodo zener. La máxima corriente zener será

$$P_{DTmáx} = V_{Zmáx} I_{DZ} \quad (2.96)$$

donde $P_{DTmáx}$ es la potencia máxima para la temperatura máxima de trabajo y $V_{Zmáx}$ es la máxima tensión zener programable

$$I_{DZmáx} < \frac{P_{DTmáx}}{V_{Zmáx}} \quad (2.97)$$

Por lo general como criterio de diseño se usa una corriente de $5 I_{zk}$ o sea 5 veces la corriente mínima del zener.

$$R_4 = \frac{V_R}{5 \cdot I_{zk} + \frac{V_{ref}}{10 I_{ref}}} \quad (2.98)$$

donde V_R es la tensión de referencia en el punto A.

Con esta configuración habremos logrado un mínimo de error en la tensión de referencia ya que siempre tendremos la misma corriente en el zener programable para todo el rango de tensión de trabajo del mismo. Así mismo el zener estará alimentado por una tensión fija. Esto en consecuencia nos da una referencia super estabilizada.

El elemento amplificador de comparación está conformado por un amplificador operacional LM 741 en este caso. La configuración circuital exige que el amplificador a usar sea capaz de manejar su corriente de salida en cortocircuito en forma permanente, como veremos más adelante.

Par analizar el funcionamiento de amplificador comparador, primero reordenaremos el circuito de tal manera que podamos compararlo con algún circuito conocido, tal como el de la figura 2-28 (b).

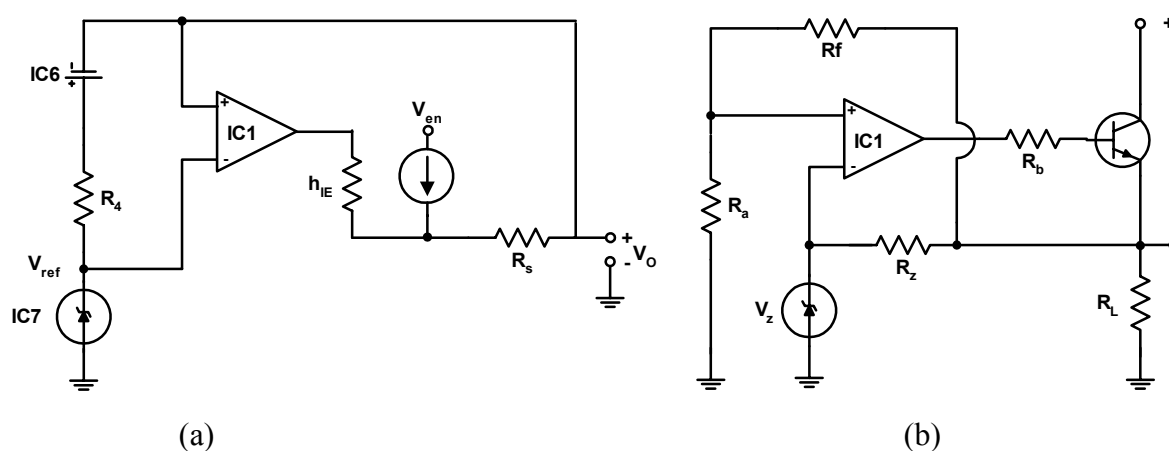


Figura 2-28

Para el circuito de figura 2-28 b la tensión de salida estará dada desde el punto de vista de la realimentación por

$$V_o = \frac{R_f + R_a}{R_a} \cdot V_z \quad (2.99)$$

ésto es así ya que estamos muestreando la salida en paralelo e inyectando corriente en la entrada inversora. Por lo tanto como R_b y h_{ie} están dentro de la rama de amplificación de lazo abierto no influirán en absoluto a la ganancia. Volviendo a la figura 2-28 a observamos que para este caso $R_f = 0$ y R_a será R_4 ya que la impedancia de IC7 es despreciable. Por lo tanto la tensión de salida será

$$V_o = \frac{R_4}{R_4} \cdot V_z = V_z \quad (2.100)$$

Intuitivamente vemos que esto es cierto, ya que si IC1 tiene alta ganancia la diferencia entre V_o y V_z es del orden de los milivoltios que será producto de la tensión de desplazamiento de entrada (offset). A partir de esta última apreciación veremos que la estabilidad térmica de la

tensión de salida está directamente ligada al coeficiente de la tensión de referencia y al desplazamiento con la temperatura del offset.

$$\frac{d V_o}{d T} = \pm \frac{d V_{os}}{d T} \pm \frac{d V_z}{d T} \quad (2.101)$$

Como podemos ver en la Ec. 2.101, dependiendo del signo de ambas, este efecto puede llegar a compensarse o sumarse. Por lo tanto en todo cálculo o estimación del coeficiente de temperatura total debemos tomar el caso más desfavorable. Si el caso requiere de un mejor coeficiente, se deberá medir el coeficiente de temperatura total para después compensar con un PTC o un NTC sobre la rama $R_5 - R_3$ del zener ajustable, en la misma forma que la indicada para el caso de la Figura 2-23.

Ahora pasaremos a analizar el control de corriente constante. El mecanismo usado en este caso consiste en un amplificador operacional IC2 que estará comparando un cierto nivel de tensión de referencia, provisto por el potenciómetro P_2 , con respecto a la salida positiva. Esta tensión es comparada con la caída de tensión en la resistencia R_s de sensado de corriente de salida I_o .

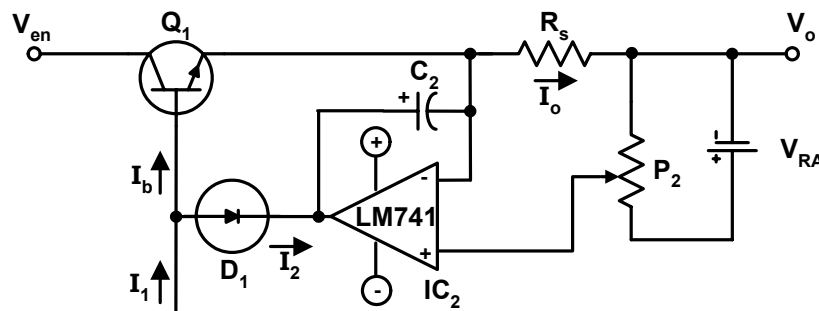


Figura 2-29: Circuito de sensado y limitación de corriente

Cuando la tensión de corriente I_o alcanza un valor que haga

$$V_{R_i} = R_s \cdot I_o \quad (2.102)$$

La tensión de salida de IC2 saldrá de la región positiva para pasar a tener tensión negativa para un leve incremento de I_o .

Esto producirá una determinada corriente I_2 la cual impedirá todo incremento de la corriente I_b , (por ende la corriente I_o), absorbiendo todo incremento producido por I_1 , al tratar de compensar la caída de tensión V_o producida por la limitación de corriente. Si variamos V_{R_i} por medio del potenciómetro P_2 estaremos variando el valor de I_o al cual se produce la limitación. El diodo D_1 se debe colocar para que actúe como llave de conmutación entre la región de voltaje controlado y corriente controlada, es decir, que cuando la corriente de salida es inferior al valor umbral, la tensión de salida de I_{C_2} será en exceso positiva, y D_1 se encontrará bloqueado permitiendo el control absoluto de I_1 sobre I_o . Indudablemente que D_1 deberá ser un diodo de señal, preferentemente de silicio, para que presente una corriente inversa despreciable.

La resistencia R_s deberá ser de un valor relativamente bajo, del tipo no inductiva. Su valor será función del valor máximo de corriente de salida que puede entregar la fuente y de la

sensibilidad que se pretenda obtener en el control de corriente como veremos ahora. Al usar el amplificador operacional como comparador, lo estamos usando a lazo cerrado con ganancia unitaria en la zona lineal del mismo. Si reordenamos el circuito de la figura 2-29 tendremos el circuito de la figura 2-30 en el cual claramente vemos la realimentación de ganancia unitaria.

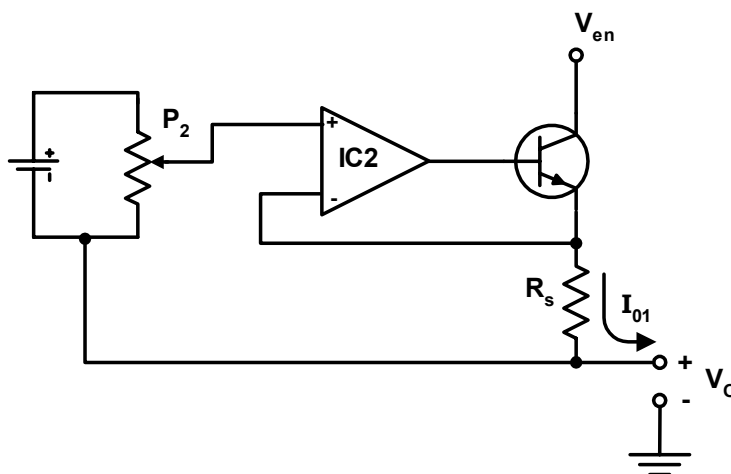


Figura 2-30: Circuito de ganancia de tensión de la fuente

Con esto veremos que si el operacional es de alta ganancia, la precisión del control de la corriente de salida dependerá del deslizamiento de la tensión de desplazamiento de entrada del operacional con la temperatura (drift) y de las variaciones con la temperatura del valor de R_s . Por lo tanto el error total será:

$$\frac{dI_{oL}}{dT} = \pm \frac{dR_s}{dT} \pm \frac{dV_{os}}{dT} \quad (2.103)$$

Como observamos, en la ec. 2.103, tendremos autocompensación si elegimos signos contrarios en los coeficientes de la variación de resistencia y del desplazamiento de V_{os} . Para seleccionar el valor de R_s debemos establecer la sensibilidad del control de corriente para el valor mínimo de corriente. Dado que el operacional junto con el transistor de paso dan un valor de g_m total considerablemente grande, el problema de la sensibilidad se transfiere al drift del operacional, por lo tanto se debe tomar el valor máximo del drift dado por la hoja de datos para el rango de temperatura de trabajo de la fuente. Con este valor tendremos.

$$\Delta I_o = \frac{AV_{os}}{R_s} \quad (2.104)$$

por lo tanto para un valor de corriente mínima de I_o y con un porcentaje de sensibilidad dado el valor de R_s será

$$R_s \geq \frac{S_i \cdot \Delta V_{os}}{I_{o\min}} \quad (2.105)$$

donde S_i es el porcentaje de sensibilidad a corriente de salida mínima.

Uno de los puntos a tener en cuenta en el diseño, es que el amplificador operacional IC2 deberá ser capaz de drenar toda la corriente que entrega el amplificador operacional IC1, caso

contrario tendrá problemas de regulación de corriente a corriente I_o mínima. De presentarse este problema se deberá cambiar de Operacional IC2 o bien agregar un transistor amplificador de corriente tal como lo vemos en la figura 2.31.

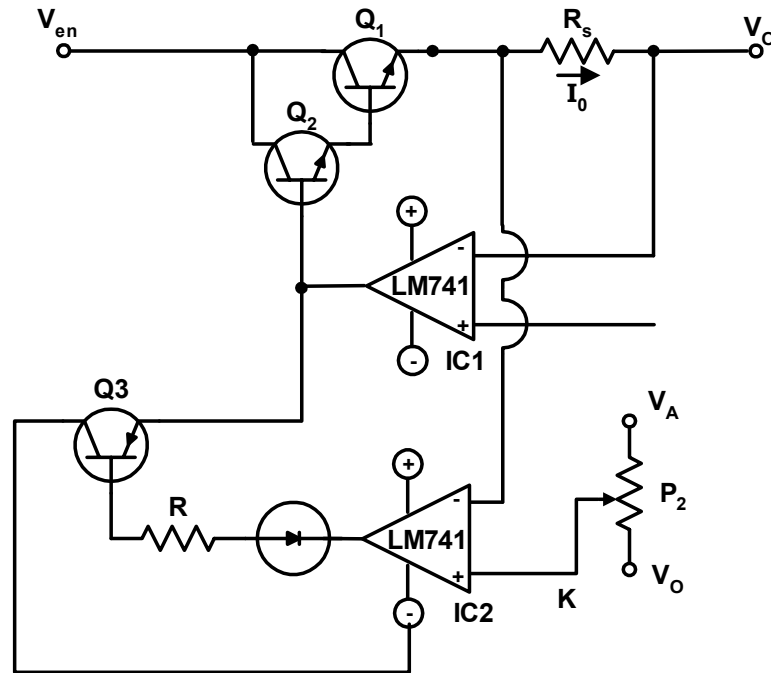


Figura 2-31: Circuito de control de corriente con amplificador de corriente

Cuando la caída de tensión en R_s supera a V_{R_i} la salida de IC2 irá a tensión negativa respecto a V_o polarizando Q_3 que sustraerá toda corriente en exceso drenada por IC1 y la sumará a la corriente de emisor de Q_1 tal que

$$I_o = I_{EQ_1} + I_{CQ_3} \quad (2.106)$$

de esta forma se mantiene el perfecto control de la corriente I_o al no afectarse el lazo de realimentación de corriente, ya que el transistor Q_3 pasa a conformar parte del amplificador IC2.

El valor del potenciómetro P_2 deberá ser tal que no produzca sobre él un valor significativo de caída de tensión debido al deslizamiento de la corriente de polarización de la entrada del Amp. Op.. Para el caso del LM741 esta corriente es de $0.5 \text{ nA}/^\circ\text{C}$, por lo tanto se debe tener en cuenta esta corriente en el rango de temperatura de trabajo y el coeficiente de variación de la corriente regulada con la temperatura para la corriente I_o mínima. Por lo tanto el valor de P_2 vendrá dado por

$$P_2 \leq \frac{R_s}{k \cdot C_{I_o}} \cdot \frac{dI_{os}}{dT} \quad (2.107)$$

donde

k = constante del divisor potenciométrico (para $I_{o\text{min}}$ $k = 0.01$ típico)

C_{I_o} = coeficiente de la corriente de desplazamiento con la temperatura.

$\frac{dI_{os}}{dT}$ = coeficiente de la corriente de desplazamiento con la temperatura.

Ahora estamos en condición de calcular el elemento de corte de corriente, que para el caso de fuente de tensión fija nos permite proteger contra excesiva disipación al elemento de paso. Este elemento no se hace necesario para fuente de tensión regulada variable.

El primer paso, es determinar a qué caída de tensión sobre el elemento de paso deberá actuar el corte de corriente. Como valor típico de diseño se toma que V_o puede caer un 10% de su valor nominal antes de que actúe el corte de corriente, por lo tanto la tensión sobre IC7 debe ser

$$V_{IC_7} = V_{ENm\acute{a}x} - 0.9 \cdot V_o \quad (2.108)$$

Mientras la tensión de salida no caiga por debajo del 90% de su valor nominal el Amp. Op. IC3 tendrá su salida saturada en positivo, lo que hace que D_2 se encuentre bloqueado. Cuando la tensión de salida cae por el 90% de su valor nominal, la entrada positiva de IC3 cae por debajo del valor de la entrada inversora lo que hace que la salida IC3 pase a un valor negativo respecto de la tensión de salida V_o , haciendo conducir a D_2 y sustrayendo corriente al transistor Q_2 y Q_1 . Esto produce una realimentación positiva que llevará al corte de corriente ya que IC3 absorberá toda la corriente que drena IC1 cortando la corriente I_b .

La capacidad C_9 con R_6 dará la constante de tiempo para el encendido de la fuente. Esta constante deberá tener en cuenta el tiempo de establecimiento de la tensión de salida con la máxima carga capacitiva que deberá operar la fuente. Con carga capacitiva la fuente entregará la corriente $I_{om\acute{a}x}$ a la cual es establecida por P_2 , por lo tanto

$$R_6 \cdot C_9 \geq \frac{C_{Lm\acute{a}x} \cdot V_{onom}}{I_{om\acute{a}x}} \quad (2.109)$$

Para el cálculo de R_2 y P_1 se emplearán el mismo método de cálculo que para R_5 y P_3 y que está dado por las Ecuaciones 2.93 a la 2.98. Los diodos D_3 y D_4 colocados contrapuestos en la entrada de IC3 actuarán como protección de la entrada del Amp. Op. La resistencia R_7 deberá ser igual al valor de R_6 seleccionada. Estas dos resistencias son elegidas para que sean limitadoras de corriente para los diodos D_3 y D_4 y además para que cargue el punto D de referencia. Un valor útil de diseño para el caso del LM 358 es de 10 k Ω cada una. La capacidad C_3 a la entrada del regulador entre los puntos (B) y (C) se requiere a los efectos de compensar la relativa alta impedancia que presentan los capacitores electrolíticos a alta frecuencia. Esta capacidad tiene un valor práctico de 47 a 1 μ f y debe ser implementado preferentemente con capacitores cerámicos o en su defecto con policarbonato.

Oooo0oo0oo0oo0oo0ooO

Bibliografía

- 1.- DC POWER SUPPLY HANDBOOK - Application notes 90B - Hewlett Packard - 1978.**
- 2.- APPLICATIONS HANDBOOK - Kepco Power Supplies - 1984**
- 3.- LAMBDA SEMICONDUCTORS APPLICATIONS HANDBOOK - Lambda Power Supplies Inc. 1986.-**
- 4.- VOLTAGE REGULATOR HANDBOOK - National Semiconductor - 1988.**
- 5.- TRANSISTORES CIRCUITOS Y DISEÑOS - J.A Walston, J.R. Miller - Texas Instruments Inc. - 1967.**
- 6.- THE VOLTAGE REGULATOR HANDBOOK - Texas Instruments Inc. 1977.**
- 7.- ELECTRONICS DESIGNERS HANDBOOK - 2nd Edition - L.J. Giacoletto - McGraw Hill 1977.**
- 8.- RECTIFIER APPLICATIONS HANDBOOK -Motorola semiconductors - HB214/D - 1993.**
- 9.- ZENER DIODE HANDBOOK - Motorola semiconductors - 1994.**